

3

ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ

Под редакцией В.В. Шахгильдяна

4-е издание, переработанное
и дополненное

Рекомендовано Минсвязи России в качестве учебного пособия
для студентов вузов связи, обучающихся по специальности
201100 «Радиосвязь, радиовещание и телевидение»



Москва
«Радио и связь»
2000

Федеральная программа поддержки книгоиздания России

П79 Проектирование радиопередатчиков: Учеб. пособие для вузов / В.В. Шахгильдян, М.С. Шумилин, В.Б. Козырев и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. — 4-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 2000. — 656 с.: ил.
ISBN 5-256-01378-5.

Рассмотрены вопросы проектирования и расчета радиопередатчиков различных назначений, диапазонов волн и мощностей с амплитудной, однополосной и угловой модуляцией. Приведены методы расчета структурных схем передатчиков с элементами их оптимизации, радиочастотных каскадов усиления мощности на транзисторах и радиолампах, модуляционных устройств, синтезаторов частоты. В отличие от предыдущих изданий (1976, 1984, 1993 гг.) расширены разделы, связанные с расчетом каскадов на транзисторах; разделы, касающиеся однополосной и цифровой модуляции; включены вопросы совместного усиления мощности сигналов изображения и звукового сопровождения в телевидении; отражены методы повышения промышленного КПД передатчиков для вещания (с АМ и ОМ) и связанных (с ОМ); больше внимания уделено электромагнитной совместимости; изложены особенности передатчиков в системах связи с подвижными объектами; расширен раздел о синтезаторах частоты.

Для студентов высших учебных заведений связи по специальности "Радиосвязь, радиовещание и телевидение" (201100); может быть полезна студентам по специальности "Радиотехника" (2007001) и "Связь с подвижными объектами" (20120002 и 20120003), а также бакалаврам и магистрам связи (специальности 5504002, 5504003, 5504004 и 55280001).

ББК 32.848.3

Шахгильдян В.В., Шумилин М.С.,
Козырев В.Б. и др., 2000

Предисловие

При выполнении курсовых и дипломных работ студенты часто сталкиваются с трудностями, связанными главным образом с многообразием задач проектирования. Прогресс в технике радиопередающих устройств за последние годы, возникновение новых технических направлений, изменение нормативов на технические характеристики передатчиков, появление новой элементной базы, выход в свет нового учебника [1.1] — все это и определило необходимость четвертого издания настоящего пособия. В нем дана методика расчетов наиболее сложных узлов передатчиков.

Материал книги подобран так, что проектантам не нужно пользоваться большим числом дополнительной литературы. Вместе с тем пособие не претендует на то, чтобы охватить все вопросы, возникающие при проектировании, вследствие большого разнообразия тем и неоднозначности возможных решений. В частности, пособие не содержит полных справочных материалов по параметрам ламп, транзисторов и других радиотехнических изделий. Для выбора полупроводниковых и электронных приборов должны быть использованы новейшие и полные справочники [например, 1.2–1.5].

В пособии даны направление и порядок проектирования, методы выбора схем и их основных параметров, значительное число формул и таблиц с указанием границ их применения.

Предполагаем, что выполняющий курсовой или дипломный проект студент хорошо знаком с теоретической частью курса "Радиопередающие устройства" специальности "Радиосвязь, радиовещание и телевидение" (специальность 2011). Поэтому в пособии используются соотношения и формулы, известные из этого курса, без выводов и доказательств.

В гл. 1–4 рассмотрены общие для всех передатчиков вопросы проектирования и расчета. Главы 5–11 посвящены особенностям передатчиков различного назначения и диапазонов волн.

По сравнению с предыдущим изданием расширены разделы однополосной и цифровой модуляции, синтеза частот; включены новые разделы о передатчиках для связи с подвижными объектами, об однополосном вещании, о совместном усилении сигналов изображения и звукового сопровождения в телевидении. Во всех разделах учтены современные нормативы, и прежде всего по электромагнитной совместимости. Приведены краткие сведения о новейших мощных транзисторах и о месте транзисторов в современных и перспективных передатчиках.

В.В. Шахильдян и М.С. Шумилин написали предисловие; М.С. Шумилин написал гл. 1, кроме § 1.3, 1.5 и 1.11, а также § 2.1, 2.9 и 3.12; В.Б. Козырев — § 1.3, 1.11, гл. 2, кроме § 2.1, 2.9 и 2.11, а также гл. 3, кроме § 3.11 и 3.12; А.А. Ляховкин — § 2.11; В.В. Шахильдян и В.А. Власов — гл. 4; В.М. Розов — гл. 5 и 6; А.Е. Рыжков — § 3.11, гл. 7, кроме § 7.5, совместно с М.М. Козловским, гл. 9 совместно с В.А. Антипенко и гл. 11; Э.С. Забалканский — § 1.5, 7.5, гл. 8, кроме § 8.4, написанного совместно с А.Е. Рыжковым, и гл. 10.

ГЛАВА 1

Общие вопросы проектирования

1.1. Задачи проектирования

Курсовой и дипломный проекты представляют собой сложный комплекс вопросов принципиального, схемного, расчетного и конструктивного характера: выбор схем, ламп и транзисторов, элементов колебательных систем, способа модуляции или манипуляции, источника питания, путей обеспечения работоспособности передатчика при заданных внешних условиях (изменении питающих напряжений и параметров антенны, изменении температуры окружающей среды, механической тряске или ударах и др.). Квалифицированно решить эти вопросы, пользуясь только учебниками, затруднительно. Данное пособие облегчает студентам процесс проектирования.

В связи с быстрым ростом сети радиопередающих станций, резким ужесточением требований электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных устройств, повышением требований к качеству и надежности их работы особое внимание студентов обращается на необходимость использования в разрабатываемых ими проектах последних достижений отечественной и зарубежной техники в области радиопередатчиков, таких как применение новых мощных радиоламп и "генераторных" транзисторов; выбор экономически более выгодных режимов выходной (коллекторной, анодной) цепи (например, ключевого или бигармонического); широкое применение транзисторов и микросхем, экранированных ламп, в том числе новых высокоэффективных ламп для линейного и широкополосного усиления, быстродействующей электронной защиты; применение широкополосных усилителей (например, с распределенным усилением) и др.

Главная задача курсового и дипломного проектирования состоит в выборе наиболее эффективных с технико-экономической точки зрения путей реализации технических условий на проектируемое устройство. Прежде всего на основе действующих в момент проектирования общесоюзных норм [1.9–1.12], государственных стандартов и других нормативных документов необходимо составить технические условия (технические требования) для проектируемого радиопередатчика. Обычно эти требования содержат указания о назначении и условиях эксплуатации проектируемого передатчика, его мощности, диапазоне рабочих радиочастот,

видах модуляции. Обязательны требования по обеспечению электромагнитной совместимости — допустимые нестабильность радиочастоты и уровни побочных и внеполосных излучений. В соответствии с назначением передатчика и видами модуляции и манипуляции следует указать требования к показателям качества (например, глубине модуляции и допустимым нелинейным искажениям, полосе модулирующих частот и допустимой неравномерности ее воспроизведения), указать также источник питания и его напряжение, нагрузку для передатчика — характер и входное сопротивление антенно-фидерного тракта, требования к промышленному коэффициенту полезного действия (КПД) передатчика и др.

Ряд стандартов на радиопередатчики и радиостанции введен в действие в 1979–1984 гг. [1.22; 1.23]. Позднее, в 1985–1987 гг. на основе международных рекомендаций по ЭМС радиоэлектронных средств введены Государственные нормы на ЭМС [1.9–1.12]. Наконец, в 1991 г. принят новый вариант стандарта на показатели качества каналов и трактов звукового вещания [1.24]. Поэтому сейчас при использовании действующих (но “старых”) стандартов [1.22; 1.23 и др.] для составления технических требований на проектируемый передатчик следует вносить коррективы на требования ЭМС [1.10–1.12] и показатели качества радиовещания [1.24].

По литературе, в учебной лаборатории, а также в процессе производственной и преддипломной практики студенты изучают существующие передатчики такого же назначения, как проектируемый, и близкие по мощности и диапазону частот и перспективы их развития.

На этой основе определяют возможные пути реализации каждого из пунктов технических условий. Как правило, таких путей оказывается несколько: заданную мощность можно получить как от генераторных радиоламп, так и от транзисторов или от электронных приборов СВЧ; заданный вид модуляции — несколькими способами и т.д. Следовательно, необходимо технико-экономическое обоснование выбора по каждому пункту технических требований наиболее целесообразного варианта решения. В результате анализа составляется обоснованная структурная схема передатчика, определяются конкретные безусловно современные и перспективные типы активных приборов для всех каскадов, выбираются стандартные напряжения питания отдельных цепей от электросети при минимальном числе выпрямителей (или от гальванических элементов, аккумуляторов).

Далее следует рассчитать электрические режимы ступеней, выбрать стандартные по нормалам и ГОСТам детали и измерительные приборы. При расчетах следует пользоваться вычислительной техникой на основе стандартных программ.

В проект кроме расчетно-пояснительной записки входят электрические схемы, компоновочные и конструктивные чертежи, выполняемые в соответствии с ЕСКД.

1.2. Основные характеристики передатчика, определяющие выбор схемных и режимных решений

Основными электрическими характеристиками передатчика, определяющими его конструкцию, являются мощность, диапазон несущих частот, вид и требуемое качество модуляции, требования обеспечения ЭМС — допустимые нестабильность частоты и уровни побочных и внеполосных излучений. Наряду с этим существенную роль играют назначение передатчика и соответствующие этому условия его будущей эксплуатации. При курсовом и дипломном проектировании передатчиков применительно к специальности 2011 “Радиосвязь, радиовещание и телевидение” могут быть поставлены задачи проектирования передатчиков следующего назначения:

магистральная радиосвязь в декаметровом (коротковолновом) диапазоне волн; тропосферная, космическая, радиорелейная связь в диапазонах УВЧ и СВЧ;

низовая народнохозяйственная связь в декаметровом диапазоне с однополосной модуляцией (ОМ) или в метровом и дециметровом диапазонах с частотной модуляцией (ЧМ);

связь с подвижными объектами (суда, самолеты, автомобильный и железнодорожный транспорт);

сотовая и транкинговая связь;

связь в “гражданском” диапазоне (СВ, 27 МГц);

радиовещание на длинных, средних и коротких волнах при амплитудной модуляции (АМ), в метровом диапазоне с ЧМ, телевизионное вещание (изображение и звуковое сопровождение). Могут быть поставлены и другие задачи.

В соответствии с назначением передатчики могут эксплуатироваться в различных условиях:

на стационарном радиопередающем центре при постоянном присутствии специального квалифицированного обслуживающего персонала (“обслуживаемый передатчик”);

на стационарном центре при автоматическом или дистанционном управлении без постоянного присутствия обслуживающего персонала (“необслуживаемый передатчик”);

на борту подвижного объекта (автомобиля, самолета, судна, спутника) при наличии или отсутствии специального работника (радиостанционного оператора);

в помещении диспетчерского пункта морского, речного, авиапорта, карьера по добыче полезных ископаемых или большого строительства;

на базе геологической экспедиции; в помещении лесничества; в руках индивидуального пользователя сотовой или транкинговой связью, геолога-разведчика, лесника-обходчика, составителя поездов на сортировочной железнодорожной станции, лоцмана и т.д.

Перечисленным выше возможным местам расположения радиостанций (передатчиков) соответствуют определенные температура окружающего воздуха (+15...+35 °С в стационарных условиях, -50...+50 °С в полевых условиях и др.), влажность, вибрации и удары и другие внешние условия. Максимальная температура окружающей среды учитывается при расчете системы охлаждения; минимальная — при выборе некоторых деталей, например электролитических конденсаторов, гальванических батарей или аккумуляторов. Влажность, наличие в окружающем воздухе брызг воды (особенно морской) обуславливают требования к герметизации аппаратуры, выбору влагостойких деталей и коррозионно-стойких конструкционных материалов или защитных покрытий (эти вопросы, так же как механическая прочность, выходят за пределы данного пособия).

Передатчики разного назначения могут либо часто перестраиваться с одной рабочей частоты на другую, либо длительное время (годы) работать на одной неизменной частоте. Зависит от назначения передатчика и время, отводимое на смену рабочей волны. Так, магистральные коротковолновые передатчики перестраиваются по многу раз в сутки и на перестройку отводится ограниченное время (несколько минут). Радиовещательные средневолновые передатчики имеют две рабочие волны: дневную и ночную. Длинноволновые и телевизионные вещательные передатчики работают на одной фиксированной частоте. Фиксированы частоты и передатчиков тропосферных, космических, радиорелейных систем связи.

Во многих современных системах радиосвязи частота передатчика меняется автоматически и очень часто в соответствии с командами центрального управляющего устройства.

У широкодиапазонных часто перестраиваемых передатчиков, у передатчиков подвижных объектов, где нет специального работника — радиста, необходимо при проектировании предусматривать предельную простоту и быстроту перестройки. Для этого могут применяться широкополосные каскады усиления, полосовые фильтры, системы автоматической настройки и др. Подробнее эти вопросы рассмотрены в [1.1] и в гл. 3 настоящего пособия.

Очень важным является требование всемерного повышения промышленного (полного) КПД передатчика и его отдельных каскадов, естественно, не в ущерб другим требованиям. Дело не только в том, что повышение КПД соответственно снижает затраты на оплату электроэнергии, которая во всем мире систематически дорожает. В бортовых и носимых радиостанциях более важен меньший расход энергии от источника с ограниченной энергоемкостью, например аккумулятора. При низком КПД, т.е. при больших потерях энергии на тепло, возникает необходимость в более эффективной системе охлаждения, для чего приходится ставить более мощные вентиляторы или насосы системы принудительного охлаждения, т.е. затрачивать дополнительную энергию на их работу, что, в свою очередь, приводит к дополнительному снижению КПД. Наконец, при работе транзисторов, ламп и других деталей при

температуре, близкой к предельно допустимой, существенно снижается надежность этих деталей и передатчика в целом. Передатчик с низким КПД, как правило, имеет большие габариты и массу за счет больших радиаторов, больших электродвигателей и вентиляторов (насосов) и др.

Главным путем обеспечения высокого КПД является рациональный выбор режима транзисторов и ламп, использование катушек индуктивности и электрических конденсаторов с малыми потерями (с высокой добротностью), стремление по возможности не использовать активные сопротивления (резисторы) в цепях с большими токами. Применительно к транзисторам и радиолампам наиболее целесообразен граничный или слегка перенапряженный режим при угле отсечки около 90° или несколько меньше. Там, где это возможно, применяется ключевой или бигармонический режим, а в модуляционных устройствах — режим D.

1.3. Полупроводниковые приборы в мощных каскадах передатчиков

В мощных каскадах передатчиков из полупроводниковых приборов используют биполярные и полевые транзисторы. Биполярные транзисторы применяются от самых низких частот до ориентировочно 10 ГГц. По мощностным параметрам на частотах приблизительно до 1,5 ГГц к ним приблизились, а по многим другим параметрам и опередили МДП-полевые транзисторы, а на частотах выше 5...6 ГГц их превосходили полевые транзисторы с барьером Шоттки. Последние такую же величину мощности, как у биполярных транзисторов, обеспечивают на частотах примерно в 3 раза выше. У транзисторов с барьером Шоттки верхняя рабочая частота доходит до 60 ГГц и выше [1.2-1.5].

Кроме биполярных и полевых транзисторов в каскадах передатчиков применяют еще ряд полупроводниковых приборов, таких как тиристоры, диоды Ганна, лавинно-пролетные диоды, варикапы, варакторы и туннельные диоды. Тиристоры используют как генераторные приборы на частотах до 100 кГц, а также в импульсных модуляторах. Однако их все в большей степени вытесняют биполярные и главным образом полевые транзисторы, специально разработанные для импульсных, переключающих схем, ключевых усилителей радиочастот и ключевых усилителей низких частот, усилителей класса D. Лавинно-пролетные диоды и тем более диоды Ганна, которые могут работать до предельных частот 200...250 ГГц, также вытесняются транзисторами с барьером Шоттки. Варакторные (диодные) умножители, использующие нелинейную емкость закрытого и открытого р-п-перехода, которые устанавливались ранее после транзисторных усилителей мощности на частотах выше 20...30 ГГц, также вытесняются транзисторами СВЧ. Сейчас варакторы, а также варикапы используются главным образом для перестройки частоты и частотной модуляции в мощных и маломощных высокостабильных автогенераторах. На туннельных диодах, одним из преимуществ которых является более высокая радиационная стойкость, строят

усилители и автогенераторы, в том числе высокостабильные прецизионные кварцевые на очень низкие мощности при работе от низковольтных источников питания (около 1 В) со специфическими дополнительными требованиями к источнику питания.

Таким образом, основными мощными генераторными полупроводниковыми приборами являются биполярные и полевые транзисторы.

Преимущества транзисторов перед лампами в мощных радиопередатчиках не столь бесспорны, как в радиоприемных, вычислительных или других маломощных устройствах. Безусловным достоинством транзисторов является устойчивость к механическим воздействиям и большой срок службы (при условии защиты от превышения предельно допустимых напряжений и токов). В условиях правильной эксплуатации их не приходится менять на протяжении всего срока службы аппаратуры. Однако в мощных каскадах передатчиков транзисторы часто используют на пределе по току, напряжению, температуре, и поэтому здесь нет оснований рассчитывать на такую же высокую надежность транзисторов, как в маломощных устройствах. Транзисторам присуще постепенное медленное ухудшение свойств (деградация), которое у "мощных" транзисторов из-за работы на предельных режимах происходит интенсивнее, чем у маломощных.

Отсутствие цепи накала у транзисторов обуславливает их немедленную готовность к работе, но не приводит к заметной экономии электроэнергии питания, так как затраты энергии в цепях накала современных мощных ламп составляют 4...5% и меньше их номинальной мощности.

Низкие питающие напряжения резко упрощают систему защиты обслуживающего персонала. Возможность работы всех каскадов передатчика от одного или небольшого числа источников постоянного тока, в том числе непосредственно от батарей или аккумуляторов автомобиля или самолета, заметно упрощает его устройство. Кроме того, низкие питающие напряжения при относительно большой мощности определяют малые нагрузочные сопротивления (десятки, единицы и даже доли ома). По этой причине вредное действие паразитных емкостей, шунтирующих нагрузку, существенно меньше, чем в лампах, что позволяет в широком диапазоне частот (до 100...1000 МГц) использовать нерезонансные схемы, в том числе двухтактные генераторы с резистивной (апериодической) нагрузкой, исключить перестраиваемые входные, межкаскадные и выходные цепи связи, что улучшает надежность и конструктивные характеристики передатчика в целом и упрощает его настройку. Вместе с тем малые входные и нагрузочные сопротивления затрудняют согласование транзисторов с другими элементами передатчика и друг с другом. Одновременно сильно сказываются индуктивности выводов и монтажа. Меньший (как правило) коэффициент усиления по мощности транзисторов (по сравнению с лампами) приводит к большему числу каскадов, т.е. к дополнительным затратам энергии и мощности, рассеиваемой внутри передатчика. Большие токи, неизбежные при больших мощностях и малых напряжениях, приводят к дополнительным трудностям при конструировании источников питания для транзисторных передатчиков.

В наиболее современных мощных транзисторных передатчиках сейчас практикуется питание каждого каскада, каждого блока (модуля) отдельного каскада от отдельного выпрямителя.

Апериодическая (резистивная) нагрузка позволяет строить генераторы, в которых транзисторы работают в режимах с негармоническими формами напряжений. Среди этих режимов особенно интересен ключевой режим, который отличается малой рассеиваемой мощностью, меньшей критичностью к амплитуде входного сигнала и к усилительным свойствам транзистора и отсюда более высокой надежностью. Однако он обладает меньшим коэффициентом усиления по мощности и непригоден в каскадах, предназначенных для усиления колебаний с переменной амплитудой.

В передатчиках мощностью приблизительно до 1 кВт полная замена ламп транзисторами приводит к уменьшению габаритов и массы, тем более заметному, чем меньше их мощность. В мощных передатчиках с их блочным (модульным) построением габариты и масса определяются не только активными приборами, но и в значительной степени деталями цепей связи и фильтрующей системы, деталями цепей сложения и разделения мощности, радиаторами, электровентиляторами и другими элементами системы охлаждения. Из-за низких допустимых температур транзисторов системы их охлаждения оказываются более массивными и могут потреблять больше энергии питания, чем лампы этой же мощности. Поэтому применение транзисторов может не приводить к существенному выигрышу в массе и габаритах передатчика в целом. Однако в качестве радиаторов маломощных передатчиков иногда можно использовать непосредственно корпус корабля, танка и т.д.

Недостатки транзисторных передатчиков прежде всего связаны с высокой стоимостью мощных транзисторов из-за чрезвычайно сложной технологии их производства. Другие их недостатки по сравнению с лампами определяются малой мощностью одного транзистора и высокой чувствительностью их к перегрузкам. Транзисторы, как правило, не допускают даже кратковременных перегрузок по токам, напряжениям и рассеиваемой на них мощности. Отсюда критичность к рассогласованиям с нагрузкой, к изменениям режимов работы и т.д. Транзисторам присуща большая склонность к паразитным колебаниям, в том числе параметрическим автоколебаниям, и главное, выход из строя при их появлении, а также из-за наведенных ЭДС (атмосферное электричество, от других передатчиков). Это требует сравнительно сложных схем сложения мощностей на выходе передатчика и создания систем защиты транзисторов от превышения напряжений, токов и температуры при работе в изменяющихся условиях (изменения нагрузки, питания, охлаждения и др.), и поэтому дополнительно повышается стоимость, снижается надежность всего передатчика.

Существенный разброс параметров транзисторов, их температурная зависимость, а также зависимость усилительных свойств от частоты и режима усложняют построение передатчиков. Из-за низкого коэффициента усиления по мощности транзисторов увеличивается число каскадов

передатчиков по сравнению с ламповыми. Транзисторы заметно хуже по линейности амплитудной модуляционной характеристики, им присуща большая паразитная фазовая модуляция. Наконец, следует отметить чувствительность транзисторов к проникающей радиации.

На данное время как у нас в стране, так и за рубежом выпускают передатчики, в которых все маломощные каскады транзисторные; во многих передатчиках значительных мощностей (до 10...100 кВт) в диапазоне частот приблизительно до 500 МГц транзисторы установлены и в выходных каскадах. Важно, что полная транзисторизация определяется не только уровнем колебательной мощности, но и ее целесообразностью, в первую очередь там, где требуются необслуживаемые передатчики (на космических кораблях и спутниках, при установке в ненаселенной местности и т.д.), или когда время перестройки с одной частоты на другую должно быть малым. Наоборот, например в телевизионных и радиовещательных передатчиках, работающих на фиксированной частоте либо предусматривающих сравнительно редко переход с одной частоты на другую, при эксплуатации которых выделяется время для профилактических работ и перестройки по частоте, полная транзисторизация экономически оправдана при уровнях мощности не выше 1...10 кВт. Если в оконечных каскадах передатчиков применяются лампы, то транзисторные каскады целесообразно строить на мощность не выше порядка 1,0 кВт.

В настоящее время отечественная промышленность и зарубежные фирмы выпускают мощные генераторные транзисторы как широкого применения, так и узкоспециализированные. Это в первую очередь определяет диапазон рабочих частот, который для первых и главным образом для вторых жестко связан с их назначением. Специализация коснулась биполярных и всех типов полевых транзисторов. Выпускаются транзисторы, предназначенные для работы в радиочастотных каскадах передатчиков, в импульсных устройствах, стабилизаторах напряжения, во вторичных источниках питания и переключающих схемах.

В связи с интенсивным развитием связи на одной боковой полосе в диапазоне от 1,5 до 30...80 МГц выпускается широкий набор так называемых линейных транзисторов на мощности до нескольких сот ватт [1.2-1.5], обеспечивающих линейность амплитудной характеристики и паразитную фазовую модуляцию, при которых уровень составляющих третьего порядка K_{3f} при испытаниях на двухтоновом сигнале ниже -28...-32 дБ. Аналогично широкое развитие телевизионного вещания с выходной мощностью передатчиков от единиц ватт до единиц киловатт привело к разработке "линейных" транзисторов для совместного усиления радиосигналов видео- и звукового сопровождения в диапазонах 100...200, 170...230, 40...860 МГц с коэффициентом комбинационных составляющих не более -53...-60 дБ при усилении трехтонового испытательного сигнала [1.1, с. 493]. Применительно к этим и другим типам передатчиков выпускается небольшой набор так называемых сверхлинейных транзисторов, предназначенных для работы в режиме класса А, т.е. с весьма низким КПД как в широкодиапазонных (от 10 МГц до

1...2 ГГц), так и относительно узкодиапазонных, обеспечивающих нелинейные искажения на уровне комбинационных составляющих третьего порядка K_{3f} не выше -50...-60 дБ.

Выпускаются УВЧ транзисторы, предназначенные для радиоимпульсного режима работы с относительно короткими длительностями ($\tau_{и} < 5...20$ мкс) и с относительно длинными ($\tau_{н} < 100...250$ мкс) при скважности импульсов Q от 5 до 100 и выше. Благодаря снижению средней рассеиваемой мощности и некоторому (около 1,5 раз) форсированию по напряжениям и токам "импульсные" транзисторы обеспечивают в 2...3 раза больше мощности. Диапазон рабочих частот этих транзисторов ограничен частотами, выделенными для радиолокации. Для некоторых из них он составляет всего ± 50 МГц при средней частоте 1,5 ГГц.

В последнее время в связи с интенсивным развитием систем связи с подвижными объектами, в том числе сотовой, разрабатываются специальные транзисторы для работы в диапазонах 450 МГц, 900 МГц и 1800 МГц и главное при низких напряжениях питания $E_{п} = 5; 7,5$ В [1.55].

Верхняя рабочая частота $f_{в}$ в генераторных транзисторах, как правило, ограничивается его усилительными возможностями, нижняя $f_{н}$ для биполярных транзисторов — опасностью перегрева его структуры за время протекания одного импульса тока и развитием вторичного пробоя. У многих типов биполярных и полевых транзисторов внутри корпуса устанавливаются дополнительные LC-элементы в виде ФНЧ в цепи базы или эмиттера у биполярных или в цепи затвора у полевых транзисторов, повышающие резистивную составляющую его входного сопротивления до 0,5...1,0 Ом. Одновременно они компенсируют его реактивную составляющую до 1...2 Ом (обычно индуктивного характера) в рабочей полосе частот, которая может составлять десятки-сотни мегагерц. У ряда СВЧ транзисторов LC-элементы устанавливают как на входе, так и на выходе, соответственно повышая входное и нагрузочное сопротивления, например до стандартной величины 50 Ом. Использование транзисторов со встроенными внутри корпуса цепями связи на других частотах, отличных от указанных в паспортных данных, исключается.

Мощности современных биполярных транзисторов ограничиваются 200...500 Вт в диапазоне частот до 100 МГц, примерно ста ваттами на частотах до 1 ГГц и единицами — долями ватт по мере приближения к верхней предельной частоте порядка 10 ГГц. Изготовление транзисторов еще большей мощности не оправдано по ряду причин. Во-первых, усложняется проблема отвода тепла. Геометрические размеры корпуса остаются те же, а допустимые тепловые сопротивления корпус-кристалл, корпус-радиатор падают до единиц — долей градусов Цельсия на ватт. Попытки перейти к водяному охлаждению непосредственно корпуса самого транзистора не дали в совокупности положительного результата. Во-вторых, мощность наращивается путем параллельного включения десятков-сотен элементарных транзисторов, так называемых многоэмиттерных транзисторов, размещенных в одном корпусе. При этом резко падает процент выхода годных приборов, а значит, их цена растет

гораздо быстрее, чем мощность. В-третьих, пропорционально снижаются входные и нагрузочные сопротивления транзисторов, которые сейчас составляют десятые доли и единицы ом, что затрудняет взаимное согласование каскадов. Кроме того, все сильнее сказываются индуктивности выводов, и в первую очередь индуктивность общего вывода, несмотря на непосредственное соединение этого электрода с корпусом прибора, позволяющее уменьшить ее до десятых долей наногенри.

Частично проблема повышения мощности решается размещением на одном основании с максимальной близостью к друг другу либо вообще в одном корпусе двух одинаковых, одного типа проводимостей транзисторов, предназначенных для работы в двухтактных схемах.

Такие транзисторы называют "борками" или "балансными". По сравнению с одним обычным транзистором, во-первых, у каждого из двух, рассчитанных на половинную мощность, в 2 раза большие входные и нагрузочные сопротивления. Во-вторых, при последовательном их включении по входу результирующее входное сопротивление возрастает еще в 2 раза. Таким образом, при одинаковой выходной мощности входное сопротивление балансного транзистора в четыре раза выше, чем обычного. В-третьих, максимально близкое размещение двух транзисторов упрощает задачу обеспечения короткого замыкания на частотах четных гармоник и позволяет повысить рабочую частоту двухтактных генераторов до 1...2 ГГц. В-четвертых, в общем корпусе оба транзистора конструктивно размещаются так, что значительная часть индуктивности общего вывода оказывается общей на оба транзистора. Поскольку в двухтактной схеме при противофазной идентичной работе транзисторов через эту часть индуктивности протекает разностный ток, теоретически равный нулю, то эквивалентную индуктивность общего вывода удается снизить в несколько раз. Рассмотрим параметры и технические характеристики мощных генераторных биполярных и полевых транзисторов, выпускаемых отечественной промышленностью [1.2-1.5].

Биполярные транзисторы. Биполярные генераторные транзисторы мощностью до 250...500 Вт по своей конструкции значительно отличаются от транзисторов других назначений. Во-первых, транзисторы выполняют по планарной технологии, при которой площадь коллекторного перехода в 3...5 раз больше площади эмиттерного перехода. Избыточная площадь создает так называемую пассивную часть коллекторного перехода, которую можно рассматривать как отдельный р-р-переход (диод), включенный между базой и коллектором.

Во-вторых, для обеспечения возможности работы при больших плотностях тока из-за эффекта отеснения тока к периферии эмиттерной области на высоких частотах транзисторы выполняют по многоячеечной (многоэмиттерной) структуре в виде гребенки, сетки и др., при которой достигается наибольшее отношение периметра электродов к площади. Структура такого транзистора представляет собой параллельное соединение большого числа элементарных транзисторов, у которых коллекторы и базы соединяют непосредственно, а последовательно с эмиттерами

часто включают резисторы r_{Σ}^* - или $r_{\Sigma}^*C^*$ -цепочки для создания отрицательной обратной связи по постоянному току и по радиочастоте или только по постоянному току с целью выравнивания токов элементарных транзисторов. С одиночной многоэмиттерной структуры площадью 0,03 мм² обычно снимается полезная мощность не более единиц ватт. Увеличение мощности до десятков ватт достигается в многоструктурных (многоэмиттерных) транзисторах. Например, 30-ваттный транзистор КТ946 содержит 16 параллельно включенных структур, расположенных в ряд, но на достаточном расстоянии друг от друга, чтобы можно было эффективно отводить тепло. Нарастивание числа структур для получения большей мощности в одном приборе ведет к снижению входных и нагрузочных сопротивлений, что затрудняет согласование транзистора с внешними LCR-цепями. Поэтому в СВЧ транзисторах мощностью в десятки-сотни ватт устанавливают внутри корпуса специальные трансформирующие LC-цепи (так называемые внутрисогласованные транзисторы (КТ979, КТ975 и др.)).

В-третьих, при низких нагрузочных и входных сопротивлениях сильно сказываются индуктивности выводов транзисторов. Для их снижения у транзисторов, предназначенных для работы на частотах выше 100 кГц, выводы делают в виде полосок. Для снижения индуктивности общего вывода транзистора (по отношению к входной и выходной цепям генератора) его выполняют в виде нескольких полосок либо непосредственно соединяют с корпусом прибора. Все это позволяет снижать индуктивность выводов до единиц и десятых долей наногенри и применять такие транзисторы только при включении по схеме с общим эмиттером (ОЭ) или с общей базой (ОБ) в зависимости от того, какой электрод соединен с корпусом.

В-четвертых, в мощных транзисторах стремятся снизить тепловое сопротивление кристалл-корпус транзистора до единиц градусов Цельсия на ватт и меньше. При этом сам кристалл помещают (приклеивают) к корпусу прибора через прокладку из оксибериллиевой керамики, обладающей малым тепловым сопротивлением и одновременно хорошими изоляционными свойствами по постоянному току и на радиочастотах. В то же время корпус транзистора обычно имеет сравнительно малые размеры. Поэтому создается очень большое тепловое сопротивление корпус-среда. Для мощных транзисторов оно даже не указывается в паспортных данных, поскольку для его снижения транзисторы всегда необходимо устанавливать на специальные теплоотводы — радиаторы, а иногда применять еще и принудительное охлаждение радиатора (обдув потоком воздуха от электровентилятора). Для уменьшения теплового сопротивления, возникающего между корпусом транзистора и радиатором, транзистор конструктивно выполняют в виде болта, фланца и т.д., чтобы его можно было плотно, без зазора, крепить к радиатору. С этой целью применяют также специальные смазки.

Наконец, в-пятых, мощные генераторные транзисторы выпускают только п-р-п-проводимости. Транзисторы с р-п-р-проводимостью оказываются существенно хуже по частотным свойствам. Это, а также

различные температурные зависимости основных параметров затрудняют изготовление комплементарных биполярных транзисторов для радиочастотного диапазона.

Мощные биполярные транзисторы обычно работают с относительно большими токами, протекающими через р-п-переходы в открытом состоянии, и с относительно большими напряжениями, приложенными к р-п-переходам в закрытом состоянии. При этом дифференциальное сопротивление р-п-переходов, определяемое параллельно включенными сопротивлениями рекомбинации r_p и диффузионными емкостями C_d в открытом состоянии, относительно мало (близко к короткому замыканию), поскольку $r_p \rightarrow 0$ и $C_d \rightarrow \infty$, и, наоборот в закрытом состоянии относительно велико (близко к разрыву), поскольку $r_p \rightarrow \infty$ и $C_d \rightarrow 0$. Это позволяет для приближенных инженерных расчетов составлять эквивалентные схемы транзистора в виде комбинации эквивалентных линейных схем для четырех возможных состояний: отсечки, активного, насыщения и инверсного. В частности, на низких частотах можно пользоваться линеаризованными статическими характеристиками. Нелинейные свойства транзистора проявляются главным образом при переходе из одного состояния в другое при некоторых напряжениях на эмиттерном и коллекторном переходе $e_э$ и $e_к$, близких к напряжению отсечки $E_{отс}$, составляющему 0,5...0,7 В для кремниевых и 0,2...0,3 для германиевых транзисторов.

Для мощных генераторных транзисторов основным является работа с отсечкой тока в недонапряженном и граничном режимах. При этом транзистор поочередно находится в двух состояниях — отсечки (эмиттерный и коллекторный переходы закрыты) и активном (эмиттерный открыт, а коллекторный закрыт). Перенапряженный режим, когда транзистор на некоторую часть периода высокочастотных колебаний попадает в состояние насыщения (оба перехода открыты), а в ряде схем генераторов и в инверсное состояние (эмиттерный закрыт, коллекторный открыт), как правило, может возникать при рассогласовании нагрузки, в процессе настройки генератора. Специально перенапряженный режим используется только для осуществления коллекторной АМ. Работа биполярного транзистора в ключевом режиме рассматривается в § 2.6.

На рис. 1.1, а, б и 1.2, а, б приведены условные обозначения и эквивалентные схемы биполярного транзистора при включении с ОЭ и ОБ, отражающие два его состояния — активное и отсечки. Эквивалентные элементы $r_p C_d$ -цепочки, отражающие электрические свойства эмиттерного перехода, в открытом состоянии можно считать: $r_p \rightarrow 0$, $C_d \rightarrow \infty$, в закрытом $r_p \rightarrow \infty$, $C_d \rightarrow 0$. Параллельно добавлены барьерная емкость эмиттерного перехода $C_э$ и показанное штриховой линией сопротивление утечки $R_{уэ}$, которое для мощных генераторных транзисторов составляет всего 1000...100 Ом и ниже. Активная и пассивная части закрытого коллекторного перехода представлены только барьерными емкостями $C_{ка}$ и $C_{кп}$. Сопротивление утечки коллекторного перехода обычно велико, и им пренебрегают.

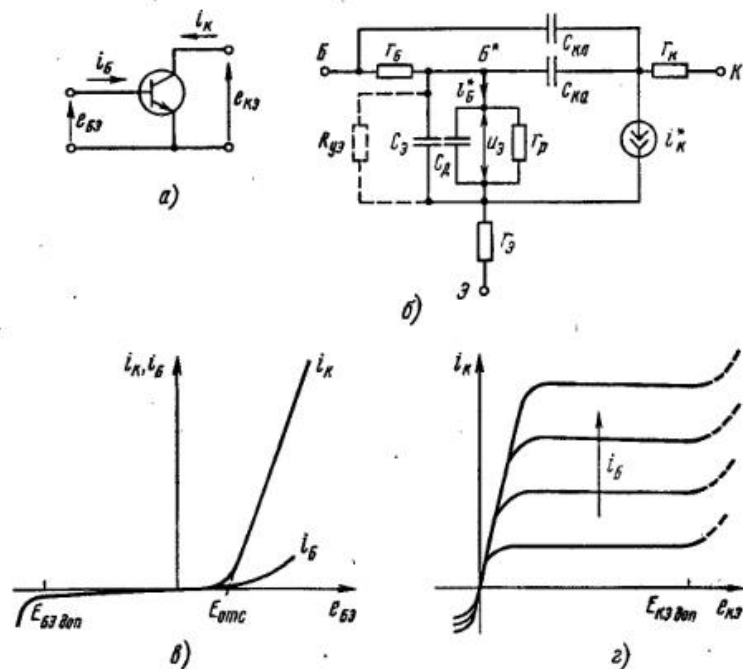


Рис. 1.1

На схемах рис. 1.1, б и 1.2, б показаны сопротивление материала базы $r_б$, условно разделяющее коллекторный переход на активную и пассивную части, а также эквивалентное стабилизирующее сопротивление в цепи эмиттера $r_э$ многоэмиттерной структуры и сопротивление тела коллектора $r_к$.

Для транзисторов, работающих приблизительно до 300 МГц, включаемых по схеме с ОЭ, достаточно эквивалентную схему его кристалла на рис. 1.1, б дополнить индуктивностями выводов $L_э$, $L_б$, $L_к$. В диапазоне выше 300 МГц учитываются как индуктивности выводов и соединительных проводников, так и паразитные емкости. В качестве примера на рис. 1.3, а приведена схема транзистора с ОЭ с изолированными выводами. Исходная схема на рис. 1.1, б дополнена емкостью $C_{кэ}$ между эмиттерной и коллекторной площадками кристалла. Индуктивности $L_{б1}$, $L_{э1}$, $L_{к1}$ определяются проволочными соединениями контактных площадок кристалла с контактными площадками корпуса. Емкости $C_{б0}$, $C_{э0}$, $C_{к0}$ учитывают емкости между корпусом и металлизированными площадками, к которым припаиваются внешние выводы, создающие индуктивности $L_{б2}$, $L_{э2}$, $L_{к2}$.

Во "внутрисогласованных" транзисторах LC-элементы входной и выходной цепей образуют или являются элементами более сложных схем, повышающих сопротивления на внешних выводах транзистора до единиц-десятков ом в рабочей полосе частот. На рис. 1.3, б показан

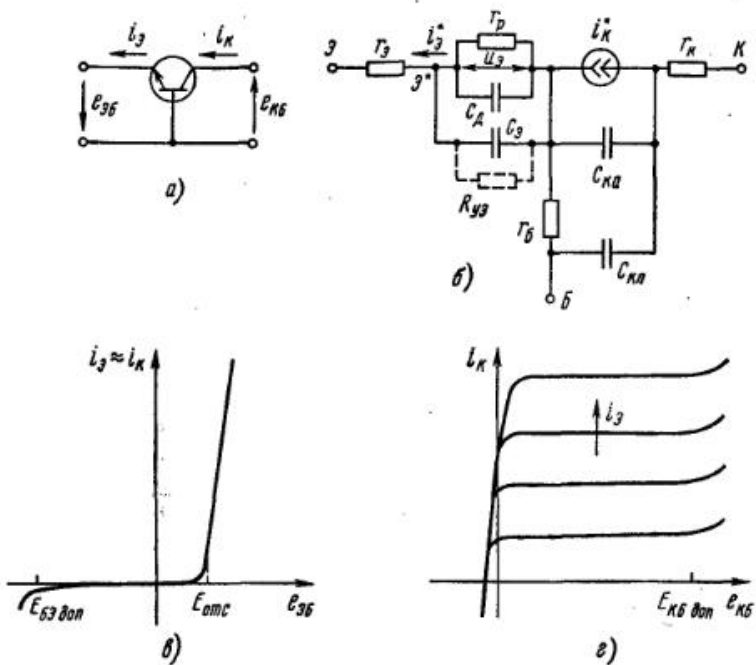


Рис. 1.2

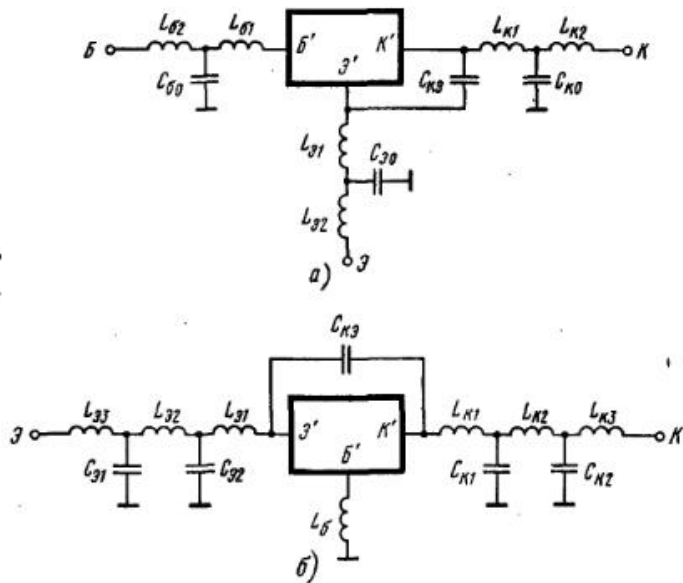


Рис. 1.3

пример эквивалентной схемы такого транзистора с ОБ. Индуктивности $L_{Э1}$, $L_{Э2}$, $L_{Э3}$, $L_{К1}$, $L_{К2}$, $L_{К3}$ образованы параллельным соединением группы проводников, а емкости $C_{Э1}$, $C_{Э2}$ и $C_{К1}$, $C_{К2}$ выполняют в виде МОП-конденсаторов.

В табл. 1.1 приведены следующие параметры мощных биполярных транзисторов. Первая буква или цифра в наименовании транзистора обозначает материал (кремний либо германий), из которого он сделан. Мощные биполярные транзисторы имеют $p-p-p$ -проводимость.

1. *Параметры идеализированных статических характеристик:* коэффициент передачи по току $h_{21э0}$ в схеме с ОЭ на постоянном токе, сопротивление материала базы $r_Б$, стабилизирующее сопротивление в цепи эмиттера $r_Э$, сопротивление утечки $R_{УЭ}$ эмиттерного перехода. Если значения сопротивлений не приводятся, то надо принять $r_Э = 0$, $R_{УЭ} = \infty$, а сопротивление $r_Б$ можно приближенно определить по известным $\tau_К$ и $C_{Кэ}$ (см. ниже) или принять равным нулю. Здесь же дается сопротивление насыщения $r_{нас}$, когда транзистор находится в состоянии насыщения в схеме с ОЭ или ОБ на низких $f < (0,3/h_{21э0})f_T$ и в скобках на высоких $f > (3/h_{21э0})f_T$ частотах. На низких частотах величина $r_{нас}$ может определяться непосредственно по выходным характеристикам $i_К$ ($e_К$). На высоких частотах величину $r_{нас}$ увеличивают в 1,5...3 раза. Это объясняется следующим образом. На высоких частотах при гармоническом напряжении на коллекторе оптимальным можно также считать граничный режим, в котором достигаются мощность P_1 и КПД, близкие к максимальным. Однако коэффициент усиления по мощности K_P оказывается значительно меньше, чем тот, который можно достигнуть при работе в недонапряженном режиме, что связано с резким ухудшением усилительных свойств транзистора при низких остаточных напряжениях на коллекторе $e_{К.ост}$. Поскольку при работе транзистора на высоких частотах, в том числе вблизи своей верхней частотной границы, K_P снижается до единиц, оптимальным по совокупности КПД, P_1 и K_P оказывается недонапряженный режим с определенным соотношением между $e_{К.ост}$ и импульсом тока коллектора $I_{К.мах}$, которые и определяют $r_{нас} = e_{К.ост}/I_{К.мах}$.

2. *Высокочастотные параметры:* граничная частота передачи по току в схеме с ОЭ f_T и барьерные емкости эмиттерного и коллекторного переходов $C_К$, $C_Э$ при соответствующих напряжениях на переходах $e_К$ и $e_Э$, постоянная времени коллекторного перехода $\tau_К$, позволяющая, если не дается $r_Б$, ориентировочно определить $r_Б = \tau_К/C_{Кэ}$, где $C_{Кэ} = (0,2 \dots 0,3)C_К$ — барьерная емкость активной части коллекторного перехода, а также индуктивности выводов $L_Э$, $L_Б$, $L_К$.

3. *Допустимые параметры:* предельное напряжение на коллекторе $E_{Кб.доп}$ или $E_{Кэ.доп}$ соответственно при включении транзистора с ОБ или ОЭ; кратковременное (импульсное) значение напряжений $E_{Кб.имп.доп}$ или $E_{Кэ.имп.доп}$; напряжение коллекторного питания $E_{К.доп}$; обратное напряжение на эмиттерном переходе $E_{Бэ.доп}$. Фактически при пробое эмиттерного перехода ограничивается значение тока эмиттера.

Таблица 1.1

| № пп | Тип транзистора | Параметры идеализированных статических характеристик | | | | | f_z , МГц | C_x , пФ (при E_k , В) |
|------|-----------------|--|------------|------------|----------------|------------|-------------|----------------------------|
| | | $r_{нас}$ ($r_{нас}$ ВЧ), Ом | r_b , Ом | r_a , Ом | $R_{уз}$, кОм | $h_{21э0}$ | | |
| 1 | 2Т926А | 0,15 | - | - | >0,02 | 12...60 | 50 | - |
| 2 | 2Т947А | (0,03...0,1) | - | - | >0,04 | 10...160 | 100 | 680 (27) |
| 3 | 2Т9126А | <0,05 | - | - | - | >10 | >100 | >500 (50) |
| 4 | Пульсация 2 | - | - | - | - | 10...50 | - | 500 (60) |
| 5 | КТ902АМ | 0,8 (1,4) | 2 | 0 | >0,05 | >15 | 35 | 150 (12,6) |
| 6 | 2Т965А | 0,5 | - | - | >0,4 | 10...60 | 100...300 | 50...100 (50...100) |
| 7 | 2Т951Б | (2,4) | - | 0,2 | >0,1 | 90...420 | 90...420 | 60...70 (28) |
| 8 | 2Т955А | (2,4) | - | - | >0,4 | 10...250 | 100...300 | 50...75 (28) |
| 9 | 2Т966А | 0,1 | - | - | >0,027 | 10...70 | 100...300 | 150...250 (12,6) |
| 10 | 2Т950Б | 0,1...0,2 (0,8) | - | 0,15 | >0,04 | 10...100 | 90...360 | 130...220 (28) |
| 11 | 2Т912А | 0,05 (0,5...0,6) | 0,5 | 0 | >0,02 | 10...50 | 90...165 | <200 (27) |
| 12 | 2Т967А | 0,08 | - | - | >0,03 | 10...100 | 180...240 | 200...500 (12,6) |
| 13 | КТ927А | 0,05...0,07 (0,4) | - | - | >0,1 | 15...30 | 100...180 | 120...190 (28) |
| 14 | 2Т944А | 0,15...0,25 (0,4...0,5) | - | - | >0,03 | 10...80 | 100...150 | <350 (28) |
| 15 | 2Т956А | 0,3...0,4 | - | - | >0,12 | 10...80 | 100...160 | 340...400 (28) |
| 16 | 2Т957А | 0,1 (0,3) | - | - | >0,12 | 10...80 | >100 | 450...600 (28) |
| 17 | 2Т980А | 0,62 | - | - | >0,008 | 15...60 | 150...270 | 300...450 (50) |
| 18 | 2Т9131А | <0,1 | - | - | - | >10 | >100 | 800 (50) |
| 19 | 2Т903А | 1,0 (2,5...5,0) | 2 | 0 | >0,08 | 15...70 | >120 | 50...180 (30) |
| 20 | КТ996А-2 | 5,0 | - | - | >5 | 55 | 4800 | 2 |
| 21 | 2Т921А | 1,8 (3,4) | - | - | >0,2 | 10...45 | 90...300 | 40...50 (20) |
| 22 | 2Т951В | (10) | - | 0 | >0,4 | 30...200 | 150...540 | 9...12 (28) |
| 23 | 2Т951А | (1,4) | - | 0,2 | >0,1 | 15...100 | 150...420 | 60...70 (28) |
| 24 | 2Т981А | 0,1 | - | - | >0,02 | 10...90 | - | 250...400 (12,6) |
| 25 | 2Т950А | 0,1...0,2 (0,4) | - | 0,15 | >0,04 | 15...100 | 150...360 | 130...165 (28) |
| 26 | 2Т9111А | 0,4...0,5 | - | - | >0,008 | >10 | >300 | <150 (50) |
| 27 | 2Т964А | 0,5...0,6 | - | 0,15 | >0,008 | 10...50 | 150...300 | 220...290 (40) |

| Высокочастотные параметры | | | | | $E_{кб.доп}$ ($E_{кб.имп}$), В | $E_{кэ.доп}$ ($E_{кэ.имп}$), В |
|----------------------------|----------------------------|-------------|-------------|-------------|----------------------------------|----------------------------------|
| C_x , пФ (при E_x , В) | r_k , пс (при E_k , В) | L_a , нГн | L_b , нГн | L_k , нГн | | |
| - | - | - | - | - | - | 160 (200) |
| - | - | - | - | - | - | 100 |
| 100000 | - | <1,5 | <2,5 | <0,9 | - | 100 |
| (0) | - | - | - | - | - | - |
| 1500 (4) | - | 20 | 20 | 5 | 65 | (110) |
| 100...350 | - | 2 | 2,4 | - | - | 36 |
| 600 | - | 2,8...3,8 | 2,1...3,2 | 1,3...3,2 | - | (65) |
| (0) | - | - | - | - | - | - |
| 160...320 (4) | - | 2,0 | 2,4 | 2,6 | - | (70) |
| 800...2000 | - | 1,25 | 2,0 | - | - | 36 |
| (4) | - | - | - | - | - | - |
| <1100 | - | 1,6...2,1 | 1,3...2,3 | 3,2...4,0 | - | (65) |
| (0) | - | - | - | - | - | - |
| 1200 | - | 5 | 5 | 5 | - | 70 |
| 700...2500 | - | 2,0 | 2,2 | 2,2 | - | (80) |
| (4) | - | - | - | - | - | 36 |
| 1700...2850 | - | - | - | - | - | 70 |
| (0) | - | - | - | - | - | - |
| <1500 | - | - | - | - | - | 100 |
| (0) | - | - | - | - | - | (100) |
| 800...1600 | - | 2,8 | 2,8 | 2,6 | - | (100) |
| (4) | - | - | - | - | - | - |
| 1000...2250 | - | 1,4 | 2,2 | 2,0 | - | (60) |
| (4) | - | - | - | - | - | - |
| 13000...15000 | - | 1,6 | 1,9 | 2,8 | - | 100 |
| (0) | - | - | - | - | - | - |
| 10000 | - | <1,5 | <2,4 | <2,6 | 100 | 100 |
| (1) | - | - | - | - | - | - |
| 400 | 500 (30) | <10 | 20 | 5 | - | 60 |
| 12 | - | - | - | - | - | (80) |
| 200...450 (3) | <22 (10) | 3,5 | 3,5 | 3,0 | 65 | 65 (80) |
| 70...90 | - | 4,2...5,2 | 3,5...4,5 | 1,3...3,2 | - | (60) |
| (0) | - | - | - | - | - | - |
| 600 | - | 2,8...3,8 | 2,1...3,2 | 1,3...3,2 | - | (60) |
| (0) | - | - | - | - | - | - |
| 400...1200 | - | <2,0 | <2,2 | - | - | (36) |
| (4) | - | - | - | - | - | - |
| <1100 | - | 1,6...2,1 | 1,3...2,3 | 3,2...4,0 | - | (60) |
| (0) | - | - | - | - | - | - |
| <1000 (0) | - | 1,6 | 3,7 | 2,8 | 120 | 120 |
| <4000 | - | 2,8 | 1,9 | 1,6 | - | 80 |
| (0) | - | - | - | - | - | - |

| № | Допустимые параметры | | | | | Тепловые параметры | | f' , МГц |
|----|----------------------|-------------------|-------------------|----------------------------------|----------------------------------|---------------------------|-------------------|-------------|
| | pp | $E_{к.доп.}$, мВ | $E_{б.доп.}$, мВ | $I_{к.доп.}$ ($I_{к.мах.}$), А | $I_{б.доп.}$ ($I_{б.мах.}$), А | Диапазон раб. частот, МГц | $t_{п.доп.}$, °С | |
| 1 | — | 5 | 15 (25) | 7 (12) | — | 150 | 2 | 1,5 |
| 2 | 27 | 5 | 20 (50) | — | 0,1...1,5 | 200 | 0,75 | 1,5 |
| 3 | 50 | 4 | 30 | 4 | 0,1...1,5 (ДВ-СВ) | 200 | 0,45 | 1,5 |
| 4 | 60 | — | — | — | 0,1...1,5 | 200 | 0,3 | 1,5 |
| 5 | 28 | 5 (8) | 5 | 2 | КВ | 150 | 3,3 | 10 |
| 6 | 12,6 | 4 | 4 | — | 1,5...30 | 200 | ≤13,5 | 30 |
| 7 | 28 | 4 | 3 | — | 1,5...30 (1,5...>30) | 200 | 4,25 | 30 |
| 8 | 28 | 4 | 6 | 2 | 1,5...30 | 200 | 6,07 | 30 |
| 9 | 12,6 | 4 | 8 | — | 1,5...30 | 200 | 2,26 | 30 |
| 10 | 28 | 4 | 7 | — | 1,5...30 (1,5...>30) | 200 | 1,75 | 30 |
| 11 | 28 | 5 | 20 | 10 | 1,5...30 | 150 | 1,42 | 30 |
| 12 | 12,6 | 4 | 15 | — | 1,5...30 | 200 | 1,7 | 30 |
| 13 | 28 | 3,5 | 10 (30) | — | 1,5...30 | 200 | 1,5 | 30 |
| 14 | 28 | 5 | 12,5 (20) | 5 (10) | 1,5...30 | 175 | 1,67 | 30 |
| 15 | 28 | 4 | 15 | 5 | 1,5...30 | 200 | 1,68 | 30 |
| 16 | 28 | 4 | 20 | 7 | 1,5...30 | 200 | 1,42 | 30 |
| 17 | 50 | 4 | 15 | 5 | 1,5...30 | 200 | 0,57 | 30 |
| 18 | 50 | 4 | 23 (40) | 7 | 1,5...30 | 200 | 0,42 | 30 |
| 19 | — | 4 | 3 (10) | — | — | 150 | 3,33 | 50 |
| 20 | 20 | 2,5 | 0,2 (0,3) | — | 4...60 | 150 | 40 | — |
| 21 | 27 | 4 | 3,5 | 1,0 | 1,5...60 | 150 | 6,0 | 60 |
| 22 | 28 | 4 | 0,5 | — | 30...80 (1,5...>80) | 200 | 12,1 | 80 |
| 23 | 28 | 4 | 5 | — | 30...80 (1,5...>80) | 200 | 2,83 | 80 |
| 24 | 12,6 | 4 | 10 | — | 30...80 | 200 | 2,5...5,0 | 80 |
| 25 | 28 | 4 | 10 | — | 30...80 (1,5...>80) | 200 | 1,25 | 80 |
| 26 | 50 | 4 | 10 | 2 | 1,5...80 | 200 | 0,75 | 80; 30; 1,5 |
| 27 | 40 | 4 | 10 | — | 30...80 (1,5...>80) | 200 | 0,75 | 80 |

| Экспериментальные параметры | | | | Схема включения | Режим работы |
|-----------------------------|------------------|------------|---------------|-----------------|-------------------------|
| $P'_{т.}$, Вт | K_P (K'_P) | η , % | $E'_{к.}$, В | | |
| 50 | 20 | 95 | 22 | ОЭ | Ключевой |
| >250 | 70 | 60 | 27 | ОЭ | Класс В |
| 500 | >13 | >60 | 50 | ОЭ | Класс В |
| 250...300 | 20...30 | 80...70 | 40 | ОЭ | Ключевой (ПН) |
| 700 | (16,5...22) | 60...70 | 60 | ОЭ | Класс В |
| | | | | ОЭ | Ключевой (ПН) |
| >20 | >7 | 65 | 28 | ОЭ | Класс В |
| >20 | 13...100 | 65...90 | 12,6 | ОЭ | Класс В |
| >10 | 30...450 | 35...70 | | | Линейный -45...-32 дБ |
| >20 | 10...25 | >40 | 28 | ОЭ | Линейный -30...-33 дБ |
| >20 | >20 | >25 | 28 | ОЭ | Линейный -33...-38 дБ |
| >40 | 16...60 | 55...70 | 12,6 | ОЭ | Класс В |
| 30 | 20...100 | 35...50 | | | Линейный -45...-32 дБ |
| >50 | 10...25 | >40 | 28 | ОЭ | Линейный -30 дБ |
| >70 | 10...13 | 50...80 | 27 | ОЭ | Линейный -25...-30 дБ |
| 970 | 18...30 | 50...70 | 12,6 | ОЭ | Класс В |
| >70 | 20...35 | 20...40 | | | Линейный -32...-36 дБ |
| >75 | 13,4...14,5 | 40...50 | 28 | ОЭ | Линейный -30...-32 дБ |
| 70...140 | 10...13 | >60 | 28 | ОЭ | Линейный -30 дБ |
| >100 | >15 | 85...90 | 24...30 | ОЭ | Ключевой |
| >100 | 20...30 | >45 | 28 | ОЭ | Линейный -33...-36 дБ |
| >125 | >17 | >50 | 28 | ОЭ | Линейный -33 дБ |
| >250 | 16...30 | 60 | 50 | ОЭ | Класс В |
| >250 | 25...35 | 35...60 | | | Линейный -30 дБ |
| >400 | >10 | >60 | 50 | ОЭ | Класс В |
| | | >40 | | | Линейный < -30 дБ |
| >10 | >3 | — | 30 | ОЭ | Класс В |
| | | | | | Линейный < -30 дБ |
| | | | | ОЭ | Класс А < -58 дБ |
| >12,5 | >8 | 50...75 | 27 | ОЭ | Линейный < -30...-39 дБ |
| >3 | 15...40 | 50...60 | 28 | ОЭ | Класс В |
| 2 | | | | | Линейный < -27...-33 дБ |
| >25 | 8,3...25 | 60...80 | 28 | ОЭ | Класс В |
| >15 | | | | | Линейный < -30...-35 дБ |
| >50 | 5...7,5 | 60...70 | 12,6 | ОЭ | Класс В |
| >50 | 6...8 | 40...50 | 12,6 | ОЭ | Линейный < -27...-33 дБ |
| >70 | 7...11 | 65...80 | 28 | ОЭ | Линейный < -27...-33 дБ |
| >150 | >10; 30; 50 | >58; >40 | 50 | ОЭ | Линейный < -27...-30 дБ |
| >150 | 5...8 | 40...60 | 40 | ОЭ | Линейный < -27...-30 дБ |

| № пп | Тип транзистора | Параметры идеализированных статических характеристик | | | | | $f_{г}$, МГц | $C_{к}$, пФ (при $E_{к}$, В) |
|------|-----------------|--|--------------|--------------|----------------|------------|---------------|--------------------------------|
| | | $r_{нас}$ ($r_{нас}$ ВЧ), Ом | $r_{б}$, Ом | $r_{э}$, Ом | $R_{уз}$, кОм | $h_{21э0}$ | | |
| 28 | 2Т980Б | 0,62 | — | — | >0,008 | 10...60 | 150...270 | 350...450 (50) |
| 29 | 2Т929А | 1,6 | — | — | >0,6 | 25...40 | 700...1400 | 15...20 (8) |
| 30 | 2Т920А | (2,0...4,0) | — | — | >16 | 30 | 400...750 | 10...15 (10) |
| 31 | 2Т920Б | (0,8...1,4) | — | — | >16 | 40 | 400...700 | 16...25 (10) |
| 32 | 2Т920В | (0,2...0,3) | — | — | >2 | 25 | 400...450 | 50...75 (10) |
| 33 | 2Т922А | 3,0 (8,0) | 2 | — | >16 | 10...50 | 300...700 | 8...15 (28) |
| 34 | 2Т922Б | 1,4 (2,0) | 1 | — | >4 | 10...50 | 300...650 | 20...35 (28) |
| 35 | 2Т922В | 0,8 (1,0) | 0,5 | — | >1,6 | 10...50 | 300...450 | 50...65 (28) |
| 36 | 2Т958А | 0,16 | — | — | >0,4 | 10...55 | 400...700 | 130...180 (12) |
| 37 | 2Т931А | 0,18 (0,3) | — | 0,065 | >0,4 | 25 | 250...400 | 165...240 (28) |
| 38 | 2Т971А | 0,15 | — | — | >0,12 | — | 220...400 | 240...330 (28) |
| 39 | 2Т9128АС | — | — | — | >0,05 | <100 | >200 | <215 (28) |
| 40 | КТ9116А | 0,83 | — | — | — | — | 240 | <55 (28) |
| 41 | КТ9116Б | 0,22 | — | — | — | — | 250 | <155 (28) |
| 42 | КТ9133А | 0,2 | — | — | — | — | >240 | <160 (28) |
| 43 | КТ9151А | — | — | — | — | — | — | — |
| 44 | 2Т904А | 1,0 (3,7) | 1,0 | 0,1 | >40 | 10...30 | >350 | 7,8...12 (28) |
| 45 | 2Т914А | 1,2...2,4 (4,0) | — | — | >40 | 10...60 | >300 | <12 (28) |
| 46 | 2Т925А | 1,5 (3,0) | — | — | >2 | 8...20 | 600...1400 | 9,5...15 (12,6) |
| 47 | 2Т925Б | 1,0 (1,2) | — | — | >0,8 | 10...30 | 600...1700 | 16...30 (12,6) |
| 48 | 2Т925В | 0,3 (0,35) | — | — | >0,7 | 17...80 | 500...1000 | 44...60 (12,6) |
| 49 | 2Т606А | <5,0 (40) | 6 | 0 | >40 | 20...40 | >350 | <10 (28) |
| 50 | 2Т610А | (8) | — | — | >40 | 50...250 | 1000...1250 | 2,7...4,1 (10) |
| 51 | 2Т934А | 2,0 (6,0) | — | — | >0,8 | 50 | 500...900 | 5...9 (28) |
| 52 | 2Т907А | 1,4 (2,5) | 1,0 | 0,4 | >16 | 10...50 | >350 | 10...20 (30) |
| 53 | 2Т934Б | 1,0 (3) | — | — | >0,5 | 50 | 500...900 | 7...16 (28) |
| 54 | 2Т934В | 0,5 (1,5) | — | — | >0,5 | 50 | 500...900 | 1,6...3,2 (28) |
| 55 | 2Т960А | 0,16 | — | — | >0,4 | — | 600...1200 | 75...120 (12) |
| 56 | 2Т930А | 0,5 (1,0) | — | 0,1 | >0,4 | 40 | 450...900 | 62...80 (28) |
| 57 | 2Т930Б | 0,25 (0,5) | — | 0,05 | >0,2 | 50 | 600...1000 | 130...170 (28) |
| 58 | 2Т970А | 0,4...0,45 | — | — | >0,12 | — | 600...1200 | 125...180 (28) |
| 59 | 2Т985АС | — | — | — | >0,07 | — | >660 | 195 (28) |
| 60 | КТ9147АС | — | — | — | — | — | — | — |
| 61 | 1Т614А | — | — | — | >100 | 15...250 | >1000 | — |
| 62 | 2Т909А | 0,36 (2,0) | 0,5 | 0,15 | >1,0 | 20...50 | 350...650 | 15...30 (28) |
| 63 | 2Т909Б | 0,18 (1,0) | 0,25 | 0,1 | >0,5 | 20...50 | 500...650 | 30...60 (28) |
| 64 | 2Т9125А | — | — | — | — | <110 | >660 | 42 (28) |

| Высокочастотные параметры | | | | | |
|--------------------------------|--------------------------------|---------------|---------------|---------------|----------------------------------|
| $C_{э}$, пФ (при $E_{э}$, В) | $r_{к}$, пс (при $E_{к}$, В) | $L_{э}$, нГн | $L_{б}$, нГн | $L_{к}$, нГн | $E_{кб.доп}$ ($E_{кб.лмз}$), В |
| 13000...15000 (0) | — | 1,6 | 1,9 | 2,8 | — |
| — | 9...25 (8) | 1,2 | 2,6 | 2,4 | 30 |
| 36...55 (0) | 7...20 (10) | 1,7 | 2,9 | 2,4 | — |
| 80...100 (0) | 7...20 (10) | 1,2 | 2,6 | 2,4 | — |
| 160...410 (0) | 9...20 (10) | 1,0 | 2,4 | 2,4 | — |
| 45...100 (0) | 7,5...20 (10) | 1,7 | 2,9 | 2,4 | — |
| 150...350 (0) | 8...20 (10) | 1,1 | 2,5 | 2,4 | — |
| 350...700 (0) | 20...25 (10) | 0,9 | 2,4 | 2,4 | — |
| 1800...2100 (0) | 12 (5) | 0,49 | 0,6 | 1,6 | — |
| 2800...3800 (0) | 18 (10) | 0,29...0,47 | 1,47...1,92 | 1,6...2,03 | — |
| — | 20...40 (10) | 0,18 | 0,56 | 0,1 | — |
| — | <30 (5) | 0,15 | 0,8 | 1,2 | — |
| — | 25 (5) | 0,45 | 1,5 | 0,9 | — |
| — | 30 (5) | 0,36 | 1,25 | 0,9 | — |
| — | 30 (5) | 0,46 | 1,26 | 0,9 | — |
| — | — | — | — | — | — |
| 130...170 (0) | <15 (10) | 2,5...4,0 | 2,5...4,0 | 2,5...4,0 | — |
| 90...170 (0) | 15 (10) | 4,0 | 4,0 | 4,0 | — |
| — | 8...20 (10) | 1,2 | 2,6 | 2,4 | 36 |
| — | 22...35 (10) | 1,0 | 2,4 | 2,4 | 36 |
| — | 15...40 (10) | 1,0 | 2,4 | 2,4 | 36 |
| <27 (0) | 10 (10) | 4,0 | 4,0 | 4,0 | — |
| 16...21 (0) | 20...35 (10) | 0,6 | 2,4 | 2,38 | 26 |
| 15...60 (0) | 5...20 (20) | 1,3 | 3,1 | 2,5 | — |
| 190...250 (0) | <15 (10) | 0,8 | 2,5...4,0 | 2,5...4,0 | — |
| 70...160 (0) | 5...20 (20) | 1,2 | 3,1 | 2,5 | — |
| 120...300 (0) | 5...20 (20) | 1,0 | 2,8 | 2,5 | — |
| 1200 (0) | 12,5 (5) | 0,38 | 0,49 | 1,6 | — |
| 750...930 (0) | 8 (10) | 0,35...0,54 | 1,57...2,05 | 1,6...2,08 | — |
| 1800...2100 (0) | 11 (10) | 0,24...0,43 | 1,43...1,84 | 1,6...2,03 | — |
| — | 11...25 (10) | 0,2 | — | 0,87 | — |
| — | 14 (10) | 0,17 | 1,0 | 1,0 | — |
| — | — | — | — | — | — |
| — | <15 (5) | — | — | — | 12 |
| 170...350 (0) | <20 (10) | 0,45 | 2,5 | 2,0 | — |
| 350...700 (0) | <20 (10) | 0,45 | 2,5 | 2,0 | — |
| — | — | 0,15 | 0,8 | 1,0 | — |

| № пп | Допустимые параметры | | | | | | Тепловые параметры | |
|---------|--|---------------------|----------------------|---|--|---------------------------------|-----------------------|----------------------|
| | $E_{кз. доп}$ ($E_{кз. имп}$), В | $E_{к. доп}$, В | $E_{бэ. доп}$, В | $I_{кз. доп}$ ($I_{к. max}$), А | $I_{бэ. доп}$ ($I_{бэ. max}$), А | Диапазон раб. частот, МГц | $t_{п. доп}$, °С | $R_{пк.}$, °С/Вт |
| 28 | 100 | 50 | 4 | 15 | 5 | 30...80 (5...30) | 200 | 0,57 |
| 29 | 30 | 8 | 3 | 0,8 (1,5) | — | >50 | 160 | 20 |
| 30 | 36 | 12,6 | 4 | 0,25 (1,0) | 0,25 (0,5) | 50...200 | 150 | 20 |
| 31 | 36 | 12,6 | 4 | 1,0 (2,0) | 0,5 (1,0) | 50...200 | 150 | 10 |
| 32 | 36 | 12,6 | 4 | 3,0 (7,0) | 1,5 (3,5) | 50...200 | 150 | 4 |
| 33 | 65 | 28 | 4 | 0,8 (1,5) | — | >50 | 160 | 15,0 |
| 34 | 65 | 28 | 4 | 1,5 (4,5) | — | >50 | 160 | 6,0 |
| 35 | 65 | 28 | 4 | 3,0 (9) | — | >50 | 160 | 3,0 |
| 36 | 36 | 12,6 | 4 | 10 | — | 50...200 | 160 | 1,4 |
| 37 | 60 | 28 | 4 | 15 | — | 50...200 | 200 | 0,8 |
| 38 | 50 | 28 | 4 | 17 | — | 50...200 | 200 | 0,6 |
| 39 | 50 | — | 4 | 18 | — | 100...200 | 160 | 0,61 |
| 40 | 55 | 28 | 4 | 4 | — | 170...230 | 200 | 2,5 |
| 41 | 55 | 28 | 4 | 10 | — | 170...230 | 200 | 1,5 |
| 42 | 55 | — | 4 | 3,5 | — | 170...230 | 200 | 1,0 |
| 43 | 55 | 28 | 3 | — | — | 48...230 | 200 | — |
| 44 | 65 (75) | 28 | 4 | 0,8 (1,5) | 0,2 | 100...400 | 150 | 16 |
| 45 | 65 (75) | 28 | 4 | 0,8 (1,5) | 0,2 | <400 | 150 | 16 |
| 46 | 36 | 12,6 | 4 | 0,5 (1,0) | — | 200...400 | 150 | 20 |
| 47 | 36 | 12,6 | 4 | 1,0 (3,0) | — | 200...400 | 150 | 10 |
| 48 | 36 | 12,6 | 3,5 | 3,3 (8,5) | — | 200...400 | 150 | 4,4 |
| 49 | 65 (75) | 28 | 4 | 0,4 (0,8) | 0,1 | >100 | 150 | 44 |
| 50 | 26 | 15 | 4 | 0,3 | — | — | 150 | 66,7 |
| 51 | 60 | 28 | 4 | 0,5 | — | 100...400 | 160 | 17,5 |
| 52 | 65 (75) | 28 | 4 | 1,0 (3,0) | 0,4 | 100...400 | 150 | 7,5 |
| 53 | 60 | 28 | 4 | 1,0 | — | 100...400 | 160 | 8,8 |
| 54 | 60 | 28 | 4 | 2,0 | — | 100...400 | 160 | 4,4 |
| 55 | 36 | 12,6 | 4 | 7,0 | — | 100...400 | 160 | 1,75 |
| 56 | 50 | 28 | 4 | 6 | — | 100...400 | 160 | 1,6 |
| 57 | 50 | 28 | 4 | 10 | — | 100...400 | 160 | 1,0 |
| 58 | 50 | 28 | 4 | 13 | — | 100...400 | 160 | 0,7 |
| 59 | 50 | 28 | 4 | 17 | — | 200...400 | 160 | 1,05 |
| 60 | 50 | 28 | 4 | — | — | 200...400 | 200 | — |
| 61 | — | 9 | 0,5 | 0,2 | — | — | 90 | 100 |
| 62 | 60 (60) | 28 | 3,5 | 2,0 (4,0) | 1,0 | 100...500 | 160 | 5,0 |
| 63 | 60 (60) | 28 | 3,5 | 4,0 (8,0) | 2,0 | 100...500 | 160 | 2,5 |
| 64 | 55 | 28 | 4 | 4,0 | — | 100...500 | 160 | 2,0 |

| Экспериментальные параметры | | | | | Схема включе- ния | Режим работы |
|-----------------------------|-------------------|---------------------|---------------|------------------|-------------------------|--|
| f' , МГц | $P'_{п.}$, Вт | K_p (K'_p) | η , % | $E'_{к.}$, В | | |
| 80 ~ | >250 | 25...35 | 30...60 | 50 | ОЭ | Линейный <-27...-33 дБ |
| 175 | >2 | 10...11,5 | 60...72 | 8 | ОЭ | Класс В Линейный <-27...-30 дБ |
| 175 | >2 | 7...12 | 60...70 | 12,6 | ОЭ | Класс В |
| 175 | >7 | 4,5...9 | 60...70 | 12,6 | ОЭ | Класс В |
| 175 | 20 | 3...4 | 60...70 | 12,6 | ОЭ | Класс В |
| 175 | 5 | 10...20 | 55...65 | 28 | ОЭ | Класс В |
| 175 | 20 | 5,5...10 | 55...65 | 28 | ОЭ | Класс В |
| 175 | >40 | 4...6 | 55...65 | 28 | ОЭ | Класс В |
| 30 | 20 | 8 | 70 | 15 | ОЭ | Ключевой |
| 175 | 40 | 4...6 | 50...75 | 12,6 | ОЭ | Класс В |
| 175 | 80 | >4 | 50...60 | 28 | ОЭ | Класс В |
| 175 | >150 | 3...5 | 55...75 | 28 | ОЭ | Класс В |
| 175 | 200 | >5,5 | >60 | 28 | ОЭ | Класс В. Двухтактный ГВВ |
| 225 | >5 | >25 | >15 | 28 | ОЭ | Линейный класс АВ <-58 дБ трехтоновый |
| 225 | >15 | >10 | >21 | 28 | ОЭ | Линейный класс АВ <-55 дБ трехтоновый |
| 225 | >30 | >5,6 | >31 | 28 | ОЭ | Линейный класс АВ <-53 дБ трехтоновый |
| 230 | >200 | >5 | >55 | 28 | ОЭ | Линейный класс АВ двухтактный ГВВ |
| 100 | 8 | 8 | 73 | 28 | ОЭ | Ключевой |
| 400 | >3 | >25 | 30...40 | 28 | ОЭ | Класс В |
| 100 | >7,2 | >7,2 | >65 | 28 | ОЭ | Ключевой |
| 400 | >2,5 | >2,5 | >40 | 28 | ОЭ | Класс В |
| 320 | 2 | 6,3...70 | 63 | 12,6 | ОЭ | Класс В |
| 320 | 7 | 4,0...6,0 | 63 | 12,6 | ОЭ | Класс В |
| 320 | 20 | 3,0...3,2 | 70 | 12,6 | ОЭ | Класс В |
| 400 | >0,8 | 2,5...3,0 | >35 | 28 | ОЭ | Класс В |
| 400 | >1,0 | 6,4...8,0 | >45 | 12,6 | ОЭ | Класс В |
| 400 | >3 | 6...9 | >50 | 28 | ОЭ | Класс В |
| 400 | 8...10 | >2 | 45...65 | 28 | ОЭ | Класс В |
| 400 | 10...12 | 4...5,5 | >50 | 28 | ОЭ | Класс В |
| 400 | >25 | 3...4 | >50 | 28 | ОЭ | Класс В |
| 400 | >40 | 2,5...3,5 | 60...65 | 12,0 | ОЭ | Класс В |
| 400 | >40 | >6 | 50...65 | 28 | ОЭ | Класс В |
| 400 | >75 | >4 | 50...58 | 28 | ОЭ | Класс В |
| 1,5...3,0 | 50 | 10...40 | 75 | 24 | ОЭ | Ключевой |
| 400 | >100 | 4...7 | 50...55 | 28 | ОЭ | Класс В |
| 30 | 50 | 10 | 80 | 20 | ОЭ | Ключевой |
| 400 | >125 | >3,5 | >50 | 28 | ОЭ | Класс В |
| 400 | >160 | >6 | >50 | 28 | ОЭ | Класс В |
| 500 | >0,2 | — | — | 9 | ОБ | Класс В |
| 500 | 17...24 | >1,7 | 45...55 | 28 | ОЭ | Класс В |
| 500 | 35...42 | >1,75 | 45...55 | 28 | ОЭ | Класс В |
| 500 | >50 | >4 | >50 | 28 | ОЭ | Класс В |

| № пп | Тип транзистора | Параметры идеализированных статических характеристик | | | | | f_T , МГц | $C_{к, пФ}$ (при $E_{к, В}$) |
|------|-----------------|--|-------------|-------------|---------------|------------|-------------|-------------------------------|
| | | $r_{нас}$ ($r_{нас ВЧ}$), Ом | $r_{б, Ом}$ | $r_{э, Ом}$ | $R_{уэ, кОм}$ | $h_{21э0}$ | | |
| 65 | 2Т9105АС | - | - | - | >0,067 | <160 | >660 | 145 (28) |
| 66 | 2Т9136АС | - | - | - | - | - | - | - |
| 67 | 2Т996В-2 | - | - | - | - | 35 | 4000 | 2,3 (10) |
| 68 | 2Т996Г-2 | - | - | - | - | 35 | 4000 | 2,3 (10) |
| 69 | 2Т9104А | - | - | - | >0,8 | - | >600 | <20 (28) |
| 70 | 2Т9104Б | - | - | - | >0,4 | - | >600 | <40 (28) |
| 71 | 2Т991АС | - | - | - | >0,2 | - | >540 | <75 (28) |
| 72 | 2Т9101АС | - | - | - | >0,05 | - | >350 | <150 (28) |
| 73 | 2Т9153АС | - | - | - | - | - | - | - |
| 74 | 2Т9153БС | - | - | - | - | - | - | - |
| 75 | КТ983А | 5 | - | - | >0,2 | - | >1200 | <8 (25) |
| 76 | КТ983Б | 4,2 | - | - | >1,4 | - | >900 | <12 (25) |
| 77 | КТ983В | 1,8 | - | - | >0,8 | - | >750 | <24 (25) |
| 78 | КТ9150А | - | - | - | - | - | - | - |
| 79 | КТ9142А | - | - | - | - | - | - | - |
| 80 | КТ9155А | - | - | - | - | - | - | - |
| 81 | КТ9155Б | - | - | - | - | - | - | - |
| 82 | КТ9155В | - | - | - | - | - | - | - |
| 83 | КТ9152А | - | - | - | - | - | - | - |
| 84 | КТ911Б | 12,5 (40) | 0,5 | - | >1,5 | 15...40 | 600...900 | 4...10 (28) |
| 85 | 2Т607А-4 | 10 (25) | - | - | >8,0 | - | 700...1500 | <4 (10) |
| 86 | 2Т913А | 0,6...2,0 (10) | 3,0 | 0,15 | >3,5 | 10...15 | >900 | 40...60 (28) |
| 87 | 2Т913Б | 0,6...2,0 (7) | 1,5 | 0,1 | >3,5 | 10...15 | >900 | 8...10 (28) |
| 88 | 2Т913В | 0,6...2,0 (3) | 1,25 | 0,05 | >3,5 | 10...15 | >900 | 8...12 (28) |
| 89 | 2Т962А | 4,6 | - | - | >0,8 | - | 750...1400 | 12...20 (28) |
| 90 | 2Т988А | - | - | - | >0,23 | - | - | - |
| 91 | 2Т9156А | - | - | - | - | - | - | - |
| 92 | 2Т916А | 1,0 (1,0...1,6) | 0,7 | 0,05 | >1,0 | 35 | 1100...1400 | 14...20 (30) |
| 93 | 2Т962Б | 1,77...2,4 | - | - | >0,8 | - | 750...1250 | 19...35 (28) |
| 94 | 2Т9107А | - | - | - | - | - | - | 50 |
| 95 | 2Т962В | 1,02...1,22 | - | - | >0,4 | - | 600...1350 | 33...50 (28) |
| 96 | 2Т987А | - | - | - | - | - | - | - |
| 97 | 2Т9156Б | - | - | - | - | - | - | - |
| 98 | 2Т976А | 0,57...0,8 | - | - | >0,2 | - | 750...1200 | 50...70 (28) |
| 99 | 2Т988Б | - | - | - | >0,3 | - | - | - |
| 100 | 2Т979А | (0,5...1,0) | - | - | >0,1 | - | - | - |
| 101 | 2Т9140А | - | - | - | >0,07 | - | - | - |
| 102 | 2Т9118А | - | - | - | >0,07 | - | - | - |
| 103 | 2Т946А | 0,47...1,69 | - | - | >0,35 | - | 720...900 | <50 (10) |

| Высокочастотные параметры | | | | | $E_{кб. доп.}$ ($E_{кб. имп.}$), В | $E_{кэ. доп.}$ ($E_{кэ. имп.}$), В | $E_{к доп.}$ В |
|-------------------------------|----------------------------------|--------------|--------------|--------------|--------------------------------------|--------------------------------------|----------------|
| $C_{э, пФ}$ (при $E_{э, В}$) | $\tau_{к, пс}$ (при $E_{к, В}$) | $L_{э, нГн}$ | $L_{б, нГн}$ | $L_{к, нГн}$ | | | |
| - | 12 (5) | 0,17 | 0,5 | 1,0 | - | 50 | 28 |
| - | - | - | - | - | 65 | - | - |
| 20 (0) | - | - | - | - | - | - | 20 |
| 20 (0) | - | - | - | - | - | - | 20 |
| - | 10 (5) | 3,4 | - | 1,5 | 50 | - | 29 |
| - | 9 (5) | 2,4 | - | 1,5 | 50 | - | 29 |
| - | 6 (5) | 1,75 | - | 1,3 | 50 | - | 28 |
| - | 88 (5) | 0,9 | - | 1,25 | 50 | - | 28 |
| - | - | - | - | - | - | - | - |
| - | - | - | - | - | - | - | - |
| - | - | - | - | - | - | - | - |
| - | - | - | - | - | - | - | - |
| - | - | - | - | - | - | - | - |
| - | - | - | - | - | - | - | - |
| - | - | - | - | - | - | - | - |
| - | - | - | - | - | - | - | - |
| - | - | - | - | - | - | 55 | - |
| - | - | - | - | - | - | 50 | - |
| - | - | - | - | - | - | 50 | - |
| - | - | - | - | - | - | 50 | - |
| - | - | - | - | - | - | 50 | - |
| 10...25 (0) | <25 (10) | 0,1...0,3 | 2,5 | 2,5 | 55 | 40 | 28 |
| - | 6...18 (10) | - | - | - | 40 | 35 | 20 |
| 40 (0) | <15 (10) | 0,55 | 3 | 1,95 | - | 55 (55) | 28 |
| 80 (0) | <12 (10) | 0,25 | 2,5 | 1,95 | - | 55 (55) | 28 |
| 80 (0) | <12 (10) | 0,25 | 2,5 | 1,95 | - | 55 (55) | 28 |
| - | 9,6...15 (5) | 1,43 | 0,23 | 1,55 | 50 | - | 28 |
| - | - | - | - | - | 50 | - | 28 (35...40) |
| - | - | - | - | - | 50 | - | - |
| 190 (0) | 4...10 (10) | 0,35 | 1,0 | 0,6 | - | 55 (55) | 28 |
| - | 7...14 (5) | 1,24 | 0,12 | 1,55 | 50 | - | 28 |
| 310 | - | - | - | - | 50 | - | 28 |
| - | 6,2...11 (5) | 0,92 | 0,06 | 1,55 | 50 | - | 28 |
| - | - | - | - | - | 50 | - | 28 |
| - | - | - | - | - | 50 | - | 28 |
| - | 10...25 (10) | 0,92 | 0,06 | 1,55 | 50 | - | 28 |
| - | - | - | 0,05 | - | 50 | - | 28 (40) |
| - | - | - | 0,02 | - | 50 | - | 28 (35...40) |
| - | - | - | 0,025 | - | 50 | - | - |
| - | - | - | - | - | 50 | - | 28 (35...40) |
| 260...310 (0) | - | 0,3 | 0,06 | 0,35 | 50 | - | 28 (40) |

| № | Допустимые параметры | | | | Тепловые параметры | | f' , МГц |
|-----|----------------------|------------------------------------|--------------------------------------|----------------------------|--------------------|-------------------|-----------------|
| | $E_{бэ, доп.}$, В | $I_{к, доп.}$ ($I_{к, max.}$), А | $I_{бэ, доп.}$ ($I_{бэ, max.}$), А | Диапазон раб. частот, МГц | $t_{п, доп.}$, °С | $R_{пк.}$, °С/Вт | |
| 65 | 4 | 16 | — | 100...500 | 160 | 1,3 | 500 1,5...30 |
| 66 | 4 | — | — | 200...500 | 200 | — | 500 |
| 67 | 2,5 | 0,2 (0,3) | — | — | 150 | 40 | 650 |
| 68 | 2,5 | 0,2 (0,3) | — | — | 150 | 40 | 650 |
| 69 | 4 | 1,5 | — | 350...700 | 175 | 8,2 | 700 |
| 70 | 4 | 5,0 | — | 350...700 | 175 | 3,1 | 700 |
| 71 | 4 | 3,75 | — | 350...700 | 175 | 2 | 700 |
| 72 | 4 | 7,5 | — | 350...700 | 190 | 1,15 | 700 |
| 73 | 4 | — | — | 380...840 | 200 | — | 840 |
| 74 | 4 | — | — | 380...840 | 200 | — | 840 |
| 75 | 4 | 0,5 | — | 40...860 | 160 | 13,8 | 860 |
| 76 | 4 | 1,0 | — | 40...860 | 160 | 9,2 | 860 |
| 77 | 4 | 2,0 | — | 40...860 | 160 | 5,3 | 860 |
| 78 | 4 | (2×0,9) | — | 470...860 | 200 | — | 860 |
| 79 | 3 | 2×0,15 | — | 470...860 | 200 | — | 860 |
| 80 | 3 | 2×0,1 | — | 150...860 | — | — | 860 |
| 81 | 3 | 2×0,1 | — | 150...860 | — | — | 860 |
| 82 | 3 | 2×0,1 | — | 150...860 | — | — | 860 |
| 83 | 3 | 2×0,1 | — | 470...860 | 200 | — | 860 |
| 84 | 3 | 0,4 | — | ≥400 | 150 | 33 | 1000 |
| 85 | 4 | 0,15 | — | ≤1000 | 150 | 73 | 1000 |
| 86 | 3,5 | 0,5 (1,0) | 0,25 | 200...1000 | 150 | 20 | 1000 |
| 87 | 3,5 | 1,0 (2,0) | 0,5 | 200...1000 | 150 | 10 | 1000 |
| 88 | 3,5 | 1,0 (2,0) | 0,5 | 200...1000 | 150 | 10 | 1000 |
| 89 | 4,0 | 1,5 | — | 600...1000 (400...1000) | 160 | 7 | 1000 |
| 90 | 3,5 | 2,5 | 1,0 | 700...1000 | 175 | 3,5 | 1000 |
| 91 | 3 | — | — | 650...1000 | 200 | — | 1000 |
| 92 | 3,5 | 2,0 (4,0) | 1,0 | 200...1000 | 160 | 4,5 | 1000 |
| 93 | 4 | 2,5 | — | 600...1000 (400...1000) | 160 | 4,4 | 1000 |
| 94 | 3,5 | 2,5 (5) | — | — | 175 | 4,0 | 1000 |
| 95 | 4 | 4,0 | — | 600...1000 (400...1000) | 160 | 1,8 | 1000 |
| 96 | 3,5 | 5 | — | — | 175 | 1,4 | 1000 |
| 97 | 3 | — | — | 650...1000 | 200 | — | 1000 |
| 98 | 4 | 6,0 | — | 600...1000 | 160 | 1,7 | 1000 |
| 99 | 3,5 | 2...3 | 0,7 | 900...1450 | 175 | 4,5 | 1400 |
| 100 | 3,5 | 5,0 (10) | 2,0 | 700...1400 | 175 | 2,0 | 1300 |
| 101 | 3,5 | 10 (12...15) | 4,5 | 900...1450 | 175 | 0,85 | 1300...1400 |
| 102 | 3,5 | 7,5 (15) | 3,0 | 900...1400 | 175 | 1,15 | 1300 |
| 103 | 3,5 | 2,5 (5) | 1,0 | 400...1500 | 175 | 4,0 | 1000 |

| Экспериментальные параметры | | | | Схема включения | Режим работы |
|-----------------------------|------------------|------------|--------------|-----------------|---|
| $P_{к'}$, Вт | K_P (K_P') | η , % | $E_{к'}$, В | | |
| >100 | >3,3 | >50 | 28 | ОЭ | Класс В |
| 50 | 14...20 | 80 | 24 | ОЭ | Ключевой |
| >500 | >7 | >40 | 45 | ОБ | Класс В двухтактный ГВВ |
| 0,115 | >3,85 | — | 10 | ОЭ | Класс А |
| 0,136 | >4,5 | — | 10 | ОЭ | Класс А |
| >5 | >8 | >40 | 28 | ОБ | Класс В |
| >20 | >7 | >50 | 28 | ОБ | Класс В |
| >55 | >6 | >50 | 28 | ОБ | Класс В |
| >100 | >3,5 | >50 | 28 | ОБ | Класс В |
| >15 | >6 | >40 | 28 | ОБ | Класс В двухтактный ГВВ |
| >50 | >5,1 | >40 | 28 | ОБ | Класс В двухтактный ГВВ |
| >0,5 | >4,0 | — | 25 | ОЭ | Линейный <-60 дБ трехтоновый сигнал |
| >1,0 | >3,6 | — | 25 | ОЭ | Линейный <-60 дБ трехтоновый сигнал |
| >3,5 | >3,2 | — | 25 | ОЭ | Линейный <-60 дБ трехтоновый сигнал |
| >8 | >7,1 | — | 25 | ОЭ | Линейный; класс А <-58 дБ, трехтоновый сигнал |
| >50 | >4,2 | >40 | 28 | ОЭ | Класс АВ линейный двухтактный ГВВ |
| >15 | >4,5 | >35 | 28 | ОЭ | Класс АВ линейный |
| >50 | >4,2 | >40 | 28 | ОЭ | Класс АВ линейный |
| >100 | >3,0 | >45 | 28 | ОЭ | Класс АВ линейный |
| >100 | >4,0 | >45 | 28 | ОЭ | Класс АВ линейный |
| 0,8...1,0 | 2...2,5 | 23...40 | 28 | ОЭ | Класс В |
| >1,0 | >(4) | >45 | 20 | — | Класс В |
| >3 | 2,25...2,5 | >40 | 28 | ОЭ | Класс В |
| >5 | 2,25...2,5 | >40 | 28 | ОЭ | Класс В |
| >10 | 2,25...2,5 | >50 | 28 | ОЭ | Класс В |
| >10 | 4...4,7 | 36...43 | 28 | ОБ | Класс В |
| 15...17 | >(6) | 40...45 | 28 | ОБ | Класс В |
| >15 | >5 | >40 | 28 | ОЭ | Класс АВ линейный двухтактный ГВВ |
| >20 | 2,25...2,5 | 45...55 | 28 | О | Класс В |
| >20 | 3,5...6,0 | 40...50 | 28 | ОБ | Класс В |
| 27 | (4) | — | 28 | ОБ | Класс В |
| >40 | 3...5,1 | 40...50 | 28 | ОБ | Класс В |
| 45 | 6 | — | 28 | ОБ | Класс В |
| >50 | >4 | >50 | 28 | ОЭ | Класс АВ линейный двухтактный ГВВ |
| >60 | 2...2,4 | 45...55 | 28 | ОБ | Класс В |
| ≥20 | ≥(7,8) | ≥50 | 28 | ОБ | Класс В |
| 50...60 | (6)...(7) | 45...52 | 28 | ОБ | Класс В |
| ≥110 | ≥(6) | ≥45 | 28 | ОБ | Класс В |
| 75...80 | (6)...(7) | 40...45 | 28 | ОБ | Класс В |
| 27...30 | 4...7 | >50 | 28 | ОБ | Класс В |

Если в схеме генератора ток эмиттера при пробое не возрастает или возрастает не столь заметно, то ограничения на $E_{бэ\max}$ можно опустить. Наоборот, если в схеме генератора возможно резкое увеличение тока при пробое, то максимальное обратное напряжение не должно превышать $E_{бэ\text{ доп}}$. Для биполярных транзисторов даются ограничения на постоянные составляющие $I_{к\text{ доп}}$, $I_{б\text{ доп}}$ и максимально допустимые значения $I_{к\max\text{ доп}}$, $I_{б\max\text{ доп}}$ токов коллектора и базы.

В этом же разделе указаны частотные ограничения на использование данного транзистора (f_H , f_B). Для ряда транзисторов указывается полоса частот, в которой он может работать без перестройки и подстройки цепей связи. Для некоторых транзисторов в справочной литературе [1.2–1.5] указываются резистивная и реактивная составляющие входного сопротивления и оптимальное комплексное нагрузочное сопротивление, приводимое к коллекторному выводу в режиме номинальной мощности на некоторой рабочей частоте, близкой к максимальной ($f = f_B$). Для других оговаривается максимально допустимая входная мощность $P_{вх\text{ доп}}$, а также максимально допустимое рассогласование нагрузки (КСВ_{доп}), которое может выдерживать транзистор определенное время, в течение которого должна сработать система защиты.

4. *Тепловые параметры:* максимально допустимая температура переходов транзистора $t_{п\text{ доп}}$ и только тепловое сопротивление переход (кристалл) — корпус $R_{пк}$ транзистора, поскольку генераторные транзисторы могут быть использованы только с теплоотводом — радиатором.

5. *Экспериментальные параметры:* экспериментальные характеристики при работе в условиях, близких к предельно допустимым по какому-либо признаку (параметру) и ограничивающих мощность транзистора так, чтобы можно было гарантировать достаточную надежность его работы. Приводятся значения частоты f' , мощности P'_H , КПД и коэффициента усиления по мощности K'_P в децибелах ($10 \lg(P'_H/P_{вх})$) (в скобках) при напряжении коллекторного питания E'_k , а также схема включения транзистора и режим его работы.

Обычно режим работы транзистора выбирается близким к граничному с углом отсечки коллекторного тока $\theta = 90^\circ$ (непрерывный режим, класс В). Для некоторых транзисторов приводятся данные при работе в ключевом режиме или в режиме линейного усиления в классе В или АВ. В последнем случае энергетические характеристики приводятся при усилении стандартного испытательного двухтонового (или трехтонового) сигнала, используемого при построении радиотрактов однополосных и телевизионных передатчиков. При этом для типового режима работы транзистора указывается гарантированный максимальный уровень внеполосных составляющих $K_{зf}$ или M_3 в децибелах. Для некоторых транзисторов одновременно приводятся энергетические характеристики при усилении колебаний как с постоянной, так и с переменной амплитудой. Важно, что во втором случае мощность и КПД снижаются примерно в 1,5...2 раза. Для так называемых сверхлинейных транзисторов даются энергетические характеристики при работе без отсечки тока в классе А ($\theta = 180^\circ$).

Для балансных транзисторов (транзисторных сборок) значение мощности $P_{вых}$, тепловое сопротивление $R_{пк}$, сопротивление $r_{нас}$, предельно допустимые токи даются в расчете на две структуры, а емкости коллекторного и эмиттерного переходов, индуктивности выводов — в расчете на один кристалл. Это относится и к транзисторам, представляющим два одинаковых транзистора, размещенных рядом в одном корпусе или на общем основании.

Важно отметить, что приводимые значения мощности и КПД на тот или иной транзистор даются при условии работы на согласованную нагрузку. Практически с учетом возможной работы в каскадах передатчиков на рассогласованную нагрузку, а также для повышения надежности снижают номинальную мощность транзистора в 1,5...2 раза. Часто при этом одновременно понижают напряжение коллекторного питания.

Как правило, экспериментальные характеристики даются на достаточно высокой частоте f' , близкой к f_T , где коэффициент усиления по мощности еще удовлетворителен ($K_P > 3$). Таким образом, экспериментальные данные могут являться исходными для выбора типа транзистора, так как, например, превышение значений мощности P_H над P'_H приводит к снижению надежности, а превышение значения частоты f над f' — к неприемлемому практически снижению коэффициента усиления по мощности, поскольку коэффициент усиления K_P на частоте f приблизительно пропорционален $K_P(f'/f)^2$ (см. § 1.6).

Полевые транзисторы. Полевые транзисторы выпускаются с затвором на основе р-п-перехода, с изолированным затвором (МДП-транзисторы) и с барьером Шоттки (ПТШ). Сперва рассмотрим МДП-транзисторы, обеспечивающие по сравнению с первыми гораздо более высокие генерируемые мощности. В конце будут рассмотрены транзисторы с барьером Шоттки.

Полевые МДП-транзисторы выгодно отличаются от биполярных благодаря ряду преимуществ. К первому из них можно отнести меньшее влияние температуры на их свойства вследствие отрицательного температурного коэффициента тока стока, а также отсутствие вторичного пробоя. Это значительно повышает их эксплуатационную надежность, и в частности позволяет включать большое число транзисторов параллельно (до 12 в диапазоне частот до 100 МГц и до 20 в каждое плечо двухтактных генераторов в диапазоне 0,1...1,0 МГц). Благодаря более высокой термостабильности полевые транзисторы, например диапазона 400...1000 МГц, могут устойчиво работать и на более низких частотах, вплоть до 1,5 МГц. К достоинствам МДП-транзисторов следует отнести значительно меньшие длительности включения и выключения, отсутствие или существенное ослабление процессов накопления заряда, определяющих инерционную нелинейность транзисторов. Это снижает паразитную фазовую модуляцию, так называемую амплитудно-фазовую конверсию (АФК) в генераторах, работающих в режиме усиления колебаний с переменной амплитудой или осуществляющих амплитудную модуляцию. Помимо меньшей АФК по линейности амплитудной передаточной характеристики в большом диапазоне рабочих токов МДП-

транзисторы оказываются лучше биполярных, хотя и уступают современным "линейным" радиолампам (см. § 1.4). В МДП-транзисторах более низкий уровень дробовых шумов. Важно, что он не растет с повышением выходной мощности, обеспечивая тем самым хорошие показатели по уровню внеполосных излучений.

Малая инерционность процессов в МДП-транзисторе позволяет рассматривать его работу в схемах генераторов как "полупроводниковую" лампу со всеми преимуществами, связанными с низковольтным питанием (десятки — сотни вольт) и отсутствием накала. Основной схемой включения МДП-транзисторов является схема с общим истоком (ОИ), позволяющая получать большое усиление по мощности при достаточно устойчивой работе генератора. На относительно низких частотах входное сопротивление в схеме с ОИ близко к емкостному и поэтому обеспечивается коэффициент усиления по мощности, близкий к бесконечности. Благодаря высоким входным и нагрузочным сопротивлениям и отсутствию ограничения на f_H МДП-транзисторы более пригодны для построения широкодиапазонных генераторов с рабочими частотами от $f_H \rightarrow 0$ до $f_H = f_{Hmax}$.

Современные МДП-транзисторы по уровню колебательной мощности догнали и перегоняют биполярные. По величине остаточного напряжения на стоке или эквивалентного сопротивления $r_{нас}$ они не уступают биполярным, а учитывая более высокие рабочие напряжения на стоке, достигающие 500...1000 В, по КПД заведомо их превышают. Например, в ключевом режиме относительные потери на $r_{нас}$ могут составлять менее 1%, т.е. КПД непосредственно транзистора (без учета потерь в LC-элементах) может достигать 99%. Однако из-за высоких переменных напряжений на стоке и затворе растут нагрузочные и входные сопротивления, что ведет к большому влиянию (шунтирующему действию) выходных и входных емкостей. В частности, это ограничивает реализацию высокоэффективного ключевого режима частотами 1...10 МГц. Кроме этого, у МДП-транзисторов ниже допустимая температура структуры (кристалла), хуже радиационная стойкость. Кроме того, лавинный пробой в МДП-транзисторах происходит за наносекунды, а не за микросекунды, как в биполярных, и поэтому системы защиты от такого пробоя практически невыполнимы. Перечисленные недостатки несколько сдерживают тенденцию "вытеснения" биполярных транзисторов МДП-полевыми.

На рис. 1.4 показаны условное обозначение, эквивалентная схема и представлены проходные и выходные статические зависимости тока стока: i_c от e_3 при $e_c = const$ и i_c от e_c при $e_3 = const$. Здесь помимо отсечки следует выделить две области, существенно различающиеся по своим свойствам: область насыщения и активную. В области насыщения, т.е. при малых напряжениях на стоке и больших напряжениях на затворе, ток стока изменяется приблизительно пропорционально напряжению стока $i_c = e_c / r_{нас}$; при больших напряжениях на стоке (активная область) ток стока мало зависит от напряжения на стоке и в основном определяется напряжением на затворе: $i_c = S(e_3 - E_{отс})$, где $r_{нас}$, S и

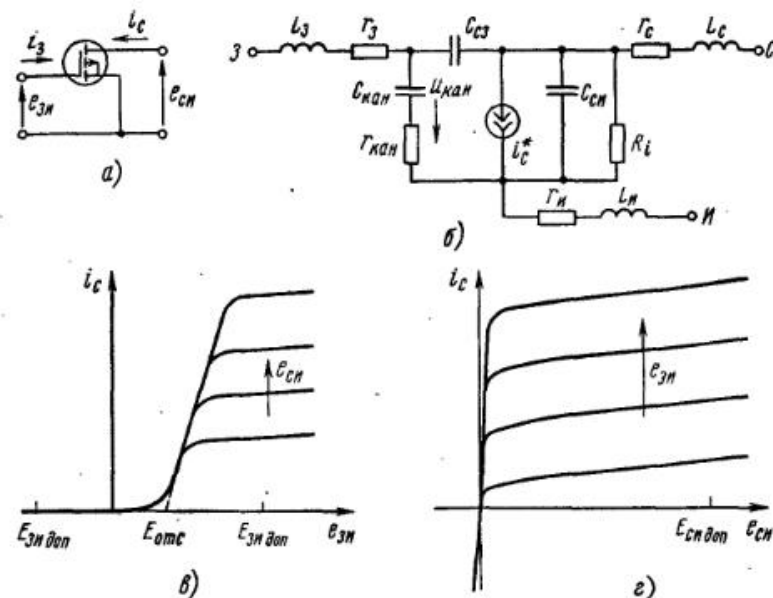


Рис. 1.4

$E_{отс}$ — эквивалентное сопротивление транзистора в области насыщения, крутизна в активном состоянии и напряжение отсечки тока стока. Конечный наклон выходных характеристик i_c от e_c в активной области учитывается сопротивлением R_i в эквивалентной схеме на рис. 1.4, б.

Важно отметить, что в отличие от электронных ламп в МДП-транзисторах, во-первых, напряжение отсечки для тока стока положительное, $E_{отс} > 0$, во-вторых, транзисторы пропускают отрицательный ток стока $i_c < 0$. Последнее объясняется тем, что канал полевого транзистора может пропускать ток стока в обоих направлениях. Однако технология изготовления мощных МДП-транзисторов такова, что параллельно каналу (сток-исток) образуется р-п-диод. При больших по величине отрицательных токах стока, когда напряжение на канале превышает напряжение отсечки $E_{отс} \approx 0,7$ В р-п-перехода этого диода, он открывается и начинает пропускать через себя этот ток. Однако из-за накопления неосновных носителей в р-п-переходе при запирающем напряжении полевого транзистора ($e_3 < E_{отс}$) ток стока прекратится только через время $t_{рас}$, т.е. после того, как неосновные носители в р-п-переходе диода полностью рассосутся.

При работе на высоких частотах необходимо учитывать паразитные емкости полупроводниковой структуры транзистора (см. рис. 1.4, б). При общем истоке и соединенной с ним подложкой емкость $C_{си}$ определяется в основном емкостью р-п-перехода, она имеет нелинейную зависимость от напряжения на стоке, причем $C_{си}(E_{си}) \approx C_{си0} / \sqrt{E_{си}^* / E_{си}}$, где $C_{си}$ — значение емкости при напряжении $E_{си}^*$. Емкость $C_{кан}$ пред-

Таблица 1.2

| № пп | Тип транзистора | Параметры идеализированных статических характеристик | | | | $C_{кан}$, пФ (при $E_{си}$, $E_{зи}$, В) |
|------|-----------------|--|---------------|----------------|------------|--|
| | | S , мА/В | $E_{отс}$, В | $r_{нас}$, Ом | R_i , Ом | |
| 1 | 2П903А | 85...140 | 6...8 | 2...10 | — | 14...18 (10; 15) |
| 2 | 2П904Б | 250...500 | 0 | 1,5...2 | 50...60 | 60...80 (20; 5) |
| 3 | 2П904А | 250...500 | 0 | 1,5...2 | 50...60 | 60...80 (20; 5) |
| 4 | 2П901А | 150...200 | -1...+1 | 8...15 | 150...160 | 15...100 (20; 30) |
| 5 | 2П902А | 10...30 | 0 | 20...30 | 500...1000 | 20 (20; 0) |
| 6 | 2П941А | 200 | — | — | — | $C_{зх}=20$ (12; 0) |
| 7 | 2П941Б | 600 | — | — | — | $C_{зх}=100$ (12; 0) |
| 8 | 2П941В-Д | 1200 | — | — | — | $C_{зх}=200$ (12; 0) |
| 9 | КП951А-2 | 200 | — | — | — | — |
| 10 | КП951Б-2 | 500 | — | — | — | — |
| 11 | КП951В-2 | 1000 | — | — | — | — |
| 12 | 2П909В | 350...1000 | 4...4,5 | 2...2,5 | 80...100 | 160...225 (20; 5) |
| 13 | 2П909А | 350...1000 | 4...4,5 | 1...1,6 | 80...100 | 160...225 (20; 5) |
| 14 | 2П913Б | 1000...2500 | 6...8 | 1,0...2,0 | 25...80 | 300...390 (20; 25) |
| 15 | 2П913А | 1000...2500 | 6...8 | 0,5...1,0 | 25...80 | 300...390 (20; 25) |
| 16 | 2П920Б | 1000...2000 | 6...8 | 15 | 30 | 360 (20; -) |
| 17 | 2П920А | 1000...2300 | 6...8 | -10 | 30 | 400 (20; -) |
| 18 | 2П928Б | 1000...2300 | — | 0,4 | — | $C_{зх}=470...570$ (-; 10) |
| 19 | 2П928А | 1000...2300 | — | 0,4 | — | $C_{зх}=470...570$ (20; 0) |
| 20 | 2П905А | 18...39 | 0 | 40...70 | 600...800 | 4,5...5,5 (20; 5) |
| 21 | 2П907Б | 100...200 | 0 | 2,5 | 150...160 | 18...22 (20; 5) |
| 22 | 2П907А | 110...200 | 0 | 2,5 | 150...160 | 18...22 (20; 5) |
| 23 | 2П911А | 200...600 | 0 | 1,8...3,5 | — | 60...80 (20; 5) |
| 24 | 2П918Б | 350...600 | 6...7 | 2,0...3,0 | — | 100...130 (20; 20) |
| 25 | 2П918А | 550...700 | 6...7 | 2,0...3,0 | — | 100...130 (20; 20) |
| 26 | 2П923В | 550...700 | 7 | 2,0 | — | 300...400 (20; 10) |
| 27 | 2П923А | 1000...1500 | 7 | 1,2 | — | 300...400 (20; 10) |
| 28 | 2П933А | >650 | — | — | — | — |
| 29 | 2П908А | 24...40 | 0 | 14...25 | — | 3...4,5 (25; 6) |

| Высокочастотные параметры | | | | | |
|---|---|------------|----------------|--------------|--------------|
| $C_{сз}$, пФ (при $E_{си}$, $E_{зи}$, В) | $C_{си}$, пФ (при $E_{си}$, $E_{зи}$, В) | r_z , Ом | $r_{кан}$, Ом | $r_{и}$, Ом | $r_{с}$, Ом |
| 12...15 (10; 15) | — | — | — | — | — |
| 20...25 (20; 5) | 60...80 (20; 5) | 0,4...0,5 | 1,2...1,5 | 0,1...0,2 | 2,5...4,0 |
| 20...25 (20; 5) | 60...80 (20; 5) | 0,4...0,5 | 1,2...1,5 | 0,1...0,2 | 1,5...2,0 |
| 1,5...10 (25; 15) | 20...25 (20; 5) | 3...5 | 10...15 | 0,4...0,6 | 10...15 |
| 1,5 (25; 0) | 5...7 (25; 0) | 2...3 | 12...15 | 1...1,5 | 20...30 |
| — | — | — | — | — | — |
| — | — | — | — | — | — |
| — | — | — | — | — | — |
| — | — | — | — | — | — |
| — | — | — | — | — | — |
| 10...12 (20; 6) | 100...150 (20; 6) | 0,05...0,1 | 0,8...1,2 | 0,1 | 1,0...2,0 |
| 10...12 (20; 6) | 100...150 (20; 6) | 0,05...0,1 | 0,8...1,2 | 0,1 | 1,0...2,0 |
| 20...30 (20; 6) | 250...300 (20; 6) | ≈0 | 0,5...1,0 | 0,01...0,04 | 0,5...1,0 |
| 20...30 (20; 6) | 250...300 (20; 6) | ≈0 | 0,5...1,0 | 0,01...0,04 | 0,5...1,0 |
| 7 (20; -) | 160 (20; -) | 0,5 | 0,1 | 0,5 | 0,05 |
| 7 (20; -) | 160 (20; -) | 0,5 | 0,1 | 0,5 | 0,05 |
| $C_{прох}=33...60$ (20; 0) | $C_{вых}=150...180$ (20; 0) | — | — | — | — |
| $C_{прох}=33...60$ (-; 10) | $C_{вых}=150...180$ (20; 0) | — | — | — | — |
| 0,15...0,25 (20; 5) | 2,5...3,0 (20; 5) | 1,5...4,0 | 25...40 | 1,4...1,5 | 60...70 |
| 4...6 (20; 5) | 10...15 (20; 5) | 0,5...1,0 | 8...12 | 0,5...0,8 | 12...15 |
| 4...6 (20; 5) | 10...15 (20; 5) | 0,5...1,0 | 8...12 | 0,5...0,8 | 12...15 |
| — | — | — | — | — | — |
| — | — | — | — | — | — |
| — | — | — | — | — | — |
| — | — | — | — | — | — |
| 210 (-; 10) | — | — | — | — | — |
| 0,6 (25; 6) | 1,8 (25; 6) | — | — | — | — |

ставляет собой емкость конденсатора между металлизацией затвора и проводящей областью истока.

Сопротивление $r_{кан}$, включенное с ней последовательно, учитывает потери из-за конечного сопротивления канала. Емкость $C_{сз}$ образуется подобным конденсатором между металлизацией затвора и областью стока. В схеме на рис. 1.4, б добавлены эквивалентные сопротивления материалов затвора r_z , истока $r_{и}$ и стока $r_{с}$, а также индуктивности выводов транзистора L_z , $L_{и}$ и $L_{с}$.

В табл. 1.2 для мощных МДП-транзисторов с n-проводимостью канала приведены:

параметры идеализированных статических характеристик (крутизна S , сопротивление насыщения $r_{нас}$, напряжения отсечки $E_{отс}$ и внутреннее сопротивление R_i);

высокочастотные параметры (емкости $C_{кан}$, $C_{сз}$ и $C_{си}$ при определенных напряжениях $E_{зи}$ и $E_{си}$, сопротивления r_z , $r_{кан}$, $r_{и}$ и $r_{с}$, а также индуктивности выводов L_z , $L_{и}$ и $L_{с}$). Если величины сопроти-

| № | Допустимые параметры | | | | | | | | |
|----|----------------------|-------------|-------------|----------------------------------|----------------------------------|------------------|------------------|----------------------------------|------------------|
| | L_s , нГн | L_k , нГн | L_c , нГн | $E_{си.доп}$ ($E_{си.имп}$), В | $E_{сз.доп}$ ($E_{сз.имп}$), В | $E_{си.доп}$, В | $E_{сз.доп}$, В | $E_{эи.доп}$ ($E_{эи.имп}$), В | $I_{со.доп}$, А |
| 1 | — | — | — | 20 | 20 | — | — | 15 | 0,7 |
| 2 | 5 | 5 | 5 | 70 (100) | 90 (120) | — | — | 30 | 5 |
| 3 | 5 | 5 | 5 | 70 (100) | 90 (120) | — | — | 30 | 5 |
| 4 | 4 | 4 | 4 | 70 (85) | 85 (100) | — | — | 30 | 4 |
| 5 | 4 | 4 | 4 | (70) | 80 | 60 | — | 30 | 0,2 |
| 6 | — | — | — | — | — | 36 | 41 | (20) | — |
| 7 | — | — | — | — | — | 36 | 41 | (20) | — |
| 8 | — | — | — | — | — | 36 | 41 | (20) | — |
| 9 | — | — | — | — | — | 36 | 41 | (20) | 0,6 |
| 10 | — | — | — | — | — | 36 | 41 | (20) | 1,5 |
| 11 | — | — | — | — | — | 36 | 41 | (20) | 3,0 |
| 12 | 3 | 0,5 | 3 | 50 (65) | 60 (75) | — | — | 25 | 4 |
| 13 | 3 | 0,5 | 3 | 50 (65) | 60 (75) | — | — | 25 | 6,5 |
| 14 | 2,5 | 0,2 | 2,5 | (65) | (75) | 50 | 60 | (20) | 14 |
| 15 | 2,5 | 0,2 | 2,5 | (65) | (75) | 50 | 60 | (20) | 19 |
| 16 | 1,5 | 0,1 | 1,5 | (70) | (80) | 50 | 60 | (25) | 12 |
| 17 | 1,5 | 0,1 | 1,5 | (70) | (80) | 50 | 60 | (25) | 15 |
| 18 | — | — | — | — | — | 55 | 65 | (25) | 13...18 |
| 19 | — | — | — | — | — | 50 | 60 | (25) | 16...24 |
| 20 | 1,5 | 0,1 | 1,5 | — | — | 60 | 70 | ±30 | 0,35 |
| 21 | 1,5 | 0,1 | 1,5 | — | — | 60 | 70 | ±30 | 1,7 |
| 22 | 1,5 | 0,1 | 1,5 | — | — | 60 | 70 | ±30 | 1,7 |
| 23 | — | — | — | 50 (60) | 60 (70) | — | — | 25 | 5,0 |
| 24 | — | — | — | 65 | — | 45 | 55 | (20) | 4,0 |
| 25 | — | — | — | 65 | — | 45 | 55 | (20) | 6,0 |
| 26 | — | — | — | 70 | — | 50 | 60 | (20) | — |
| 27 | — | — | — | 70 | — | 50 | 60 | (20) | — |
| 28 | — | — | — | — | — | 45 | 55 | (20) | 9...15 |
| 29 | 1,5 | 0,1 | 1,5 | (55) | (60) | 40 | 50 | (20) | 0,35 |

влений не приводятся, то для приближенных расчетов надо принять $R_i = \infty$, а r_z , $r_{кан}$, $r_{и}$ и r_c взять равными нулю.

В следующих разделах приводятся предельно допустимые, тепловые и экспериментальные параметры МДП-транзисторов, аналогичные параметрам в табл. 1.1 для биполярных транзисторов.

У полевых транзисторов с барьером Шоттки (ПТШ) инерционность процессов на один-два порядка меньше, чем у полевых транзисторов с р-п-переходом и МДП-транзисторов. Кроме того, технология изготовле-

| Диапазон раб. час- тот, МГц | Тепловые параметры | | Экспериментальные параметры | | | | | Режим работы |
|-----------------------------------|-----------------------|---|-----------------------------|-------------|-------------|------------|-----------|-----------------|
| | $t_{с.доп}$, °С | $R_{пк.}$, °С/Вт ($R_{рас.}$, Вт) | f , МГц | P_k , Вт | K_p , дБ | η , % | E_c , В | |
| — | 155 | 25 | 30 | 0,09...0,06 | 7,6...16 | — | 10 | Класс А |
| <400 | 150 | 1,5 | 60 | 30...40 | 13...25 | 49...53 | 55 | Класс В |
| <400 | 150 | 1,5 | 60 | 50...75 | 13...25 | 49...53 | 55 | Класс В |
| КВ | 155 | 4,0 | 100; | >10 | 7...12,5; | 35...44 | 50 | Класс В |
| УКВ | — | — | 60 | — | 10...16 | — | — | — |
| ≤400 | 150 | 16 | 60 | 0,8...1,8 | 6,6...15,4; | — | 50 | Класс В |
| — | — | — | 400 | — | 1,7...4,0 | — | — | — |
| ≤400 | — | (3) | 400 | 3 | >8,7 | >50 | 12 | Класс В |
| ≤400 | — | (15) | 400 | 15 | >6,3 | >50 | 12 | Класс В |
| ≤400 | — | (30) | 400 | 30 | >5,0 | >50 | 12 | Класс В |
| ≤400 | — | (3) | 400 | 3 | >4,7 | >50 | 12 | Класс В |
| ≤400 | — | (6) | 400 | 6 | >12 | >50 | 12 | Класс В |
| ≤400 | — | (15) | 400 | 15 | >4,7 | >50 | 12 | Класс В |
| ≤400 | 150 | 3 | 400 | 30...41 | 4...11 | 40...50 | 40 | Класс В |
| ≤400 | 150 | 3 | 400 | 50...60 | 3...18,5 | 40...55 | 40 | Класс В |
| ≤400 | 150 | 1,5 | 400 | 70...90 | 4...5,4 | 40...49 | 45 | Класс В |
| ≤400 | 150 | 1,5 | 400 | 100...120 | 4...5 | 46...50 | 45 | Класс В |
| ≤400 | 150 | 1 | 400 | 100...120 | 6...6,7 | 50...56 | 50 | Класс В |
| ≤400 | 150 | 1 | 400; | 150...165 | 7...7,4 | 52...58 | 50 | Класс В |
| — | — | — | 200 | — | 13 | 57 | — | — |
| ≤400 | — | (250) | 400 | 200...240 | 6...6,8 | 45...53 | 50 | Класс В |
| ≤400 | — | (250) | 400 | 250...280 | 6,2...6,7 | 50...55 | 50 | Класс В |
| ≤1500 | 150 | 10...15 | 1000 | 1...1,4 | 8...15 | — | 50 | Класс В |
| ≤1500 | 150 | 3 | 1000 | 3...4 | 1,77...3 | — | 40 | Класс В |
| — | — | — | 400 | 7 | >3,6 | — | — | — |
| ≤1500 | 150 | 3 | 1000 | 4...6; | 3...4,7; | — | 40 | Класс В |
| — | — | — | 400 | 10 | >5,2 | — | — | — |
| ≤1000 | — | 37 | 1000 | 10...12 | 3...4 | 25...33 | 40 | Класс В |
| ≤1000 | — | — | 1000 | 17...22 | 4...5 | 32...38 | 45 | Класс В |
| ≤1000 | — | — | 1000 | 25...30 | 4...5 | 33...40 | 45 | Класс В |
| ≤1000 | — | — | 1000 | 22...30 | 4...5 | 32...39 | 45 | Класс В |
| ≤1000 | — | — | 1000 | 50...55 | 4...4,4 | 32...36 | 50 | Класс В |
| ≤1000 | — | (160) | 1000 | 70...78 | 4 | >30 | 45 | Класс В |
| ≤2250 | 150 | 10...15 | 1760 | >1,0 | >2,2 | — | 35 | Класс В |

ния барьера Шоттки позволяет уменьшать межэлектродные расстояния вплоть до субмикронных размеров. Это, а также получение больших скоростей пролета носителей при относительно низкой напряженности поля в арсениде галлия по сравнению с кремнием позволяет существенно снизить времена пролета и повысить граничную частоту усиления. Для современных маломощных транзисторов из арсенида галлия она достигает 80...100 ГГц. Мощные ПТШ работают на частотах до 25...45 ГГц, причем они превосходят биполярные транзисторы по уровню мощности

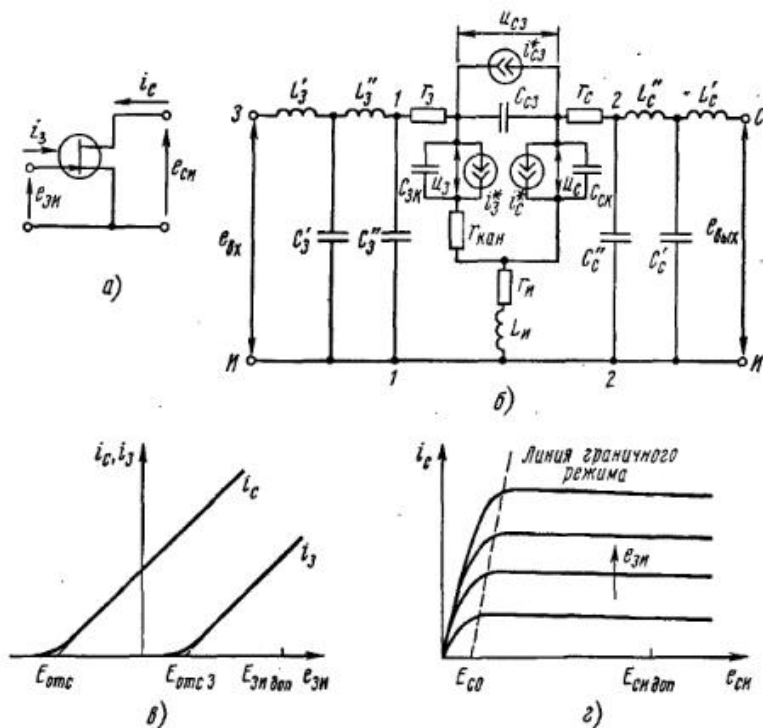


Рис. 1.5

и КПД на частотах выше 6 ГГц (благодаря меньшим значениям $r_{нас}$), а по уровню нелинейных искажений при усилении сигналов переменной амплитуды и шумовым параметрам — на частотах выше 1 ГГц.

Условное обозначение ПТШ приведено на рис. 1.5, а. Для отображения его усилительных свойств в диапазоне УВЧ–СВЧ используется эквивалентная схема на рис. 1.5, б [1.49], содержащая дифференциальные параметры: емкости затвор–канал $C_{зк}$, сток–затвор $C_{сз}$ и сопротивление канала $r_{кан}$, зависящие от действующих в схеме постоянных напряжений $E_з, E_с, E_{сз}$; генераторы токов стока i_c^* , затвора $i_з^*$ и стока–затвора $i_{сз}^*$, определяемых мгновенными значениями напряжений $e_з, e_с, e_{сз}$, емкость сток–канал $C_{ск}$, а также $r_з, r_с, r_и$ — сопротивления пассивных областей затвора, истока и стока, которые принимаются постоянными. Кроме того, в диапазоне УВЧ–СВЧ необходимо учитывать более сложную эквивалентную схему периферийных частей транзистора. В большинстве конструкций ПТШ подложка транзистора соединяется с выводом истока. Поэтому емкости контактных площадок затвора и истока $C''_з$ и $C''_с$ в схеме рис. 1.5, б соединены с истоком. Индуктивности выводов затвора и стока разделяются паразитными емкостями выводов затвора и стока на корпус $C'_з$ и $C'_с$ на две составляющие — непосредственно индуктивности

выводов $L'_з, L'_с$ и индуктивности перемычек корпус–кристалл $L''_з, L''_с$.

На рис. 1.5, в приведены входные $i_з(e_{зн})$ и проходные $i_c(e_{зн})$, а на рис. 1.5, г — выходные $i_c(e_{вх})$ статические характеристики. Для ПТШ характерны отрицательные значения напряжения отсечки тока стока $E_{отс} = -(2...6)$ В. Зависимость тока стока от напряжения на затворе можно, как и для МДП-транзисторов, представить через крутизну $i_c = S(e_з - E_{отс})$ при $e_з > E_{отс}$, где $S = 2\pi f_T C_{зк}$ — эквивалентная крутизна тока стока; f_T — граничная частота по току ПТШ [1.49]. Поскольку f_T и $C_{зк}$ незначительно зависят от напряжений на затворе и стоке (в активном состоянии), то можно считать $f_T = \text{const}$, $C_{зк} = \text{const}$ и проходную характеристику $i_c(e_з)$, не зависящей от $e_с$, а выходные характеристики i_c от $e_с$ в активном состоянии — горизонтальными линиями.

На рис. 1.5, г штриховой линией показана эквивалентная линия граничного режима. Важно, что она начинается не с нуля, а с $e_с = E_{с0} = 0,5...1,0$ В — порогового напряжения стока, а ее наклон (крутизна) определяется эквивалентным сопротивлением насыщения $r_{нас} = r_с + r_и$. Снижение тока i_c левее линии граничного режима обусловлено резким уменьшением граничной частоты f_T .

При положительном смещении на затворе $e_з > E_{отс.з} = 0,5...1$ В появляется ток затвора, который можно считать зависящим линейно от напряжения на затворе $i_з = S_з(e_з - E_{отс.з})$, где $S_з = 1/(r_з + r_и)$ — крутизна тока затвора. На эквивалентной схеме рис. 1.5, б появление тока отражено включением соответствующего генератора тока. Как правило, режим работы ПТШ выбирают так, чтобы работать без тока затвора, т.е. при $E_{зmax} < E_{отс.з}$. С другой стороны, при $e_з < E_{отс}$ существенно возрастают сопротивление $r_{кан}$ и емкость $C_{сз}$, вызывающие отрицательную обратную связь, что ведет к резкому уменьшению коэффициента усиления по мощности транзистора. Кроме того, переменное напряжение на стоке ограничивают так, чтобы отсутствовал ток $i_{сз}$. По этим причинам для получения достаточно большого усиления на столь высоких частотах (до 25...45 ГГц) в ПТШ используют, как правило, режимы А и АВ и реже на пониженных частотах режим В, когда имеется достаточный запас в коэффициенте усиления по мощности. Кроме того, минимальное напряжение на стоке должно быть не ниже $E_{с0} + I_c(r_с + r_и)$, чтобы режим работы был недонапряженным или граничным.

В табл. 1.3 приведены параметры идеализированных статических характеристик, высокочастотные, предельно допустимые и тепловые параметры, а также экспериментальные характеристики, обеспечиваемые данным ПТШ. Обозначения в табл. 1.3 пояснены в тексте (см. выше), на эквивалентной схеме и статических характеристиках на рис. 1.5.

В последнее время прослеживается тенденция перехода к гибридным интегральным схемам (ГИС), как это имеет место в вычислительных, преумножительных и других маломощных устройствах, а также при построении синтезаторов частоты и возбuditелей радиопередатчиков. Помимо повышения технологичности производства и на-

Таблица 1.3

| № пп | Тип транзистора | Параметры идеализированных статических характеристик | | | | | | | |
|------|-----------------|--|----------------|------------------|---------------|-----------------|----------------|----------------|----------------|
| | | S_i , мА/В | $E_{отс.}$, В | $E_{отс.з.}$, В | $E_{с0.}$, В | $r_{нас.}$, Ом | $f_{т.}$, ГГц | $C_{эк.}$, пФ | $C_{сз.}$, пФ |
| 1 | ЗП925А-2 | 500 | -5 | 0,7 | 0,5 | 1,5 | - | - | - |
| 2 | ЗП925Б-2 | 500 | -5 | 0,7 | 0,5 | 1,5 | - | - | - |
| 3 | ЗП930А-2 | 1000 | - | - | - | 0,4 | - | - | - |
| 4 | ЗП930Б-2 | 1000 | - | - | - | 0,4 | - | - | - |
| 5 | ЗП930В-2 | 1000 | - | - | - | 0,4 | - | - | - |
| 6 | ЗП910А-2 | >50 | - | - | - | 4,0 | - | - | - |
| 7 | ЗП910Б-2 | >300 | -2,2...-2,5 | - | 0,5...0,7 | 2,0 | 16...17,5 | 4,0 | 1,2 |
| 8 | ЗП915Б-2 | 300...1000 | - | - | - | 0,5 | - | - | - |
| 9 | ЗП915А-2 | 350...1200 | - | - | - | 0,5 | - | - | - |
| 10 | ЗП602Д-2 | 40...160 | -5...-5,2 | 0,5 | 0,5...0,8 | 3,0 | 11...13 | 1,3 | 0,4 |
| 11 | ЗП607А-2 | >80 | - | - | - | 1,0 | - | - | - |
| 12 | ЗП602В-2 | 20...70 | -5...-5,2 | 0,5 | 0,5...0,8 | 6,6 | 11...13 | 0,6 | 0,2 |
| 13 | ЗП602Б-2 | 20...80 | -5...-5,2 | 0,5 | 0,5...0,8 | 7,5 | 11...13 | 0,6 | 0,2 |
| 14 | ЗП602А-2 | 60...100 | -5...-5,2 | 0,5 | 0,5...0,8 | 7,5 | 11...13 | 0,6 | 0,2 |
| 15 | ЗП602Г-2 | 40...200 | -5...-5,2 | 0,5 | 0,5...0,8 | 3,0 | 11...13 | 1,3 | 0,4 |
| 16 | ЗП606Б-2 | 90 | - | - | - | 5,0 | - | - | - |
| 17 | ЗП606В-2 | 100 | - | - | - | 5,0 | - | - | - |
| 18 | ЗП603А-2 | 50...180 | - | - | 0,5 | 4,0 | - | - | - |
| 19 | ЗП603Б-2 | 80...180 | -4,4...-5 | 0,5 | 0,5 | 4,0 | 16 | 16 | 0,5 |
| 20 | ЗП604Г-2 | 10...20 | -3,3...-4 | - | 0,5 | 17 | - | - | - |
| 21 | ЗП604В-2 | 10...20 | -3,3...-4 | - | 0,5 | 17 | - | - | - |
| 22 | ЗП604Б-2 | 15...40 | -3,3...-4 | - | 0,5 | 8,5 | - | - | - |
| 23 | ЗП604А-2 | 20...40 | -3,3...-4 | 0,5 | 0,5 | 8,5 | 20 | 0,3 | 0,1 |
| 24 | ЗП927Б-2 | 50...200 | - | - | - | - | - | - | - |
| 25 | ЗП927Г-2 | 50...200 | - | - | - | - | - | - | - |
| 26 | ЗП927Д-2 | 50...200 | - | - | - | - | - | - | - |
| 27 | ЗП608А-5 | 15 | - | - | - | - | - | - | - |
| 28 | ЗП608Д-5 | 15 | - | - | - | - | - | - | - |
| 29 | ЗП608Е-5 | 15 | - | - | - | - | - | - | - |
| 30 | ЗП608А-2 | 15...30 | - | - | - | - | - | - | - |
| 31 | ЗП608Г-2 | 20...95 | - | - | - | - | - | - | - |

дежности устройств одним из главных факторов перехода является снижение массогабаритных параметров, что особенно важно при создании усилителей мощности для мобильных и носимых портативных радиосистем. Поэтому первые отечественные серийно выпускаемые усилительно-генераторные модули на базе ГИС разработаны именно для этих целей. В табл. 1.4 приведены технические характеристики двух- и трехкаскадных усилителей мощности [1.5.3]. Здесь же приведены технические характеристики усилителей, выпускаемые фирмой MOTOROLA.

Выходные мощности интегральных усилителей, предназначенных в первую очередь для систем подвижной радиосвязи, составляют прибли-

| Высокочастотные параметры | | | | | | | | | | | | | | Пред. допуст. | |
|---------------------------|---------------|---------------|---------------|---------------|----------------|-----------------|------------------|-----------------|------------------|----------------|-----------------|----------------|-----------------|------------------|-----------------------------------|
| $C_{сж.}$, пФ | $r_{э.}$, Ом | $r_{к.}$, Ом | $r_{г.}$, Ом | $r_{с.}$, Ом | $L_{к.}$, нГн | $L'_{э.}$, нГн | $L''_{э.}$, нГн | $L'_{с.}$, нГн | $L''_{с.}$, нГн | $C'_{э.}$, пФ | $C''_{э.}$, пФ | $C'_{с.}$, пФ | $C''_{с.}$, пФ | $E_{с.доп.}$, В | $E_{э.доп.}$ ($E_{эи.доп.}$), В |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | 8 | 5 |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | 8 | 5 |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | 8 | (-5) |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | 8 | (-5) |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | 8 | (-5) |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | 7 (5) | 3,5 |
| 0,36 | 0,5 | 2,5 | 0,6 | 0,7 | 0,07 | 0,5 | 0,3 | 0,5 | 0,3 | 0,5 | 1,0 | 0,5 | 2,2 | 7 (5) | 3,5 |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 0,08 | 1 | 5 | 1,25 | 1,5 | 0,075 | 0,6 | 0,2 | 0,6 | 0,25 | 0,5 | 0,7 | 0,5 | 0,2 | 7,5 (5) | 3,5 |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | 8 | (-5) |
| 0,04 | 2 | 10 | 2,5 | 3,0 | 0,15 | 0,6 | 0,3 | 0,6 | 0,5 | 0,5 | 0,35 | 0,5 | 0,1 | 7 (5) | 3,5 |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 0,04 | 2 | 10 | 2,5 | 3,0 | 0,15 | 0,6 | 0,3 | 0,6 | 0,5 | 0,5 | 0,35 | 0,5 | 0,1 | 7 (5) | 3,5 |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 0,04 | 2 | 10 | 2,5 | 3,0 | 0,15 | 0,6 | 0,3 | 0,6 | 0,5 | 0,5 | 0,35 | 0,5 | 0,1 | 7 (5) | 3,5 |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 0,08 | 1 | 5 | 1,25 | 1,5 | 0,075 | 0,6 | 0,2 | 0,6 | 0,25 | 0,5 | 0,7 | 0,5 | 0,2 | 7,5 (5) | 3,5 |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 0,25 | 12 | 4,0 | 1 | 0,9 | 0,05 | 0,3 | 0,2 | 0,3 | 0,2 | 0,85 | 0,1 | 0,5 | 0,1 | 8 | 3,5 |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | 8 | 3 |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | 8 | 3 |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | 8 | 3 |
| 0,025 | 1,2 | 12,5 | 4,5 | 4,2 | 0,1 | 0,5 | 0,3 | 0,5 | 0,3 | 0,5 | 0,25 | 0,5 | 0,07 | 8 | 3 |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | 7 | (-3) |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | 7 | (-3) |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | 7 | (-3) |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | 7 | (-3) |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | 7 | (-3) |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | 7 | (-3) |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | 7 | (-3) |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | 7 | (-3) |

зительно от 1 до 20 Вт в диапазоне частот 40...1785 МГц. Особо следует отметить линейные интегральные усилители мощности для телевизионных передатчиков диапазона 470...860 МГц, предназначенных для совместного усиления радиосигналов изображения и звукового сопровождения, мощность которых достигает 180 Вт при уровне интермодуляционных искажений -50 дБ.

Окончание табл. 1.3

| № пп | параметры | | Тепловые параметры | | Экспериментальные параметры | | | | |
|------|-------------|---------------------------|--------------------|--------------------------------------|-----------------------------|--------------------------|----------------|------------|------------|
| | И.д.к.с. МА | Диапазон раб. частот, ГГц | $t_{н.доп.}$ °С | $P_{рас.доп.}$ Вт ($R_{шк.}$ °С/Вт) | f' , ГГц | P' , Вт | $K'_{P'}$, дБ | η , % | $E_{с.}$ В |
| 1 | - | 3,7...4,2 | 125 | 7,0 (18) | 4,2 | 2...4,5 | 4,5...8 | >25 | 7 |
| 2 | - | 4,3...4,8 | 125 | 7,0 (18) | 4,8 | 2...4,5 | 4,5...8 | >25 | 7 |
| 3 | - | 5,7...6,3 | 150 | (6) | 5,7...6,3 | >5,0 | >5,5 | >25 | 8 |
| 4 | - | 5,7...6,3 | 150 | (6) | 5,7...6,3 | >7,5 | >5,0 | >30 | 8 |
| 5 | - | 5,7...6,3 | 150 | (6) | 5,7...6,3 | >10,0 | >4,5 | >40 | 8 |
| 6 | - | ≤ 8 (<3) | - | 1,5...3 | 8 | 0,5...0,6 | 3...4 | 10...30 | 7 |
| 7 | - | ≤ 8 (<3) | - | 1,5...3 | 8 | 1...1,15 | 3...3,8 | 10...30 | 7 |
| 8 | - | - | 170 | 8...12 | - | - | - | 15...30 | 4*: 7 |
| 9 | - | - | 170 | 8...12 | - | - | - | 25...40 | 4*: 7 |
| 10 | - | 3...12 (0,1...3) | 130 | 0,9...1,8 | 8 | 0,5...0,6 | 3...3,8 | 40...50 | 7,5 |
| 11 | - | 10,0 | 165 | (37) | 10,0 | >1,0 | >4,0 | >20 | 5*: 8 |
| 12 | - | 3...12 (0,1...3) | 130 | 0,45...0,9 | 12 | 0,05...0,08 | >4,5 | 7...20 | 7 |
| 13 | 100 | 3...12 (0,1...3) | 130 | 0,45...0,9 | 12 | 0,1...0,14 | 3...4,5 | 15...20 | 7 |
| 14 | 200 | 3...12 (0,1...3) | 130 | 0,45...0,9 | 12 | 0,18...0,23 | 2,6...3,6 | 15...25 | 7 |
| 15 | 150 | 3...12 (0,1...3) | 130 | 0,45...0,9 | 12 | 0,45...0,56 | 2,6...3,5 | 30...50 | 7,5 |
| 16 | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 17 | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 18 | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 19 | - | ≤ 12 | - | 0,5...2,5 | 12 | >0,05* | 4,0...6,0; | 30...50* | 5*: 8 |
| 20 | - | ≤ 18 | - | 0,25 | 12 | 1,0...1,25 | 3,0...4,0 | >20 | 4*: 7 |
| 21 | - | ≤ 18 | - | 0,25 | 17,4 | >0,01*; 0,005...0,075 | 3,0...5,5 | >30 | 4*: 7 |
| 22 | - | ≤ 18 | - | 0,5 | 17,4 | >0,01*; 0,075...0,1 | 3,0...5,5 | >25 | 4*: 7 |
| 23 | - | ≤ 18 | - | 0,5 | 17,4 | >0,01*; 0,125...0,19 | 3,0...4,8 | >30 | 4*: 7 |
| 24 | - | 1...18 | - | 2,5 | 17,4 | 0,2...0,24 | 3...3,8 | 20...25 | 7 |
| 25 | - | 1...18 | - | 2,5 | 17,4 | 0,5...0,6 | 5...5,8 | 20...25 | 7 |
| 26 | - | 1...18 | - | 2,5 | 17,4 | 0,5...0,6 | 5,5...6,5 | 20...25 | 7 |
| 27 | - | - | 150 | 0,6 (2,00) | 26 | 0,1 | 3,5...5,0 | 15 | 7 |
| 28 | - | - | 150 | 0,6 (2,00) | 37 | 0,3 | 3,5...5,0 | 5 | 7 |
| 29 | - | - | 150 | 0,6 (2,00) | 45,5 | 0,01 | 3,5...5,0 | 2 | 7 |
| 30 | - | - | 150 | 0,6 (2,00) | 26 | 0,1...0,12 | 3,5...4,0; | 15...20 | 7 |
| 31 | - | - | 150 | 1,0 (100) | 26 | 0,15...0,2 | 3,5...5,0; | 15...17 | 7 |

* Линейный режим.

Таблица 1.4

| Тип усилителя | Диапазон рабочих частот, МГц | Входная мощность, Вт | Мощность на выходе, Вт | Коэффициент усиления по мощности, дБ | Напряжение питания, В | КПД, % | Режим работы |
|---------------|------------------------------|----------------------|------------------------|--------------------------------------|-----------------------|--------|------------------|
| УВ1023А | 40...48,5 | 0,005 | 3 | 26 | 7,5 | 40 | Класс С |
| УВ1021А | 146...174 | 0,005...0,01 | 2...3 | 26...23 | 7,5 | 40 | Класс С |
| УВ1021Б | 146...174 | 0,005...0,01 | 4...5 | 29...27 | 12,5 | 40 | Класс С |
| УВ1031А | 146...174 | 0,005 | 10 | 33 | 12,5 | 40 | Класс С |
| УВ1031Б | 146...174 | 0,01 | 15 | 32 | 12,5 | 40 | Класс С |
| УВ1031С | 300...308 | 0,03 | 3 | 20 | 7,5 | 40 | Класс С |
| УВ1022А | 335...345 | 0,03 | 3 | 20 | 7,5 | 40 | Класс С |
| МНВ105 | 68...88 | 0,001 | 5 | 37 | 7,5 | 40 | Класс АВ |
| МНВ607-1 | 136...150 | 0,001 | 7 | 38,4 | 7,5 | 40 | Класс АВ |
| МНВ607-2 | 146...174 | 0,001 | 7 | 38,4 | 7,5 | 40 | Класс АВ |
| МНВ607-3 | 174...195 | 0,001 | 7 | 38,4 | 7,5 | 40 | Класс АВ |
| МНВ607-4 | 184...210 | 0,001 | 7 | 38,4 | 7,5 | 40 | Класс АВ |
| МНВ704-2 | 440...470 | 0,001 | 3 | 34,8 | 6 | 40 | Класс АВ |
| МНВ720А2 | 440...470 | 0,15 | 20 | 21 | 12,5 | 40 | Класс АВ |
| МНВ851-1 | 820...850 | 0,001 | 1,6 | 32 | 6 | 40 | Класс АВ |
| МНВ804-1 | 800...870 | 0,001 | 4 | 36 | 7,5 | 40 | Класс АВ |
| МНВ9002-2 | 870...905 | 0,005 | 1,4 | 24,5 | 5,8 | 40 | Класс АВ |
| МНВ9014 | 1710...1785 | 0,001 | 2,1 | 33,2 | 6 | 40 | Класс АВ |
| МНВ920 | 824...849 | 0,001 | 0,8 | 29 | 6 | 40 | Класс АВ |
| МНВ927В | 824...849 | 0,001 | 6 | 37,8 | 12,5 | 40 | Класс АВ |
| МНВ2902 | 890...915 | 0,001 | 3,2 | 32 | 12,5 | 40 | Класс АВ |
| МНВ909 | 890...915 | 0,1 | 9 | 19,5 | 7,2 | 40 | Класс АВ |
| МНВ915 | 890...915 | 0,1 | 14 | 21,4 | 12,5 | 40 | Класс АВ |
| МНВ914 | 890...915 | 0,001 | 14 | 41,4 | 12,5 | 40 | Класс АВ |
| МНВ916 | 925...960 | 0,036 | 16 | 26,5 | 26 | 40 | Класс АВ |
| МРФА2600 | 470...860 | - | 20 | 10,5 | 26,5 | 40 | Линейный; -50 дБ |
| МРФА2602 | 470...860 | - | 40 | 9 | 26,5 | 40 | Линейный; -50 дБ |
| МРФА8090В | 470...860 | - | 95 | 8 | 28 | 40 | Линейный; -50 дБ |
| МРФА2604 | 470...860 | - | 180 | 8 | 28 | 40 | Линейный; -50 дБ |

1.4. Электровакуумные приборы в мощных каскадах передатчиков

Общие сведения

В радиопередатчиках используются разнообразные электровакуумные электронные приборы. В этом параграфе рассмотрены генераторные радиолампы, широко используемые в диапазонах длинных, средних, коротких, ультракоротких (метровых) и частично дециметровых волн*. Многорезонаторные пролетные клистроны и лампы бегущей волны рассмотрены в § 2.13 и гл. 7–10. Ассортимент генераторных ламп расширяется и обновляется: разрабатываются принципиально новые, совершенствуются существующие, изымаются из практики устаревшие [1.6].

Целесообразность применения ламп для передатчиков и их конкретные типы для каждого каскада определяют технико-экономические расчеты. Достоинства ламп — их широкий ассортимент по мощности (от долей ватта до единиц мегаватт) и рабочим частотам (от самых низких до 1...2 ГГц и выше), возможность достижения высоких энергетических и качественных показателей: КПД анодной цепи $\eta_a \approx 60...75\%$ (в бигармоническом режиме до 90...95%), коэффициент усиления по мощности $K_p \approx 30...75$ у тетродов в схеме с общим катодом, нелинейные искажения $K_T \approx 1...2\%$ при анодной модуляции, комбинационные искажения $K_{зф} \approx -(35...45)$ дБ при усилении колебаний с меняющейся амплитудой. Лампы могут работать в интервале температур окружающей среды $-60...+70^\circ\text{C}$, их параметры практически не зависят от температуры; в широком интервале частот параметры почти не зависят от частоты. Надежность и механическая прочность ламп велики. Срок службы по заводским данным 1...2 тыс. ч, а фактически в 1,5...3 раза больше. Проведенные работы [1.27] дают основание предполагать, что срок службы ламп может быть еще более увеличен и доведен до 10...15 тыс. ч. Для иллюстрации значимости этого достижения укажем: мощные передатчики являются очень дорогим изделием и их выгодно эксплуатировать почти круглосуточно. За год передатчики отрабатывают по 7...8 тыс. ч и более. Следовательно, в год требуется сейчас не менее 2–3 комплектов ламп. В новых условиях одного комплекта будет хватать на 1,5...2 г. Затраты энергии в цепи накала составляют 4...5% номинальной мощности $P_{\text{ном}}$ ламп при $P_{\text{ном}} \approx 5...100$ кВт и 2...3% при $P_{\text{ном}} > 200$ кВт. В условиях нормальной эксплуатации лампы выходят из строя постепенно из-за потери эмиссии катодом, поэтому нетрудно своевременно обнаружить ухудшение свойств лампы и заменить ее во время планового перерыва в работе передатчика.

В мощных каскадах передатчиков (за исключением самых длинноволновых) в основном применяют электронные радиолампы, в мало-

мощных каскадах ($P_1 \leq 300...500$ Вт) — все шире полупроводниковые приборы. Использование в передающих устройствах маломощных генераторных и приемно-усилительных ламп оправдано только в том случае, если доказана невозможность или явная нецелесообразность использования транзисторов. Например, применение ламп оказывается неизбежным в условиях высокой температуры окружающей среды, при большой разнице максимальной и минимальной температур, при наличии проникающей радиации и т.д.

Технические характеристики электронных приборов публикуются в справочниках, а цены — в прейскурантах торговых фирм. Радиолампы большой и средней мощности в рыночных условиях выпускаются по заказам, на них устанавливаются договорные цены, которые не всегда включаются в прейскуранты. Цены на ходовые типы радиоламп у разных торговых фирм могут значительно отличаться друг от друга.

Ниже приведен по возможности полный и в какой-то мере систематизированный по области применения перечень радиоламп, которые могут быть использованы в радиопередающих устройствах длинных, средних, коротких и ультракоротких волн, с некоторыми справочными данными. Как и при всякой систематизации, приведенное здесь разделение ламп на группы в значительной мере условно.

Особенности используемых в передающих устройствах полупроводниковых приборов рассмотрены в § 1.3.

Генераторные радиолампы, обозначение которых начинается с букв ГК, предназначены для рабочих частот не выше $f_{\text{max}} = 2$ МГц (исключением является лампа ГК11А, ГК11П).

Обозначение ГУ свидетельствует о предназначении лампы для частот не выше 30 МГц или (другая группа ламп) не выше 250 МГц. У некоторых ламп с таким обозначением бывают также высшие частоты 60, 75, 100, 200 и (редко) 500 МГц.

Обозначение ГС присвоено лампам с высшей рабочей частотой 0,5...2 ГГц (у немногих $f_{\text{max}} = 3...4$ ГГц).

Очень условно все радиолампы, имеющиеся в эксплуатации и приводимые в справочниках, можно разделить по "возрасту" на три группы: все лампы типов ГК и ГУ с номерами до 59 (например, ГК9А, ГУ53А и т.п.) являются наиболее старыми;

лампы типа ГУ с номерами от 60 до 79 (например, ГУ61А, ГУ78Б и т.п.) можно отнести к средним по возрасту;

лампы с номерами 82 и выше являются наиболее "молодыми" (например, ГУ82Б, ГУ104А и т.п.).

Исключением является "старая" радиолампа ГУ81 (ГУ81М), выпускавшаяся в прошлые годы под обозначением П-800, ГУ80. Эта лампа эксплуатируется и сегодня, но давно не рекомендована к использованию в новых разработках.

Индексы А, Б, П, К в конце обозначения типа лампы свидетельствуют о способе принудительного охлаждения ее анода (см. § 1.9):

А — водяное;

* В настоящее время во всем мире наблюдается возврат к использованию радиоламп в сверхвысококачественных усилителях звуковой частоты (Hi-Fi, High-End...).

Б — воздушное;

П — испарительное.

Индекс К свидетельствует о наличии в конструкции лампы "тепловой трубки" (§ 1.9 и [1.34; 1.35]), после которой может быть применено водяное или воздушное принудительное охлаждение.

Отсутствие буквенного индекса в конце обозначения говорит о естественном (радиационном, конвекционном) охлаждении анода (например, ГУ42, ГУ64, ГК71, ГУ72, ГУ81 и т.п.).

Многие генераторные лампы средней и большой мощности кроме указанного выше принудительного охлаждения анода нуждаются в интенсивном обдуве потоком воздуха верхней части лампы ("ножки"), где расположены выводы сеток и накала. Информация о необходимом количестве воды и воздуха для охлаждения содержится, например, в [1.6].

К обозначению ряда ламп в конце через тире может добавляться цифра 1 (например, ГУ34Б-1, ГУ36Б-1, ГУ39Б-1 и др.). Это означает, что лампа подвергнута модернизации. Например, лампа для телевизионных передатчиков ГУ36Б имеет стеклянный баллон, а модернизированная ГУ36Б-1 — керамический. Лампа стала существенно более надежной при ее использовании в трудных режимах передатчиков изобращения, но зато и заметно более дорогой. При большинстве модернизаций статические характеристики лампы изменяются мало. Так, лампа ГУ39Б-1 стала обладать лучшей нелинейностью усиления колебаний с меняющейся амплитудой по сравнению с ГУ39Б, но статические характеристики их практически одинаковы. В некоторых случаях при модернизации меняется номер лампы (см., например, ГУ80, ГУ81, ГУ81М).

Способы электропитания ламповых каскадов рассмотрены в [1.1; 1.27; 1.51; 1.54].

Генераторные лампы общего применения

К лампам общего применения (табл. 1.5 и 1.6) могут быть условно отнесены универсальные тетроды и пентоды малой и средней мощностей и отчасти триоды и тетроды большой мощности, широко используемые на длинных, средних и коротких волнах, в усилителях низкой частоты и другой аппаратуре для радиосвязи и вещания. Это простые, массовые, относительно дешевые лампы. В подавляющем большинстве у современных ламп максимальная рабочая частота меньше 70 МГц, а у некоторых меньше 25 МГц, причем у этих более старых ламп на более высоких частотах бывает необходимо снижение анодного напряжения и, следовательно, полезной мощности.

Генераторные лампы имеют наружный анод, обеспечивающий принудительное охлаждение, и кольцевой вывод экранирующей сетки, обладающий малой индуктивностью. Мощные генераторные тетроды ГУ-39А и ГУ-39Б, ГУ-44А и ГУ-44Б при использовании на коротких волнах ($\lambda \approx 10 \dots 20$ м) в усилителях по схеме с общим катодом нуждаются в нейтрализации вредного влияния проходной емкости.

Радиолампы ГУ-56Б, ГУ-58А, ГУ-58Б, ГУ-59А, ГУ-59Б, ГУ-62А, ГУ-96А, ГУ-96Б, ГУ-99А, ГУ-100А, ГУ-100Б выпускают для применения

| Тип лампы | $P_{1\text{лин}}$, кВт | $P_{1\text{мах}}$, кВт | $f_{\text{мах}}$, МГц | E_a , кВ | E_{c2} , кВ | $U_{\text{нак}}$, В | $I_{\text{нак}}$, А | Долговечность, ч | Нелинейное искажение, дБ | S , мА/В |
|-----------|-------------------------|-------------------------|------------------------|------------|---------------|----------------------|----------------------|------------------|--------------------------|------------|
| ГУ-70Б | 0,25 | — | 500 | 2,0 | 0,4 | 6,0 | 3,3 | 1000 | -30 | 22 |
| ГС-36Б | 0,25 | — | 75 | 2,0 | 0,3 | 6,3 | 3,2 | — | — | 26 |
| | 0,15 | — | 300 | — | — | — | — | — | — | — |
| ГУ-74Б | 0,55 | 0,9 | 250 | 2,0 | 0,3 | 12,6 | 3,6 | 1000 | -28 | 32 |
| ГУ-82Б | 0,6 | 0,9 | 250 | 2,0 | 0,375 | 12,6 | 3,8 | 1500 | -40 | 26 |
| ГУ-91Б | 0,9 | — | 250 | 2 | 0,35 | 12,6 | 4,4 | — | -35 | 48 |
| ГУ-71Б | 1,3 | 1,6 | 75 | 3,5 | 0,4 | 12,6 | 7,15 | 1000 | -39 | 64 |
| ГУ-84Б | 1,5 | — | 75 | 2,2 | 0,4 | 27,0 | 3,7 | 1000 | -40 | 58 |
| | — | 1,2 | 250 | 2,2 | 0,4 | 27,0 | 3,7 | 1000 | — | 58 |
| ГУ-86Б | 1,5 | — | 75 | 2,0 | 0,4 | 27,0 | 3,7 | 1500 | -40 | 63 |
| | — | 1,2 | 250 | 2,0 | 0,4 | 27,0 | 3,7 | 1500 | — | 63 |
| ГУ-103Б | 1,5 | — | 250 | 2,2 | 0,37 | 27,0 | 2,8 | — | -32 | — |
| ГУ-78Б | 2,5 | — | 30 | 3,0 | 0,3 | 27,0 | 4,0 | 1000 | -36 | 60 |
| | — | 2 | 250 | 2,0 | 0,3 | 27,0 | 4,0 | 1000 | — | 60 |
| ГУ-73Б | 2,5 | 4 | 250 | 3,2 | 0,3 | 27,0 | 4,6 | 1000 | -30 | 92 |
| ГУ-73П | 2,5 | 4 | 250 | 3,2 | 0,3 | 27,0 | 4,6 | 1000 | -30 | 92 |
| ГУ-47А | 4,0 | 6,0 | 70 | 6,0 | 1,2 | 6,3 | 62,0 | 2000 | — | 40 |
| ГУ-47Б | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| ГУ-75А | 6,0 | 16 | 75 | 8,0 | 0,9 | 6,3 | 120 | 1000 | -38 | 62 |
| ГУ-75Б | 6,0 | 10 | 75 | 8,0 | 0,9 | 6,3 | 120 | 1000 | -38 | 62 |
| ГУ-75П | 6,0 | 16 | 75 | 8,0 | 0,9 | 6,3 | 120 | 1000 | -38 | 62 |
| ГУ-90Б | 6,0 | — | 75 | 8,0 | 1,1 | 5,5 | 120 | — | -43 | 35 |
| ГУ-95Б | 7,0 | — | 75 | 3,5 | 0,4 | 27 | 8 | — | — | 100 |
| ГУ-39А-1 | 8,0 | 13 | 30 | 10 | 2,0 | 6,3 | 95,0 | 2000 | — | 24 |
| ГУ-39Б-1 | 8,0 | 13 | (100) 30 | 10 | 2,0 | 6,3 | 95,0 | 2000 | — | 24 |
| ГУ-39П-1 | 8,0 | 13 | (100) 30 | 10 | 2,0 | 6,3 | 95,0 | 2000 | — | 24 |
| ГУ-61А | 20 | 30 | (100) 70 | 10 | 1,5 | 8,3 | 133 | 2000 | -36 | 74 |
| ГУ-61Б | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| ГУ-61П | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| ГУ-83Б | 28 | 45 | 30,75 | 12 | 2,0 | 8 | 155 | 2000 | — | 60 |
| ГУ-76А | 30 | 40 | 75 | 11 | 1,5 | 11 | 170 | 2000 | -39 | 100 |
| ГУ-76Б | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| ГУ-76П | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| ГУ-44Б | 40 | 70 | 30 | 12 | 2 | 12,6 | 185 | 1000 | — | 65 |
| ГУ-44А | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| ГУ-53А | 50 | 80 | 75 | 12 | 1,8 | 14 | 245 | 1000 | — | 125 |
| ГУ-53Б | — | — | 60 | — | — | — | — | — | — | — |
| ГК-11А | 100 | 250 | 30 | 15 | 2 | 22 | 320 | 2000 | -36 | 205 |
| ГК-11П | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| ГУ-94А | — | 150 | 2 | 12,5 | 0,9 | 18 | 380 | — | — | 150 |
| ГУ-94П | 100 | — | 30 | — | — | — | — | — | -42 | 150 |
| ГУ-104А | 250 | — | 30 | 15,0 | 1,7 | 24 | 710 | — | -40 | 250 |
| | — | 300 | 2 | — | — | — | — | — | — | — |
| ГУ-97А | — | 250 | 30 | 14,0 | 1,2 | 18 | 660 | — | — | 210 |
| | — | 300 | 2 | — | — | — | — | — | — | — |
| ГУ-99А | — | 1000 | 30 | 14,0 | 1 | 28 | 1050 | — | — | — |
| ГУ-99А-1 | — | 2200 | 30 | 24,0 | 1 | 26 | 1200 | — | — | — |
| ГУ-107А | — | 1000 | 30 | 13,5 | 0,8 | 28 | 1050 | — | — | — |

Таблица 1.6

| Тип лампы | $P_{ном.}$ кВт | $f_{max.}$ МГц | $E_a.$ кВ | $U_{нак.}$ В | $I_{нак.}$ А | Долговечность, ч | $S,$ мА/В |
|-----------|-------------------|-------------------|--------------|-----------------|-----------------|------------------|--------------|
| ГК-9А | 30 | 2 | 12 | 8,3 | 135 | 2000 | 50 |
| ГК-9Б | 30 | 2 | 12 | 8,3 | 135 | 2000 | 50 |
| ГК-9П | 30 | 2 | 12 | 8,3 | 135 | 2000 | 50 |
| ГК-12А1* | 60 | 30 | 11 | 6 | 275 | 2000 | 45 |
| ГК-14А1* | 75 | 10 | 11 | 15 | 180 | — | — |
| ГК-13А1* | 100 | 30 | 11 | 6,5 | 375 | 2000 | 60 |
| ГУ-66А | 100 | 30 | 10 | 13,5 | 225 | 3000 | 110 |
| ГУ-66Б | 100 | 30 | 10 | 13,5 | 225 | 3000 | 110 |
| ГУ-66П | 100 | 30 | 10 | 13,5 | 225 | 3000 | 110 |
| ГК-10А | 175 | 2 | 10 | 20 | 315 | 2000 | 160 |
| ГК-10Б | 175 | 2 | 10 | 20 | 315 | 2000 | 160 |
| ГК-10П | 175 | 2 | 10 | 20 | 315 | 2000 | 160 |
| ГУ-68А | 250 | 30 | 12 | 20 | 315 | 2000 | 130 |
| ГУ-68Б | 250 | 30 | 12 | 20 | 315 | 2000 | 130 |
| ГУ-68П | 250 | 30 | 12 | 20 | 315 | 2000 | 130 |
| ГУ-65А | 500 | 22 | 12 | 25 | 670 | 1000 | 500 |
| | — | 30 | 10 | 25 | 670 | 1000 | 500 |
| ГУ-88П | 330 | 10 | 12 | 26 | 680 | — | 500 |
| ГУ-102А | 500 | 30 | 12 | 26 | 670 | — | 500 |

* С магнитной фокусировкой электронного потока.

в технологических генераторах для высокочастотного нагрева; использование этих ламп в радиопередатчиках недопустимо из-за большой нелинейности их статических характеристик и недостаточной устойчивости при работе в усилителях.

В связи с разработкой высококачественных и высокоэффективных тетродов (табл. 1.5) применение триодов постепенно сокращается, за исключением каскадов большой мощности и невысоких частот ($P_1 > 100$ кВт) (табл. 1.6).

Лампы для усиления мощности однополосного сигнала

К усилителю мощности однополосного сигнала наряду с требованием обеспечения заданной мощности и высокого КПД предъявляют жесткие требования в отношении нелинейных искажений [1.1]. Для линейного усиления мощности выпускают следующие лампы: ГУ-46, ГУ-70Б, ГУ-69Б, ГУ-43А, ГУ-71Б, ГУ-73Б, ГУ-77Б, ГУ-75Б, ГУ-90П, ГУ-39Б-1, ГУ-61Б, ГУ-61А, ГУ-53А, ГУ-53Б, ГК-11А, ГУ-94П и др. Это экранированные лампы с достаточно "левыми" характеристиками. В режиме линейного усиления они работают без тока управляющей сетки, но развивают при этом мощности на 30...40 % меньше максимальной (мощность $P_{лин}$ приведена в табл. 1.4). Нижний криволинейный участок анодно-сеточной характеристики таких ламп описывается степенным рядом, не содержащим членов третьей, пятой и более высоких нечетных степеней (точнее, постоянные коэффициенты при этих степенях достаточно малы), что уменьшает комбинационные частоты нечетных порядков, приводящие к переходным помехам в многоканальных передатчиках и росту внеполосных излучений (подробнее см. гл. 6). Удовле-

творительную линейность обеспечивают и лампы общего применения (ГУ-39Б, ГУ-39А, ГУ-39Б-1).

Нелинейные искажения сильно зависят от правильности подбора напряжения для каждой лампы [1.1], поэтому каждая ступень усиления многоканального передатчика должна иметь регулятор для точного подбора смещения. Стабильность напряжения выпрямителей смещения и питания экранирующих сеток должна быть не хуже 1...2 %. Напряжение смещения, выбранное с точки зрения минимальных искажений, у некоторых ламп (ГУ-43Б и др.) обуславливает большой ток покоя, т.е. большие потери на аноде и экранирующей сетке. Для защиты от перегрева в режиме покоя приходится снижать E_a и $E_{с2}$, что сопровождается соответствующим снижением полезной мощности лампы.

Конструктивно лампы для усиления однополосного сигнала — это тетроды с наружным анодом и кольцевыми выводами экранирующей сетки и катода. Некоторые имеют и кольцевой вывод управляющей сетки.

При использовании в генераторе с внешним возбуждением (ГВВ) по схеме с общим катодом в декаметровом диапазоне волн тетроды ГУ-47А, ГУ-47Б, ГУ-53Б нуждаются в нейтрализации влияния проходной емкости. Лампы, применяемые в широко распространенных однополосных передатчиках, используют и в передатчиках других видов. В частности, целесообразно их применение в широкополосных усилителях с распределенным усилением (УРУ) (см. § 2.10). Радиолампы для линейного усиления (с так называемым бипотенциальным катодом) типов ГУ-82Б, ГУ-84Б, ГУ-85К, ГУ-86К обеспечивают уровень комбинационных составляющих не больше $-(32...42)$ дБ при меньших габаритах и массе, меньшей мощности накала, повышенной надежности, более простом обслуживании.

Генераторные лампы для диапазона ОВЧ и телевизионных передатчиков

Для использования в ОВЧ передатчиках выпускают специальные лампы, учитывающие специфику диапазона 50...250 МГц (табл. 1.7). Это лучевые тетроды коаксиальной конструкции средней и большой мощности с принудительным охлаждением, предназначенные прежде всего для работы с контурами в виде отрезков коаксиальных линий.

Коаксиальные тетроды имеют наружный анод и кольцевые выводы экранирующей сетки и катода, а некоторые — и управляющей сетки. Благодаря мощному активированному катоду (в большинстве ламп прямого накала) получены большая крутизна проходной характеристики ($S = 25...50$ мА/В и больше), большой анодный ток и, следовательно, пониженное необходимое эквивалентное сопротивление анодной нагрузки R_a , что облегчает проектирование цепей согласования и фильтрации на ОВЧ и при усилении телевизионного сигнала изображения. Анодные характеристики некоторых типов коаксиальных тетродов начинаются не из начала координат, т.е. имеют так называемое анодное напряжение сдвига E'_a , которое следует учитывать при расчете режима (§ 2.9). У

Таблица 1.7

| Тип лампы | $P_{\text{ном}}$, кВт | f_{max} , МГц | E_a , кВ | E_{c2} , кВ | $U_{\text{нак}}$, В | $I_{\text{нак}}$, А | Долговечность, ч | S , мА/В |
|-----------|------------------------|------------------------|------------|---------------|----------------------|----------------------|------------------|------------|
| ГУ-33А | 0,13 | 60 | 1,5 | 0,4 | 6,3 | 5,15 | 1000 | 26 |
| ГУ-33Б | 0,12 | 250 | 1 | 0,25 | 6,3 | 5,15 | 1000 | 26 |
| ГУ-33П | 0,13 | 60 | 1,5 | 0,4 | 6,3 | 5,15 | 1000 | 26 |
| ГУ-34Б | 0,4 | 250 | 1,8 | 0,5 | 12,6 | 3,65 | 1000 | 28 |
| ГУ-34Б-1 | 0,4 | 250 | 2,5 | 0,5 | 12,6 | 4,0 | 1000 | 70 |
| ГУ-40Б | 0,75 | 250 | 5 | 0,83 | 6,3 | 33 | 1000 | 17 |
| ГУ-40Б-1 | 1 | 250 | 5 | 0,83 | 6,3 | 33 | 2000 | 17 |
| ГУ-27А | 1 | 110 | 4 | 1 | 7,5 | 24,5 | 2400 | 7 |
| ГУ-27Б-1 | 0,9 | 110 | 3,5 | 1 | 7,5 | 24,5 | 1000 | 7 |
| ГУ-35Б | 2 | 250 | 5 | 0,8 | 6,3 | 38 | 1000 | 24 |
| ГУ-35Б-1 | 2 | 250 | 5 | 0,8 | 6,3 | 34 | 2000 | 27 |
| ГУ-93Б | 3,9 | 250 | 3,8 | 0,45 | 12,6 | 10,5 | — | — |
| ГУ-36Б | 10 | 100 | 8 | 0,75 | 8,3 | 120 | 1000 | 85 |
| ГУ-36Б-1 | 10 | 250 | 7 | 0,75 | 8,3 | 120 | 1000 | 85 |
| | 10 | 100 | 8 | 1,1 | 8,3 | 120 | 2500 | 83 |
| | 10 | 250 | 7 | — | — | — | — | — |
| ГУ-92А | 15 | 250 | 8 | 1,2 | 9 | 140 | — | 80 |
| ГУ-92Б | 25 | 230 | 8 | 1,2 | 9,5 | 145 | — | 80 |
| ГУ-101А | 200 | 200 | 14 | 1,2 | 15 | 665 | — | 160 |
| ГУ-105А | 250 | 200 | 10 | 1 | 13 | 665 | — | 160 |

таких ламп не рекомендуется снижать напряжение E_a при неполном использовании по мощности из-за заметного снижения КПД анодной цепи.

Кроме ламп, указанных в табл. 1.3, для диапазона частот до 250 МГц могут быть использованы некоторые лампы "общего" применения ГУ-82Б, ГУ-84Б, ГУ-85К, ГУ-77Б, ГУ-73Б (см. табл. 1.5) при некотором снижении анодного напряжения и полезной мощности.

Применение "коаксиальных" ламп на низких частотах обычно нецелесообразно из-за их высокой стоимости, повышенного потребления энергии цепью накала.

Генераторные лампы для диапазона УВЧ

Несмотря на широкое распространение специальных электронных приборов УВЧ (пролетных многорезонаторных клистронов, ламп бегущей волны, амплитронов и др., см. § 1.5), в радиопередающих устройствах на частотах примерно до 1 ГГц (иногда выше) достаточно широко применяют металлокерамические радиолампы. В пределах указанного диапазона частот эти лампы обладают лучшими по сравнению с клистроном и ЛБВ весовыми и объемными показателями, достаточно высоким КПД (до 60...70%), невысокой стоимостью, но существенно меньшим коэффициентом усиления по мощности. Лампам присущи высокая линейность амплитудной и амплитудно-частотной характеристик, высокая фазовая стабильность. Они нуждаются в более низком питающем напряжении, чем клистроны, менее требовательны к согласованию в волноводных трактах, чем ЛБВ и амплитроны. Клистроны, ЛБВ и другие приборы СВЧ выпускают на определенные, достаточно

Таблица 1.8

| Тип лампы | P_1 , кВт | f_{max} , ГГц | E_a , кВ | E_{c2} , кВ | $U_{\text{нак}}$, В | $I_{\text{нак}}$, А | Долговечность, ч | S , мА/В |
|-----------|-------------|------------------------|------------|---------------|----------------------|----------------------|------------------|------------|
| ГС-18Б | 10 | 1 | 6,5 | 0,9 | 4 | 210 | 1000 | 90 |
| ГС-17Б | 4,6 | 1 | 5,5 | 1 | 3,4 | 160 | 1000 | 49 |
| ГС-3А | 2,2 | 0,8 | 2,7 | 0,7 | 26 | 3,45 | 1000 | 40 |
| ГС-3Б | 1,5 | 1 | 2,1 | 0,5 | 26 | 3,45 | 1000 | 40 |
| ГС-45Б | 2,2 | 0,8 | 4 | 1 | 5 | 85 | — | 20 |
| ГС-35А | 0,8 | 0,5 | 2 | — | 12,6 | 2,95 | 500 | 30 |
| ГС-35Б | 0,35 | 1 | 1,5 | — | 12,6 | 2,95 | 500 | 30 |
| ГС-23Б | 0,5 | 1 | 2,5 | 0,5 | 6,3 | 5,7 | 1000 | 55 |
| ГС-7Б-1 | 0,8 | 0,5 | 3 | — | 12,6 | 3,1 | 250 | 30 |
| | 0,35 | 1 | 2 | — | 12,6 | 3,1 | 250 | 30 |
| ГС-36Б | 0,15 | 0,5 | 2,1 | 0,325 | 6,3 | 3,15 | 1000 | 26 |
| ГС-1Б-1 | 0,36 | 0,5 | 3 | — | 12,6 | 3,2 | 250 | 30 |
| ГС-1Б | 0,18 | 1 | 2 | — | 12,6 | 3,2 | 250 | 30 |
| ГС-43Б | 0,22 | 0,5 | 2 | 0,4 | 6,3 | 4,3 | — | 30 |
| ГС-39Б | 0,3 | 0,75 | 2,5 | 0,45 | 6,3 | 7,5 | 1500 | 20 |
| ГС-31Б | 0,36 | 0,5 | 3 | — | 12,6 | 3,4 | 1000 | 22 |
| | 0,18 | 1,07 | 2 | — | 12,6 | 3,4 | 1000 | 22 |
| ГС-15Б | 0,16 | 1 | 1,37 | 0,3 | 6,3 | 2 | 2000 | 9 |
| ГС-41Б | 0,16 | 0,8 | 1 | 0,2 | 12,6 | 1,8 | 1000 | 6 |
| ГС-41Б-1 | 0,16 | 0,8 | 1 | 0,2 | 12,6 | 1,8 | 1000 | 6 |
| ГС-34Б | 0,06 | 3 | 1,5 | — | 12,6 | 1,08 | 1500 | 14 |
| ГС-33Б | 0,04 | 4 | 1,1 | 0,15 | 6,3 | 0,97 | 1000 | 15 |

узкие полосы частот, а радиолампы могут использоваться на любой частоте ниже предельной.

Современные металлокерамические тетроды и триоды СВЧ (табл. 1.8) предназначены для использования в усилителях и автогенераторах по схеме с общей сеткой в сочетании с коаксиальными резонаторами (см. гл. 3). При большой мощности используют принудительное воздушное охлаждение (у некоторых — водяное). Маломощные малогабаритные лампы не нуждаются в принудительном охлаждении. Они могут работать до частот 3...4 ГГц. Применение металлокерамических ламп на СВЧ и тем более на более длинных волнах абсолютно нецелесообразно, так как они дороже ламп, предназначенных для частот ниже 250 МГц, неудобны для использования с другими резонаторами, кроме коаксиальных, потребляют больше энергии в цепях канала, а некоторые менее долговечны.

Радиолампы для усилителей мощности с распределенным усилением

В настоящее время в промежуточных каскадах широкодиапазонных часто перестраиваемых передатчиков (например, декаметрового диапазона) используются неперестраиваемые широкополосные (широкодиапазонные) каскады [1.1], которые позволяют упростить и ускорить перестройку передатчика с одной несущей частоты на другую и при определенных условиях повысить его надежность.

При малых мощностях ($P_1 \leq 500 \dots 1000$ Вт), как правило, используются транзисторные широкодиапазонные усилители. При больших

мощностях, а также в случае серьезных требований к линейности усиления колебаний с меняющейся амплитудой (K_{3f} , K_{5f} меньше -25 дБ), при наличии высокой температуры окружающей среды и в условиях действия проникающей радиации приходится строить ламповые широкодиапазонные усилители.

Усилитель с распределенным усилением (УРУ) является одной из перспективных разновидностей широкодиапазонных (широкополосных) ламповых усилителей [1.1]. Он позволяет реализовать большую мощность при высокой линейности усиления (если это требуется).

Однако УРУ сложен, обладает меньшими значениями КПД и коэффициента усиления по сравнению с резонансным ГВВ на таких же лампах.

В мощных УРУ используются "левые" тетроды (и пентоды) в режимах без тока управляющей сетки (см. табл. 1.4). Для получения по возможности больших значений КПД и K_P лампы УРУ должны иметь малые входную и выходную емкости, большую крутизну проходной характеристики, малое остаточное напряжение на аноде в граничном режиме, большую допустимую мощность потерь на аноде.

Мощные каскады передатчика (оконечный, а часто и предоконечный) для достижения предельно больших значений для данной лампы полезной мощности P_1 , КПД и K_P строят резонансными. В исключительных случаях, когда определяющим требованием к передатчику является оперативность перестройки, весь тракт усиления мощности радиочастоты передатчика строится широкодиапазонным ценой снижения полного (промышленного) КПД и других энергетических показателей.

Модуляторные лампы

В мощных усилителях звуковой частоты передатчиков с амплитудной модуляцией используют лампы серии ГМ, которые имеют "левые" характеристики и предназначены в основном для работы в схемах усилителей с катодным выходом, т.е. в предоконечных каскадах (подмодуляторах) модуляционных устройств передатчиков с анодной модуляцией. В выходных каскадах таких модуляционных устройств обычно используют такие же генераторные лампы, как и в модулируемом на анод каскаде [1.1]. Каскады, предшествующие подмодулятору, строят на генераторных лампах общего применения средней и малой мощности. Применение транзисторов в этих предварительных каскадах модуляционных устройств затруднено, так как на входе подмодулятора требуется высокое напряжение, достигающее 1000...1500 В. Кроме того, фазовый сдвиг коэффициента передачи по току транзистора $h_{21э}$ (или β) не позволяет реализовать в модуляционном устройстве глубину отрицательной связи, необходимую для достижения небольших нелинейных искажений.

Определение расчетных параметров генераторных радиоламп

Режим работы генераторных радиоламп рассчитывают на основе линейной идеализации их реальных статических характеристик [1.1]. Из сложной формы реальных характеристик эквивалентные расчетные

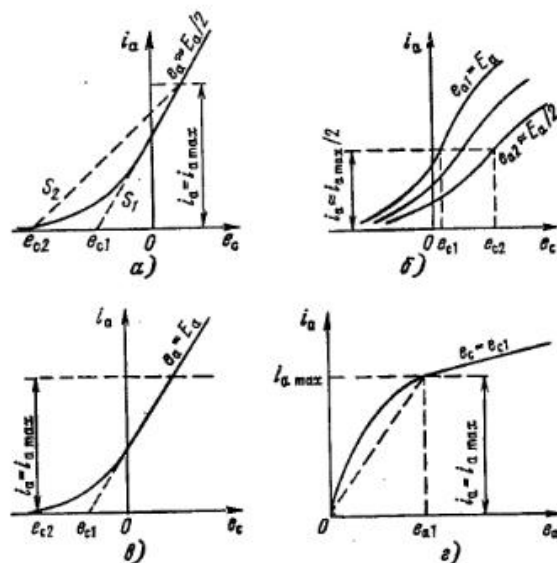


Рис. 1.6

параметры идеализированных характеристик S , $S_{гр}$, D , E'_c , E_{a0} , E_{c0} для данной лампы, обеспечивающие приемлемое (с точностью $+10...15\%$) совпадение расчетов по реальным и идеализированным характеристикам, зависят от выбора напряжения источника анодного питания E_a , степени использования лампы по току, напряженности режима. Поэтому прежде всего в соответствии с данными в § 2.7 рекомендациями необходимо выбрать целесообразные стандартные значения питающих напряжений E_a и E_{c2} , определить ориентировочное значение амплитуды импульса анодного тока лампы $i_{a max}$. Чаще всего бывает известна колебательность мощности P_1 , которую должна развивать подлежащая расчету лампа, тогда значение $i_{a max}$ может быть приблизительно вычислено для режима, близкого к граничному (критическому), при $\theta \approx 90^\circ$: $i_{a max} \approx 5P_1/E_a$. Далее определяются следующие расчетные параметры.

1. Крутизна статической характеристики S . Удобно воспользоваться анодно-сеточными характеристиками лампы (рис. 1.6, а). Для триодов выбрать статическую характеристику при анодном напряжении $e_a \approx 0,5E_a$. Для тетродов и пентодов, у которых проницаемость D существенно меньше, чем у триодов, а положение характеристик в большей степени зависит от напряжения на экранирующей сетке e_{c2} , выбрать семейство анодно-сеточных характеристик, снятое при выбранном (§ 2.9) напряжении $e_{c2} = E_{c2}$. Напряжение e_a , для которого берется статическая характеристика, несущественно, если $e_a \geq e_{a,гр} \approx (0,5...2)E_{c2}$. На выбранной таким образом статической характеристике отметить точку со значением тока $i_a = i_{a max}$. Через эту точку провести две прямые: касательную к статической характеристике с крутизной $S_1 = i_{a max}/e_{c1}$

и секущую, соединяющую точку $i_{a\max}$ с началом статической характеристики (точка e_{c2}), с крутизной $S_2 = i_{a\max}/e_{c2}$. Искомое значение крутизны статической идеализированной характеристики $S = 0,5(S_1 + S_2)$.

2. Проницаемость D . Для определения проницаемости триода на анодно-сеточной характеристике лампы найти две линии для $e_{a1} \approx E_a$ и $e_{a2} \approx 0,5E_a$ (рис. 1.6, б). На уровне тока $i_a \approx 0,5i_{a\max}$ отсчитывают два значения напряжения на сетке: e_{c1} и e_{c2} . Проницаемость триода $D = |(e_{c1} - e_{c2})/(e_{a2} - e_{a1})|$. Для тетродов и пентодов определение проницаемости D часто затруднено из-за отсутствия в справочниках нужных реальных характеристик. В этом случае приходится считать, что $D \approx 0,002 \dots 0,005$.

3. Напряжение сдвига E'_c и напряжения приведения E_{a0} и E_{c0} . В системе анодно-сеточных координат выбрать характеристику с анодным напряжением $e_a \approx E_a$ (рис. 1.6, в). Через точку на этой характеристике с $i_a = i_{a\max}$ провести касательную к реальной характеристике до пересечения с осью абсцисс в точке e_{c1} . Далее отсчитать напряжение запирания по реальной характеристике e_{c2} , при котором для данного значения E_a анодный ток становится равным нулю. Напряжение сдвига для идеализированных характеристик $E'_c = 0,5(e_{c1} + e_{c2})$. Зная напряжение сдвига E'_c для данного значения анодного напряжения E_a , можно вычислить напряжение сеточного приведения $E_{c0} = E'_c + DE_a$ и напряжение анодного приведения $E_{a0} = E_{c0}/D$.

4. Крутизна граничной (критической) линии $S_{гр}$. На графике реальных анодных характеристик (рис. 1.6, г) провести горизонтальную линию на уровне $i_{a\max} \approx 3P_1/E_a$. Затем из семейства характеристик выбрать одну, пересекающуюся с горизонтальной линией примерно в том месте, где пологий участок характеристики, соответствующий большим значениям e_a , переходит в участок, круто опускающийся в начале координат. Отметить координату e_{a1} точки пересечения горизонтальной линии и выбранной характеристики. Крутизна линии граничного (критического) режима на идеализированных характеристиках $S_{гр} = i_{a\max}/e_{a1}$.

Изложенная выше методика определения расчетных параметров применима для ламп с характеристиками, приведенными на рис. 1.6, г и 1.7, а. Ряд современных генераторных радиоламп [1.6] имеют анодные (выходные) характеристики, отличающиеся тем, что линия граничного режима выходит не из точки начала координат, а из точки с анодным напряжением E'_a (рис. 1.7, б). У некоторых мощных ламп [1.6] на анодных характеристиках не показана область анодного тока при малых значениях анодного напряжения e_a (рис. 1.7, в). Особенности расчета анодной цепи таких ламп рассмотрены в § 2.9. На рис. 1.7, г и д показаны две разновидности статических анодно-сеточных (проходных) характеристик тетродов, различающихся положением начальной точки характеристики тока экранирующей сетки: в одной точке с анодным током E'_c или в разных точках E'_c и E''_c . Эти различия учитываются при расчете цепи экранирующей сетки (§ 2.9).

Условные обозначения радиоламп (тетродов) для электрических принципиальных схем (ГОСТ 2.731-81) приведены: при катоде прямо-

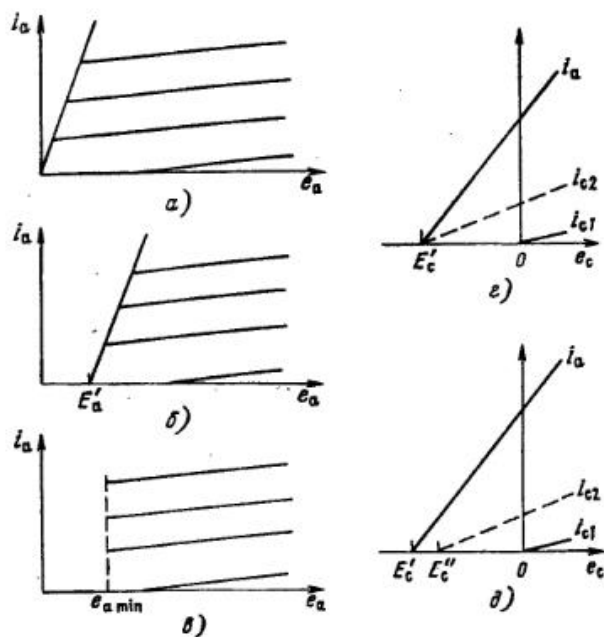


Рис. 1.7



Рис. 1.8

го накала (неэквивалентном) на рис. 1.8, а и при подогревом — на рис. 1.8, б. Условное графическое изображение лампы-триода показано на рис. 1.8, в.

1.5. Пролетные клистроны и ЛБВ

Названные вакуумные приборы работают и перспективны в передатчиках диапазонов УВЧ-КВЧ. Принципы их действия, конструктивное исполнение и параметры изучают в курсе [1.52]. Более полные сведения по этим вопросам приведены в [1.53]. Клистроны и ЛБВ в основном используют в оконечных каскадах передатчиков на уровнях мощности, недостижимых твердотельными приборами. Усиление этих ламп, как правило, превышает 30 дБ для ЛБВ и 40 дБ для клистронов. Каждый из этих приборов заменяет в передатчике многокаскадный усилительный тракт. В технике связи на клистронах строят телевизионные передатчики IV и V диапазонов, аппаратуру тропосферных линий и земных станций спутниковой связи. Лампы бегущей волны используют в передатчиках радиорелейной связи (РРС) прямой видимости, бортовых и земных станций спутниковой связи.

Применения определены следующими особенностями приборов. Клистроны являются наиболее мощными генераторными лампами в указанных диапазонах. Они обладают высоким КПД, достигающим у лучших приборов 80%. К числу достоинств относят сравнительную простоту схем питания и меньшую, чем у ЛБВ, чувствительность усиления и

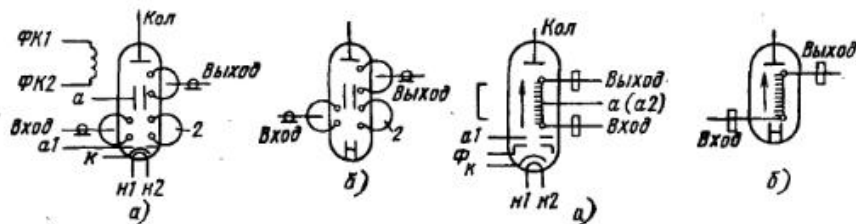


Рис. 1.9

КПД к нестабильности напряжений питания. Недостатком прибора является ограниченная полоса частот, делающая необходимой механическую перестройку резонаторов при смене рабочих волн. Этот недостаток частично устраняют совершенствованием перенастраивающих механизмов и переходом к литерному исполнению ламп. Литерные приборы работают на фиксированных частотах, их настраивают на требуемые параметры в заводских условиях при изготовлении и регулировке.

Формирование требуемой амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) клистрона большим числом высокодобротных резонаторов служит причиной заметной ее чувствительности к изменениям параметров резонаторов. Добротности и резонансные частоты контуров зависят от питающих напряжения и тока прибора, а также от температуры его корпуса. Стабилизация частотных характеристик клистрона требует принятия специальных мер как при его изготовлении, так и при эксплуатации. Это затрудняет эксплуатацию клистронов, особенно в необслуживаемом оборудовании, например в бортовых передатчиках искусственных спутников Земли (ИСЗ).

Лампы бегущей волны уступают клистронам по мощности, существенно ниже и их КПД. Они часто требуют большего числа источников питания; высока и чувствительность прибора к нестабильности напряжений питания. Жесткие требования предъявляют ЛБВ к согласованию их входных и выходных цепей. Рассогласование в любом из этих трактов может привести к самовозбуждению усилителя. Лампы бегущей волны превосходят клистроны только по одному параметру — полосе частот. Преимущества клистронов особенно заметны при высоких уровнях мощности; на малых и средних в аппаратуре РРС и бортовых передатчиках ИСЗ предпочтение отдается ЛБВ. Одна модификация прибора обеспечивает здесь работу в любом створе в пределах выделенного диапазона.

Для изображения клистрона на принципиальной электрической схеме стандарт предлагает два варианта. Один (рис. 1.9, б) служит для представления тракта радиочастоты. На нем цифрой дают число промежуточных резонаторов, а выводы анода (корпуса), катода (К) и коллектора (Кол) не показывают. Другой вариант (рис. 1.9, а) позволяет рассматривать совместно цепи питания и радиочастотные. Допустимо и отдельное их представление. Рядом с изображением лампы размещают символ, указывающий тип фокусирующей системы — электрическим (рис. 1.9) или постоянным (рис. 1.10) магнитом. Для опреде-

Рис. 1.10

ленности показан клистрон с трехэлектродной пушкой. Управляющий электрод позволяет регулировать величину тока катода при фиксированном напряжении анода.

Сказанное выше о схемах справедливо и для ЛБВ, два принятых ее изображения (рис. 1.10) даны с указанием назначения выводов прибора.

Основные параметры клистронов и ЛБВ

| | |
|---|---------------------------|
| Диапазон рабочих частот, ГГц..... | $f_{\min} \dots f_{\max}$ |
| Мощность в нагрузке номинальная, кВт..... | $P_{\text{ном}}$ |
| Число резонаторов клистрона..... | N |
| КПД при номинальной мощности..... | $\eta_{\text{ном}}$ |
| Напряжение анода номинальное, кВ..... | $E_{\text{а.ном}}$ |
| Ширина полосы частот, МГц..... | Δf_y |
| Коэффициент усиления мощности, дБ..... | K_p |
| Отклонение амплитудно-частотной характеристики от наибольшего значения в полосе частот, дБ..... | M' |
| Ток катода номинальный, А..... | $I_{\text{к.ном}}$ |
| Ток накала, А..... | $I_{\text{н}}$ |
| Напряжение накала, В..... | $U_{\text{н}}$ |

Среди параметров указано анодное (ускоряющее) напряжение $E_{\text{а}}$. У клистрона оно приложено на участке катод-корпус (резонаторный блок, анод), в ЛБВ — между катодом и замедляющей системой (рис. 1.10). В паспортных данных на прибор помимо перечисленных и данных в табл. 1.9–1.11 параметров приводятся сведения о волновых сопротивлениях входного и выходного фидеров, конструкции радиочастотных разъемов, соединяющих прибор с внешними цепями. Характерные значения сопротивлений 50 и 75 Ом. Важным параметром, определяющим эксплуатационные свойства клистронов и ЛБВ, является ток анода (спирали) $I_{\text{а}}$. Обычно $I_{\text{а.мах}} \leq 0,05 \dots 0,10 I_{\text{к.ном}}$. Допустимые значения коэффициента стоячей волны напряжения (КСВН) на выходном фидере равны 1,2...1,4 и еще меньше для ЛБВ. В число параметров включают также коэффициент преобразования АМ в ФМ, выражаемый в рад/дБ. Его значение составляет около 0,05 у клистронов и 0,02...0,03 у ЛБВ. Частотная характеристика ЛБВ в пределах полосы неравномерна. Эту неравномерность характеризуют производной АЧХ по частоте, выраженной в дБ/МГц. С помощью этой величины оценивают неравномерность АЧХ в полосе сигнала.

Катоды вакуумных приборов работают в режиме пространственного заряда. Номинальный ток катода $I_{\text{к.ном}}$ и напряжение $E_{\text{а.ном}}$ связаны отношением

$$I_{\text{к.ном}} = A E_{\text{а.ном}}^{3/2} \quad (1.1)$$

Коэффициент пропорциональности A между током и напряжением называют первансом. Его значение во многом определяет два важных параметра клистронов и ЛБВ — полосу и усиление. Влияет перванс и на КПД прибора. В связи с малостью значения A его выражают в мкА/В^{3/2} и пользуются понятием микроперванс A_{μ} .

Таблица 1.9

| Страна | Модель | $f_{\min} \dots f_{\max}$, МГц | $P_{\text{ном}}$, кВт | КПД, η | $K_{\text{у}}$, дБ | $f_{\text{у}}$, МГц | $E_{\text{а.ном}}$, кВ | $I_{\text{к.ном}}$, А | $U_{\text{н}}$, В | $I_{\text{п}}$, А | N |
|---------|------------|---------------------------------|------------------------|-------------|---------------------|----------------------|-------------------------|------------------------|--------------------|--------------------|-----|
| Россия | КУ-318 | 470...630 | 12,0 | 0,36 | 27 | 8 | 19 | 2,1 | — | — | 4 |
| | КУ-352 | 470...854 | 25,0 | 0,50 | 50 | 10 | 15 | — | — | — | 6 |
| ЧСФР | 63ST53 | 470...630 | 5,0 | — | 45 | 8 | 10 | 1,7 | — | — | 5 |
| | 62ST53 | 590...720 | 5,0 | — | 35 | 8 | 10 | 1,8 | — | — | 4 |
| | 70ST53 | 470...690 | 20,0 | — | 37 | 8 | 19 | 3,8 | — | — | 4 |
| Франция | ТН2062 | 470...580 | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| | ТН2063 | 470...700 | 15,0 | 0,47 | 43 | 11 | 13 | 2,5 | 20 | 8 | — |
| | ТН2084 | 690...860 | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| | ТН2050(52) | 470...860 | 29 | 0,47 | 45 | 11 | 16 | 3,5 | 20 | 8 | — |
| | ТН2070(72) | 470...860 | 46 | 0,49 | 45 | 11 | 22 | 4,8 | 21 | 9 | — |

Таблица 1.10

| Тип клистрона | $f_{\min} \dots f_{\max}$, ГГц | $P_{\text{ном}}$, кВт | $K_{\text{у}}$, дБ | $f_{\text{у}}$, МГц | КПД, % | $E_{\text{а.ном}}$, кВ | $N_{\text{к.кан}}$ |
|---------------|---------------------------------|------------------------|---------------------|----------------------|--------|-------------------------|--------------------|
| КУ-364 | 6,4 | 3,0 | 40 | 15 | 40 | 10,5 | 1 |
| КУ-370 | 14,0...14,5 | 2,0 | 40 | 50 | 25 | 8 | 1 |
| КУ-371 | 4,43...4,75 | 2,5 | 40 | 28 | 40 | 9 | 12 |

Таблица 1.11

| Страна | Модель | $f_{\min} \dots f_{\max}$, ГГц | $P_{\text{ном}}$, Вт | $K_{\text{у}}$, дБ | $E_{\text{а.ном}}$, кВ | $I_{\text{к.ном}}$, А | m , кг |
|---------|---------|---------------------------------|-----------------------|---------------------|-------------------------|------------------------|----------|
| Россия | УВ-332 | 14,0...14,5 | 300 | 30 | 11 | 0,4 | — |
| Франция | ТН3671 | 4,4...5,0 | 160 | — | — | — | — |
| | ТН3672 | 7,9...8,4 | 150 | 50 | 5,5 | 0,22 | — |
| | ТН3619 | 11,7...12,5 | 230 | 50 | 7,0 | 0,156 | 2,6 |
| США | VT06290 | 14,0...14,5 | 220 | 50 | 8,5 | 0,22 | 2,7 |
| Франция | ТН3025 | 27,5...29,5 | 250 | 45 | 18 | 0,14 | 7,7 |
| США | RW4026 | 43,5...45,5 | 250 | 54 | 24 | 0,17 | 6,8 |
| Франция | ТН3517В | 14,0...14,5 | 2500 | 29 | — | 13,5 | — |
| | ТН3656 | 27,5...30,0 | 1000 | 33 | — | 17,5 | — |

Связь между током $I_{\text{к}}$, напряжением $E_{\text{а}}$, мощностью электронного потока $P_0 = E_{\text{а}} I_{\text{к}}$ и проводимостью (сопротивлением) дается соотношениями $P_0 = P/\eta$, $E_{\text{а}} = P_0^{2/5}/A^{2/5}$:

$$I_{\text{к}} = P_0/E_{\text{а}} = AE_{\text{а}}^{3/2}; \quad R_0 = 1/G_0 = E_0/I_{\text{к}} = P_0^{-1/5} A^{-4/5}. \quad (1.2)$$

Формулы используют при поверочном расчете режимов клистронов и для определения отсутствующих в таблицах параметров.

В нашей стране эксплуатируют клистронные телевизионные передатчики отечественного производства и изготовленные в ЧСФР. Параметры приборов для них даны в табл. 1.9. Там же приведены сведения о приборах фирмы Thomson-CSF (Франция). Она принадлежит к числу ведущих в мире по производству вакуумных приборов для телевизионного вещания и спутниковой связи [1.26].

Передатчики тропосферной связи, земных и бортовых станций спутниковой связи являются уникальным оборудованием, которое изготавливают небольшими партиями. В отечественной практике их проектирование включает, как правило, и создание нового прибора, наилучшим образом отвечающего специфическим требованиям разрабатываемого радиопередающего устройства. Сведения о клистропах даны в табл. 1.10.

Совершенствование клистронов идет по четырем основным направлениям — улучшению полосовых свойств, повышению КПД, увеличению срока службы и снижению габаритов и массы.

Применять ЛБВ рекомендуется только в типовых режимах. Мощность, отдаваемая ею, резко уменьшается при отклонении питающих напряжений от номинальных. Сведения о некоторых отечественных и зарубежных ЛБВ, разработанных для спутниковой связи, приведены в табл. 1.11. Электронный КПД ЛБВ, оцениваемый отношением выходной мощности к мощности электронного потока P_0 , невелик и составляет 5...25%. Меньшие значения характерны для коротковолновых приборов. Для повышения КПД усилителя применяют секционированные коллекторы с пониженным относительно анодного напряжением. Это позволяет при том же электронном КПД за счет частичной рекуперации энергии поднять КПД преобразования энергии источников питания до 10...35%. Мощность приборов бортовых станций достигает 100 Вт и более, наземных на порядок больше.

По прогнозам в ближайшем будущем ЛБВ названных применений будут иметь КПД 60...65%. Повышение КПД связывают с совершенствованием замедляющих систем, подъемом электронного КПД, а также с повышением эффективности многоступенчатых коллекторов. ЛБВ перспективны и в качестве оконечных усилителей земных станций диапазонов выше 11 ГГц. Их мощность достигает 3...5 кВт, а использование многолучевых и высокоперевансных потоков позволит снизить ускоряющее напряжение до 5...7 кВ. Ведутся исследования по линеаризации амплитудных характеристик и снижению уровня амплитудно-фазовой конверсии.

Если в проектируемом передатчике предполагается применить прибор уже выпускаемый промышленностью, то его параметры должны соответствовать требованиям технического задания. Отступления в меньшую сторону в части использования номинальной мощности допустимы.

1.6. Общие рекомендации по построению структурной схемы тракта радиочастоты передатчика

В начале проектирования, как уже было сказано, необходимо составить структурную схему всего тракта радиочастоты передатчика. На этом первом этапе схема является ориентировочной, потому что составляется на основе обобщения опыта проектирования передатчиков, накопленного в прошлом, использования усредненного коэффициента $N_{\text{р}}$,

Таблица 1.12

| Вид модуляции | Напряженность режима | Лампы и схема включения | N_p | |
|---|----------------------|-------------------------|--------------------------------------|---------------------------|
| | | | $S < 25 \dots 30$ мА/В | $S > 25 \dots 30$ мА/В |
| Усиление колебаний с постоянной амплитудой А1А, F1В, F3Е | Слабоперенапряженный | Тетроды: ОК ОС | 20...30 | 60...80 12...15 |
| | | Триоды: ОК ОС | 10...12 5...7 | 12...15 10...12 |
| Умножение частоты в n раз ($n = 2$ или 3) | То же | Тетроды ОК | $(20 \dots 30)/n$ | |
| | | Триоды: ОК ОС | $(10 \dots 12)/n$ $(5 \dots 7)/n$ | |
| Усиление модулированных по амплитуде колебаний А3Е, J3А | Недонапряженный | Тетроды: ОК ОС | 15...25 8...10 | 40...50 10...12 |
| | | Триоды ОК ОС | 10...12 5...7 | 12...15 7...10 |
| Анодно-экранная модуляция А3Е | Граничный | Тетроды ОК | 15...20 | 30...50 |
| Анодная комбинированная модуляция А3Е | Перенапряженный | Триоды ОК ОС | 8...10 5...7 | 10...12 7...10 |
| Сеточная модуляция смещением в телевизионных передатчиках изображения | Недонапряженный | Тетроды ОК ОС | - | 8...10 6...8 |
| | | То же | Тетроды ОК ОС | - |
| <i>Широкополосные каскады декаметрового диапазона</i> | | | | |
| Усилитель с распределенным усилением при числе ламп до 10 | Недонапряженный | Тетроды ОК | - | 30...100 |
| Усилитель, нагруженный на согласованный фильтр | То же | Тетроды ОК | - | 3...10 |

Примечание. Для каскадов УМК N_p указано с учетом мощности в балластных резисторах, устанавливаемых обычно на входе каскада для улучшения линейности усиления.
Если передатчик предназначен для нескольких видов модуляции, необходимо принимать для расчета меньшее из значений N_p .

представляющего собой отношение номинальных (паспортных) мощностей электронных приборов двух соседних каскадов (табл. 1.12). Такой обобщенный подход позволит достаточно просто получить представление о том, каким в первом приближении будет проектируемый передатчик, и при дальнейшем проектировании согласовывать отдельные частные решения с общей структурной схемой передатчика в целом. В процессе реального производственного проектирования или при выполнении дипломного проекта, когда рассчитывают все каскады передатчика,

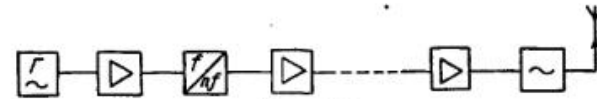


Рис. 1.11

иногда в структурную схему приходится вносить некоторые изменения, возникающие в результате более точного учета свойств каждого каскада. При курсовом проектировании из-за ограниченного объема расчетов обычно не возникает оснований для подобной корректировки.

В целях достижения высокой стабильности частоты при выполнении других требований современные передатчики чаще всего строят, как многокаскадные. Задача составления структурной схемы состоит в том, чтобы определить рациональное число каскадов высокой частоты между возбудителем (автогенератором) и выходом передатчика, обеспечивающее выполнение заданных технических требований к передатчику при минимальных затратах средств на изготовление и при достаточно высоком коэффициенте полезного действия. В процессе составления структурной схемы определяют также минимальное необходимое (рациональное) число выпрямителей и их стандартные напряжения.

Колебания маломощного возбудителя ($P_{воз} \leq 0,01$ Вт) последовательно усиливаются несколькими каскадами усиления и доводятся до заданной мощности (рис. 1.11). В мощных оконечных транзисторных каскадах приходится объединять для совместной работы много (десятки, около ста) транзисторов с помощью схем сложения мощностей [1.1] (рис. 1.12). Сложение мощностей используют также для повышения

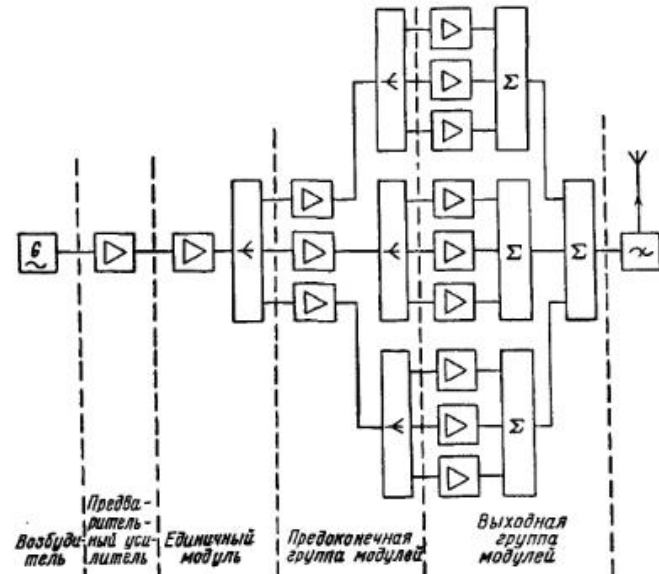


Рис. 1.12

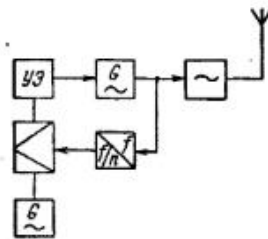


Рис. 1.13

надежности радиовещательных, телевизионных и некоторых связных передатчиков [1.1] и для борьбы с отражениями от неоднородностей в фидере телевизионных передатчиков изображения ("фидерным эхом") [1.1]. Эти вопросы рассмотрены в соответствующих главах пособия.

В последние годы в связи с разработкой теории фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ) и выпуском эффективных переменных реактивностей, управляемых напряжением, — варикапов — появилась возможность более простого построения некоторых типов передающих устройств (рис. 1.13).

В таких передатчиках единственная радиочастотная ступень — мощный автогенератор — работает непосредственно на антенно-волноводный тракт, система ФАПЧ [1.1] обеспечивает заданную стабильность частоты.

В автогенераторе используется мощный транзистор (или лампа), а остальные узлы передатчика строятся на основе современных микросхем. Главная трудность при таком построении передатчика заключается в том, что нет гарантии надежной работы системы автоматической подстройки частоты при значительных изменениях внешних условий (параметры антенны, питающие напряжения, температура среды и др.). Могут возникнуть трудности и с подбором варикапа для подстраиваемого по частоте автогенератора.

Составление структурной схемы передатчика начинается с выходного каскада, поскольку задается выходная мощность передатчика. Мощность транзисторов или ламп выходного каскада P_1 определяется выходной мощностью передатчика P_A и потерями в его выходной фильтрующей и согласующей цепи (ВФС).

Потери в выходной фильтрующей и согласующей цепи можно в первом приближении учесть на основе анализа и обобщения существующих передатчиков. Результаты такого анализа приведены в табл. 1.13, где указаны примерные значения КПД ВФС в разных условиях.

Меньшие значения КПД относятся к ВФС, состоящих из одного-двух контуров, большие — из трех-четырех. Возрастание по мере увеличения числа контуров обусловлено возможностью увеличения связи между контурами. Увеличение связи приводит к возрастанию внешнего сопротивления $R_{вн}$, а следовательно, и КПД ВФС: $\eta_{ВФС} = 1 - R_{вн}/(r_k + R_{вн})$. Таким образом, $P_1 = P_A/\eta_{ВФС}$.

Таблица 1.13

| Диапазон волн | $\eta_{ВФС}$ передатчика в зависимости от его мощности, кВт | | | |
|-----------------------|---|------------|------------|------------|
| | 1...5 | 5...20 | 20...100 | 100...500 |
| Кило- и гектометровые | 0,75...0,8 | 0,8...0,85 | 0,85...0,9 | 0,9...0,95 |
| Декаметровые | 0,7...0,75 | 0,75...0,8 | 0,8...0,85 | 0,85...0,9 |
| Метровые | 0,75...0,8 | 0,8...0,85 | — | — |

Необходимая паспортная (номинальная) мощность лампы (или ламп) выходного каскада определяется с учетом заданного вида и выбранной схемы модуляции, что рассмотрено в соответствующих главах. Прежде чем по требующейся мощности выбирать конкретные типы ламп, необходимо выбрать одноктакное (несимметричное) или двухтактное (симметричное) построение выходного каскада. Свойства обоих вариантов построения схем общеизвестны из [1.1]. Общая тенденция сейчас такова: наиболее часто используется одноктактная схема, как более простая и компактная, не нуждающаяся в дополнительных мерах подавления специфического внеполосного излучения, присущего двухтактным схемам, — "одноктактной волны", т.е. несимметричной относительно общего провода ("земли"). При необходимости обеспечить работу несимметричного выходного каскада на симметричную нагрузку (например, двухпроводный симметричный фидер) применяют широкополосные симметрирующие трансформаторы с ферритовыми сердечниками (см. § 3.3) или другие средства.

Поскольку пока ферритовые трансформаторы находят применение при мощностях не более нескольких десятков киловатт, передатчики большой мощности (более 100 кВт) при работе на симметричную нагрузку имеют обычно двухтактный выходной каскад. Двухтактные каскады применяют также при построении колебательных систем на основе отрезков двухпроводных симметричных линий. И наоборот, каскады, построенные на основе коаксиальных резонаторов, могут быть только одноктактными.

По двухтактной схеме строятся широкодиапазонные транзисторные каскады, если для повышения КПД используется режим с отсечкой тока (обычно при этом угол отсечки коллекторного тока $\theta = 90^\circ$).

Когда в соответствии с рекомендациями § 1.4, 2.9 и с учетом построения каскада по симметричной или несимметричной схеме выбраны лампы выходного каскада, принимается решение о выборе схемы с общим катодом или общей сеткой [1.1]. В связи с известными преимуществами ламп с экранирующей сеткой и выпуском большого ассортимента новых генераторных тетродов наиболее часто в современных передатчиках используют схему с общим катодом на тетродах, дающую, как известно, наибольшее усиление по мощности.

Схему с общим катодом применяют также при использовании триодов в диапазонах гектаметровых волн, обычно совместно со схемами нейтрализации вредного влияния проходной емкости триода. При необходимости использования триодов в диапазонах декаметровых и метровых волн применяют исключительно схему с общей сеткой, обладающую, как известно, малой проходной емкостью, но обеспечивающую малое усиление по мощности. В коротковолновых и ультракоротковолновых передатчиках для повышения устойчивости по схеме с общей сеткой иногда включают тетроды.

В мощных многоканальных связанных однополосных передатчиках для обеспечения необходимой высокой линейности усиления колебаний с меняющейся амплитудой также применяют включение тетродов по схеме с общей сеткой (см. гл. 6).

Для того чтобы определить, какие лампы следует применить в предоконечном каскаде, следует воспользоваться упомянутым выше коэффициентом $N_P = P_{1ном(n)}/P_{1ном(n-1)}$, где $P_{1ном(n)}$ — номинальная мощность ламп какого-то каскада, например выходного; $P_{1ном(n-1)}$ — номинальная мощность ламп предшествующего каскада, в данном примере предоконечного.

Для определения значений коэффициентов N_P можно воспользоваться табл. 1.12. Зная номинальную мощность ламп выходного каскада и вид его работы (усиление модулированных колебаний, анодная модуляция и др.), тип ламп (с экранирующей сеткой или триоды) и схему включения (с общей сеткой или с общим катодом), по табл. 1.12 можно определить ориентировочное значение $N_{P(n)}$ обсуждаемого (в данном примере выходного) каскада. Теперь ориентировочное значение номинальной мощности ламп предыдущего каскада можно найти по формуле $P_{1ном(n-1)} \approx P_{1ном(n)}/N_{P(n)}$, где индекс $(n-1)$ относится к предыдущему (в данном примере предоконечному) каскаду.

Аналогично приведенным выше рассуждениям принимается обоснованное решение о построении $(n-1)$ -го каскада: однотактный или двухтактный, на тетрадах или триодах, с общим катодом или с общей сеткой, конкретный тип ламп и их номинальная мощность. По табл. 1.12 для $(n-1)$ -го каскада определяется значение $N_{P(n-1)}$ и вычисляется ориентировочное значение номинальной мощности ламп следующего $(n-2)$ -го каскада. Так продолжится до тех пор, пока необходимая мощность очередного каскада окажется равной (или несколько меньшей) мощности выбранного ранее типового возбудителя или намеченной предварительно мощности автогенератора (индивидуального возбудителя). Как уже отмечалось, вероятное значение мощности возбудителя $P_{возб} \leq 0,01$ Вт.

Наконец, зная типы ламп всех каскадов и их питающие напряжения $E_a, E_{с2}$, можно определить минимально необходимое число выпрямителей и их напряжения, величины которых должны быть стандартными [1.1; 1.27; 1.54].

Если оказалось целесообразным построить выходной каскад по симметричной (двухтактной) схеме, то, как правило, в состав передатчика приходится вводить так называемый симметрирующий каскад, осуществляющий переход от однотактной схемы к двухтактной, поскольку возбудитель и маломощные каскады в подавляющем большинстве случаев бывают однотактными. Резонансный симметрирующий каскад обладает низким КПД колебательного контура $\eta_k = 1 - (U_a/I_{a1})/(p^2 Q_{xx} Z_c)$, так как его коэффициент анодной связи $p = 0,5$. Поэтому номинальную мощность ламп резонансного симметрирующего каскада приходится брать в 2...4 раза больше необходимой для обычного каскада усиления. По этой причине симметрирующий каскад располагают в середине

структурной схемы передатчика, а именно в таком месте, чтобы, с одной стороны, было как можно меньше сложных двухтактных каскадов, а с другой стороны, низкий КПД контура симметрирующего каскада не приводил к заметному снижению промышленного КПД передатчика в целом. Практически передатчики, имеющие симметричный выходной каскад, строились с двумя-тремя двухтактными каскадами при мощности примерно до 50 кВт и с тремя-четырьмя при больших мощностях.

Если же каскад, предшествующий первому двухтактному, выполнен на транзисторах, то межкаскадная связь обычно выполняется на трансформаторах. При этом дополнительных трудностей в обеспечении симметричного возбуждения двухтактного каскада не возникает.

Транзисторный передатчик

Расчет структурной схемы транзисторного передатчика начинается с определения необходимого числа транзисторов для получения заданной мощности. Исходя из этого выясняется возможность применения "классической" структурной схемы рис. 1.14 (если для выходного каскада требуется не более четырех транзисторов) или необходимость использования системы сложения мощностей нескольких модулей (см. рис. 1.12). Следует помнить, что устройства сложения и распределения мощностей имеют $\eta = 0,8...0,9$.

При использовании схемы рис. 1.14 ее расчет производится аналогично расчету ламповой схемы. Необходимо только учитывать зависимость коэффициента усиления по мощности транзистора от частоты. В каскадах усиления мощности радиочастоты транзисторы обычно используются на пределе их возможностей по мощности и частоте. Чаще всего они работают в области высоких частот $f_{раб} > 3f_{\beta}$ [1.1], поэтому K_P мал и приближенно зависит от частоты следующим образом:

$$K_P \approx K'_P (f'/f)^2 (E_K/E'_K)^2 (P'_1/P_1),$$

где K'_P, f', E'_K, P'_1 из табл. 1.1–1.13 — величины, характеризующие использование транзистора в проектируемом передатчике.

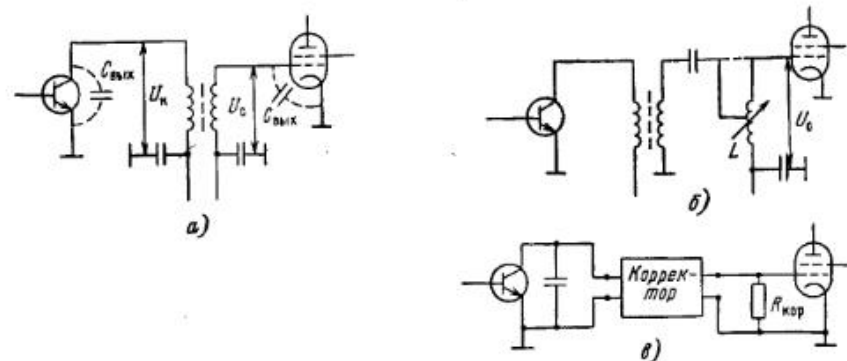


Рис. 1.14

На рабочих частотах ниже $3f_{\beta}$ эта закономерность не выполняется и приходится оценивать K_P транзистора на основе анализа передатчика-прототипа, сведений из справочников [1.2, 1.5]. Следует иметь в виду, что по соображениям устойчивости работы ГВВ к самовозбуждению следует принимать в расчет значения K_P не выше 25...30 (§ 2.16). Если намеченный к применению транзистор на рабочей частоте рассматриваемого каскада предположительно обладает $K_P > 30$, следует попробовать подобрать другой транзистор с меньшим значением граничной частоты f_{β} , который при той же мощности будет дешевле и несколько надежнее.

Если же оказывается необходимым использовать модульный принцип построения, то прежде всего определяется возможная мощность модуля. Обычно модуль строят широкополосным трансформаторным [1.1]. Для повышения КПД используют режим с отсечкой коллекторного тока $\theta = 90^\circ$ или, реже, ключевой. При работе с отсечкой для обеспечения примерно гармонической формы колебаний на выходе модуля необходимы либо фильтрующая (и согласующая) система, либо двухтактная трансформаторная схема [1.1]. Число транзисторов в плече двухтактного усилителя не превышает двух из-за большого разброса параметров; чаще используют по одному. Выбрав тип транзистора, их число в модуле (два или четыре) и учитывая КПД выходного трансформатора $\eta_{\text{тр}} \approx 0,85 \dots 0,9$, определяют мощность модуля $P_M \approx mP_1/\eta_{\text{тр}}$, где m — число транзисторов в модуле. С учетом КПД фильтрующей системы передатчика $\eta_{\text{ВФС}} \approx 0,75 \dots 0,9$ и устройств сложения мощностей $\eta_{\text{сл}} \approx 0,8 \dots 0,9$ определяем число модулей в выходной группе (в выходном каскаде):

$$M(n) \geq P_{\text{вых}}/(\eta_{\text{ф.с}}\eta_{\text{сл}}P_M).$$

Число модулей в предшествующей (предоконечной) группе зависит от коэффициента усиления модуля по мощности K_P , ориентировочное значение которого определяется, как описано выше, с учетом КПД входного трансформатора и устройства распределения мощности, имеющего между группами (каскадами) $\eta_{\text{сл}} \approx \eta_{\text{расп}} \approx 0,8 \dots 0,9$:

$$M(n-1) \geq (P_{\text{вых}}/\eta_{\text{ф.с}}\eta_{\text{сл}}\eta_{\text{тр}}K_P)/(\eta_{\text{тр}}\eta_{\text{расп}}P_M).$$

Естественно, число модулей может быть только целым.

Если K_P модуля недостаточен (например, $K_P < 5$), число модулей в предшествующей группе $M(n-1)$ получается большим, что невыгодно. Для увеличения K_P модуля его делают состоящим из двух (или более) последовательных каскадов, причем предшествующий (менее мощный) удается выполнить на менее мощных транзисторах, которые бывают дешевле и в некоторых случаях обладают большим усилением на данных частотах. Результирующий K_P модуля равен произведению коэффициентов усиления каждого каскада модуля.

Число модулей в выходной группе (каскаде) целесообразно выбирать исходя из соображений обеспечения заданной степени надежности передатчика (см. § 1.8).

Число групп модулей (каскадов передатчика) делается таким, чтобы в последней от выхода передатчика (ближайшей к возбудителю) группе потребовался лишь один модуль. Между этим "единичным" модулем и возбудителем может потребоваться несколько ступеней предварительного усиления.

В настоящее время часто практикуют комбинированное лампово-транзисторное построение передатчиков, самые мощные каскады (или только один выходной) строят на радиолампах, а все предшествующие — на транзисторах, причем транзисторные каскады обычно выполняют широкополосными. Примером может служить передатчик ПСВ-5.

Особенность перехода от транзисторных каскадов к ламповым заключается в значительном различии радиочастотных напряжений в коллекторной цепи транзистора $U_k \approx 15 \dots 30$ В и в сеточной цепи лампы $U_c \approx 50 \dots 300$ В при входной емкости лампы $C_{\text{вх}} = C_{\text{ск}} \approx 74 \dots 450$ пФ, причем новейшие лампы с большей крутизной и соответственно меньшим значением U_c имеют большую входную емкость.

Поскольку у широкополосных транзисторных усилителей мощности в коллекторной цепи обычно включают трансформатор, его можно использовать для повышения напряжения на сетке лампы (рис. 1.14, а). Потребуется коэффициент трансформирования $n = U_a/U_c \approx 2 \dots 8$ и больше. Однако при этом увеличивается емкость, вносимая в коллекторную цепь $C_{\text{вн}} = (C_{\text{ск}} + C'_{\text{монт}})n^2$ и складывающаяся с выходной емкостью транзистора, паразитной емкостью трансформатора и монтажа $C_{\text{вх}} + C_{\text{тр}} + C''_{\text{монт}}$, а это затрудняет получение широкой полосы пропускания. Широкополосный трансформатор удается выполнить при $n < 10$, предпочтительно иметь $n \leq 5 \dots 6$.

Для компенсации паразитной емкости в узкодиапазонных (или широкодиапазонных с перестраиваемыми контурами) передатчиках может быть включена индуктивность, которая вместе с этой емкостью должна настраиваться в резонанс с рабочей частотой (параллельный или П-контур, рис. 1.14, б):

$$\omega_{\text{раб}} = 1/\sqrt{L[C_{\text{вх}} + C''_{\text{монт}} + (C_{\text{вх}} + C'_{\text{монт}} + C_{\text{тр}})/n^2]}.$$

Контур может быть использован для дополнительного повышения напряжения посредством частичного (автотрансформаторного) подключения входного напряжения, как это сделано в передатчике ПСВ-5.

В широкополосных неперестраиваемых передатчиках для уменьшения вредного влияния паразитных емкостей параллельно входу лампы целесообразно включить резистор $R_{\text{кор}}$ (рис. 1.14, в), а выход транзисторного усилителя подключить через корректирующий четырехполюсник.

Если считать транзистор источником тока (недонапряженный режим), то известное соотношение Боден-Фано для корректирующего четырехполюсника в виде фильтра нижних частот с полосой $0 \dots \omega_{\text{max}}$ позволяет вычислить $R_{\text{кор}} = \pi/(2C_{\text{пар}}\omega_{\text{max}})$, где $C_{\text{пар}} = C_{\text{вх}} + C'_{\text{монт}}$. Естественно, на резисторе $R_{\text{кор}}$ рассеивается мощность $R_{\text{кор}} = U_c^2/2R_{\text{кор}}$, которая потребляется от предшествующего транзисторного каскада.

На этом заканчивается составление ориентировочной структурной схемы передатчика. Полезно сравнить составленную структурную схему проектируемого передатчика со структурной схемой передатчика-прототипа и выявить преимущества предполагаемой схемы. Структурная схема должна быть утверждена руководителем проектирования.

В некоторых типах передатчиков отдельные промежуточные каскады работают в режиме умножения частоты [1.1], что необходимо, если полоса рабочих частот возбuditеля уже заданной полосы рабочих частот передатчика, а глубина угловой модуляции, осуществляемой в возбuditеле, меньше заданной для передатчика и в некоторых других случаях. Поскольку энергетические показатели умножителей частоты хуже, чем усилителей, в режим умножения частоты обычно ставят относительно маломощные каскады передатчика. Как правило, применяют умножение частоты на 2 и на 3.

Примеры структурных схем современных передатчиков будут приведены в последующих главах.

1.7. Выбор схемного построения ГВВ

Существуют два вида схемного построения ГВВ: резонансный и широкодиапазонный (широкополосный). Как следует из [1.1], наиболее универсальный — резонансный ГВВ на транзисторе или радиолampe. Наличие выходного (коллекторного, анодного) колебательного контура (а при необходимости и входного) позволяет с помощью контурной катушки скомпенсировать вредное влияние паразитных выходных и входных емкостей ГВВ и обеспечить одинаково хорошую работу (P_1 , η , K_p) в широком интервале несущих частот.

Рациональный выбор угла отсечки коллекторного (анодного) тока и степени напряженности режима позволяет получить полное использование лампы (транзистора) по мощности P_1 и достаточно высокий КПД $\eta_a \leq 0,75$. Выходное напряжение (ток) резонансного ГВВ имеет гармоническую форму. Недостатком резонансного ГВВ является необходимость перестройки контуров при каждой смене несущей частоты и ограниченная полоса пропускаемых частот при каждой определенной настройке. Через контурные катушку и конденсатор (а также соединительные провода) протекают токи, значительно превышающие соответствующую (первую, вторую...) гармоническую составляющую выходного (коллекторного, анодного) тока: $I_{\text{конт}} = I_{a1} Q_{\text{нагр}}$, где $Q_{\text{нагр}} = 10 \dots 30$ — добротность нагруженного контура. Значение тока с учетом его частоты (определяющей степень проявления поверхностного эффекта) определяет выбор диаметра провода контурной катушки и способ ее охлаждения, а также сечение других соединительных проводов. Система настройки контуров усложняет эксплуатацию и конструкцию передатчика, понижает его надежность.

Применяют резонансные перестраиваемые ГВВ прежде всего там, где при иных схемных решениях не удается обеспечить нужную мощность P_1 , КПД и коэффициент усиления K_p в некоторой полосе не-

сущих частот $f_H = f_B$ ($f_B/f_H > 2$), например в широкодиапазонных передатчиках большой мощности.

Разновидностью резонансного является бигармонический режим ГВВ [1.1, § 2.10], при котором в анодной цепи имеется дополнительный контур, настраиваемый на третью гармонику несущей частоты. В связи с трудностями настройки [1.1] бигармонический режим используется только в редко перестраиваемых передатчиках (радиовещательных длинных и средних волн) большой мощности, где выигрыш в КПД особенно существен. При бигармоническом режиме $\eta_a \approx 0,9 \dots 0,95$.

Эксплуатация ГВВ существенно упрощается, если вместо резонансных контуров использовать полосовые ("октавные") фильтры [1.1 и гл. 3]. При полосе несущих частот $f_B/f_H \leq 1,8$ каждый такой ГВВ будет иметь один перестраиваемый полосовой фильтр, правда, с числом конденсаторов и катушек, большим, чем в случае резонансных контуров. При полосе несущих частот $f_B/f_H > 1,8$ приходится переключателем подключать один из нескольких фильтров, каждый с полосой пропускания $f_B/f_H \leq 1,8$ [гл. 3]. Система с переключателем и несколькими многоэлементными (многоконтурными) полосовыми фильтрами в каждом ГВВ передатчика получается громоздкой и дорогой и поэтому применяется при небольшой мощности, например $P_A \leq 3 \dots 5$ кВт. При больших мощностях существенно возрастают габариты, масса и стоимость ГВВ с переключаемыми "октавными" фильтрами по сравнению с резонансными контурами.

При использовании широкодиапазонных усилителей [1.1, § 2.6, 2.11, 3.5, 3.6] прежде всего отпадает необходимость в перестройке контуров или переключении полосовых фильтров каждого каскада ГВВ передатчика. Остается только задача подавления побочных излучений на выходе передатчика. Следовательно, упрощается эксплуатация и несколько повышается надежность вследствие уменьшения числа катушек переменной индуктивности, переменных конденсаторов, переключателей системы настройки. Кроме того, появляется возможность усиливать широкополосные сигналы, работать с быстрой сменой несущей частоты, одновременно усиливать несколько разных сигналов с неперекрывающимися спектрами.

При построении транзисторного передатчика по блочно-модульному принципу (§ 1.5, 2.6, 3.12, 3.13) необходимо выполнять отдельные модули в виде широкополосных, не требующих перестройки ГВВ. В противном случае эксплуатация передатчика окажется неприемлемо сложной.

Вследствие существенного различия значений сопротивлений коллекторной нагрузки $P_k = U_k/I_{k1}$ транзистора и анодной нагрузки $R_a = U_a/I_{a1}$ лампы ($R_a \approx 1000 \dots 10000 R_k$) вредное влияние паразитных входной и выходной емкостей в транзисторном и ламповом ГВВ проявляется по-разному. Поэтому схемы транзисторных и ламповых ШПУ существенно отличаются друг от друга [1.1]. Транзисторные ШПУ строятся с использованием широкополосных трансформаторов (§ 3.5) и цепей коррекции (§ 3.6). Ламповые ШПУ строятся в форме усилителей с распре-

деленным усилением (УРУ) (§ 1.1, 2.8). Встречаются и другие варианты построения широкополосных каскадов и передатчиков в целом [1.5].

Коэффициент полезного действия и мощность транзисторных ШПУ практически равны КПД и P_1 резонансных ГВВ, а при использовании ключевого режима несколько лучше (§ 2.3). У ламповых ШПУ по схеме УРУ КПД, P_1 и K_P меньше, чем у резонансных (§ 2.11), а число ламп значительно больше.

Как резонансные, так и широкополосные ГВВ можно строить в двух вариантах: одноктактном и двухтактном.

Основное достоинство одноктактных ГВВ, обуславливающее их широчайшее применение в современных передатчиках, — простота и соответственно меньшие габариты, масса, стоимость, повышенная надежность по сравнению с двухтактными. Для перехода от одноктактных (несимметричных) ГВВ к симметричным нагрузкам (симметричным антенным фидерам) используются ферритовые трансформаторы, симметрирующие устройства в фидерных трактах или др.

Основная особенность двухтактного построения ГВВ, определяющая его достоинства и области применения, состоит в его симметрии [1.1]. Двухтактное построение ШПУ позволяет при работе с отсечкой тока $\theta = 90^\circ$ получить выходное напряжение, близкое по форме к гармоническому, без помощи фильтрующих устройств. Именно поэтому транзисторные широкополосные модули строятся исключительно по двухтактной схеме.

По двухтактной (симметричной) схеме строят выходные каскады наиболее мощных декаметровых вещательных и связных передатчиков ($P_A \geq 100$ кВт), которые работают на симметричные антенны (синфазные горизонтальные и др.) через симметричные двухпроводные фидеры. Изготовление симметрирующих ферритовых трансформаторов на такие мощности пока не освоено.

При одинаковом угле отсечки θ и одинаковой напряженности режима КПД одноктактного и двухтактного каскадов, естественно, одинаковы. Как уже отмечалось, при двухтактном построении ШПУ может быть использован $\theta = 90^\circ$ и получена форма выходного напряжения, близкая к гармонической без применения фильтров, а при одноктактном построении для получения гармонической формы без помощи фильтров необходим режим класса А ($\theta = 180^\circ$), обладающий низким КПД.

Активные приборы в ГВВ (транзисторы и лампы) могут использоваться в двух вариантах включения: с общим эмиттером (катодом) и с общей базой (сеткой).

Подавляющее большинство современных генераторных радиоламп — лампы с экранирующей сеткой [1.1; 1.6; § 1.4], обладающие малой проходной емкостью C_{ac1} . Поэтому они могут быть использованы в широком диапазоне частот при включении по схеме с общим катодом, обеспечивающем существенно большее усиление $K_P = P_1/P_{c1}$ по сравнению с включением по схеме с общей сеткой. Только некоторые из современных тетродов (§ 1.4) при работе в верхней части их рабочих частот для обеспечения устойчивости либо нуждаются в нейтрализации

проходной емкости [1.1] при включении с общим катодом, либо их необходимо включать по схеме с двумя общими сетками. Генераторные триоды в диапазонах длинных и средних волн используются при включении с общим катодом и с цепями нейтрализации вредного влияния проходной емкости, а в диапазонах коротких и ультракоротких волн — по схеме с общей сеткой [1.1]. Генератор по схеме с общей сеткой имеет существенно меньший коэффициент усиления по мощности $K_P = P_1/(P_{c1} + P_{прох})$ (§ 1.5).

Транзисторный усилитель по схеме с общим эмиттером на низких и средних для данного транзистора частотах имеет большее усиление, чем в схеме с общей базой. На высоких частотах усиление транзистора невелико и при включении по схеме общей базы может быть выше, чем при общем эмиттере [1.1; гл. 2]. Общая тенденция на сегодня такая: на частотах ниже примерно 1 ГГц основное применение имеет включение транзистора с ОЭ; на частотах выше 1 ГГц — с ОБ. Соответственно индуктивность вывода электрода, который предназначен быть общим у данного типа транзистора, делается предельно малой, меньшей, чем у других электродов.

Большинство современных мощных генераторных транзисторов предназначены для использования либо с ОЭ, либо с ОБ, что однозначно определяется их внутренним устройством и соответственно минимальной индуктивностью вывода электрода, предназначенного быть общим.

1.8. Обеспечение надежности передатчика при проектировании

Требования к эффективности и качеству работы систем радиосвязи и радиовещания постоянно возрастают, что заставляет совершенствовать аппаратуру и, в частности, существенно повышать надежность работы передатчиков. Надежность радиопередатчика закладывается на этапе его разработки, обеспечивается в процессе производства и поддерживается во время эксплуатации.

Надежность радиопередатчика количественно характеризуют вероятностью безотказной работы $P(t)$, наработкой на отказ T_o и средним временем восстановления T_B (или коэффициентом готовности $K_T = 1 - T_B/T_o$) [1.1]. Опыт эксплуатации связных и вещательных передатчиков прошлого поколения, разработанных и изготовленных 10–20 лет назад, показал, что для большинства из них $T_o = 200 \dots 500$ ч и $T_B = 1 \dots 3$ ч [1.1, 1.39], и при этом они недостаточно автоматизированы и требуют постоянного присутствия квалифицированного обслуживающего персонала. Существенного повышения эффективности работы систем радиосвязи и радиовещания можно достичь путем создания полностью автоматизированных и способных работать без постоянного обслуживающего персонала радиопередатчиков.

Современные ГОСТы устанавливают довольно жесткие нормы надежности вновь проектируемых радиопередатчиков.

Таблица 1.14

| Мощность, кВт | Наработка на отказ T_0 , ч, в диапазонах | |
|---------------|--|------------|
| | 150...1650 кГц | 4...26 МГц |
| До 30 | 3000 | — |
| 30...150 | 1200/3000* | 1200 |
| 150...600 | 1000/2500* | 1000 |
| 600...1200 | 1000/2000* | 800 |

* Для передатчиков, выполненных по системе сложения мощностей блоков или полуккомплектов.

Таблица 1.15

| Пиковая мощность, кВт | 1 | 5 | 20 | 100 |
|-----------------------|------|-----|-----|-----|
| T_0 , тыс. ч | 3 | 2,6 | 2,3 | 2 |
| | 3,5* | 3* | — | — |

* Норма для полупроводниковых передатчиков.

Таблица 1.16

| Группа РЭА (ГОСТ 16019-78) | Число элементов в РЭА, тыс. | Наработка на отказ РЭА T_0 , ч | | |
|------------------------------|-----------------------------|----------------------------------|--------------|----------------------|
| | | Полупроводниковые | | На ИС и микросборках |
| | | до 5 % ИС | более 5 % ИС | |
| 1 и 2 (стационарные) | До 1 | 2500 | 3500 | 5000 |
| | 2...4 | 1500 | 2500 | 4000 |
| 3, 4 и 5 (возимые) | Более 4 | 700 | 1500 | 3000 |
| | До 1 | 2000 | 3000 | 5000 |
| | 1...3 | 1000 | 2300 | 4000 |
| 6 и 7 (носимые, портативные) | Более 3 | 500 | 1400 | 3000 |
| | До 0,3 | 3000 | 4000 | 6000 |
| | 0,3...0,7 | 2000 | 3000 | 5000 |
| | 1...2 | 1000 | 2000 | 4000 |

Таблица 1.17

| Число элементов в передатчике, тыс. | | T_0 , тыс. ч |
|-------------------------------------|---------------|----------------|
| лампово-полупроводниковых | транзисторных | |
| До 0,7 | 0,7 | 2,0 |
| 0,7...1,0 | 0,6 | 1,5 |
| 1...2 | 0,5 | 1,0 |
| Более 2 | 0,35 | 0,7 |

1. Радиовещательные передатчики должны обеспечивать наработку на отказ согласно ГОСТу [1.23] соответственно данным табл. 1.14.

2. Телевизионные передающие станции и станции УКВ ЧМ вещания должны обеспечивать $T_0 = 2500/3000$ ч.

3. Передатчики магистральной связи должны обеспечивать надежность, указанную в табл. 1.15.

4. Радиостанции сухопутной подвижной связи должны обеспечивать надежность согласно табл. 1.16.

5. Передатчики морской подвижной связи мощностью 100...5000 Вт диапазонов частот 0,4...24 МГц должны иметь надежность соответственно табл. 1.17.

Таблица 1.18

| Основные функциональные узлы (блоки) передатчиков | Число элементов, тыс. | T_0 , тыс. ч |
|---|-----------------------|----------------|
| Возбудители*: | | |
| сетки частот с формированием различных видов работ | 2...5 | 3...8 |
| нескольких фиксированных частот | 0,1...0,3 | 5...15 |
| Ступени УВЧ предварительного усиления: | | |
| транзисторные ШПУ и умножители частоты* | 0,05...0,1 | 10...20 |
| ламповые УРУ | Около 0,2 | 5...10 |
| ламповые резонансные и полосовые | Около 0,1 | 5...10 |
| Выходные ступени УМВЧ: | | |
| ламповые | 0,1 | 3...6 |
| транзисторные (модули 50...300 Вт) | 0,05...0,2 | 10...20 |
| Модуляторы: | | |
| радиовещательных передатчиков АМ малой мощности ОМ, ЧМ, ФМ* | Около 1 | 3...5 |
| | Около 0,1 | 15...20 |
| Выпрямители полупроводниковые и стабилизаторы | 0,2...0,5 | 5...15 |
| Системы: | | |
| УБС, защиты, контроля, диагностики* | 0,5...2 | 10...20 |
| автонастройки контуров* | 0,2...0,5 | 10...20 |
| охлаждения | Около 1 | 10...20 |

* В этих узлах желательно максимальное применение микросхем.

Отказы передатчиков разделяют на внезапные и постепенные. Надежность передатчика в отношении внезапных отказов (они составляют 80...90 % общего числа отказов) закладывается на этапе проектирования и разработки и обеспечивается при производстве, а в эксплуатации может лишь поддерживаться на запроектированном уровне. Постепенные отказы, вызываемые медленными изменениями параметров деталей и элементов, можно прогнозировать, обнаруживать их приближение и предотвращать во время профилактических проверок и ремонтов.

Среднее время восстановления передатчиков для связных $T_b \leq 30$ мин, для вещательных $T_b \leq 45$ мин. Наработка на отказ устройства механической и электрической блокировок должна составлять не менее 10^4 циклов (т.е. срабатываний).

На этапе разработки уже при составлении структурной схемы следует учитывать требования к надежности передатчика в целом (нормы на T_0 и T_b приведены выше) и сформулировать требования к надежности основных блоков ($T_{0.бл}$) или функциональных узлов передатчика. При этом должно выполняться условие

$$T_0^{-1} = \sum_{k=1}^n T_{0.бл k}^{-1} \quad (1.3)$$

где n — число блоков.

В блоках с малой энергетической нагрузкой (возбудители, предварительные усилители, маломощные модуляторы и т.п.) следует предъявлять более высокие требования к надежности, чем в мощных ступенях,

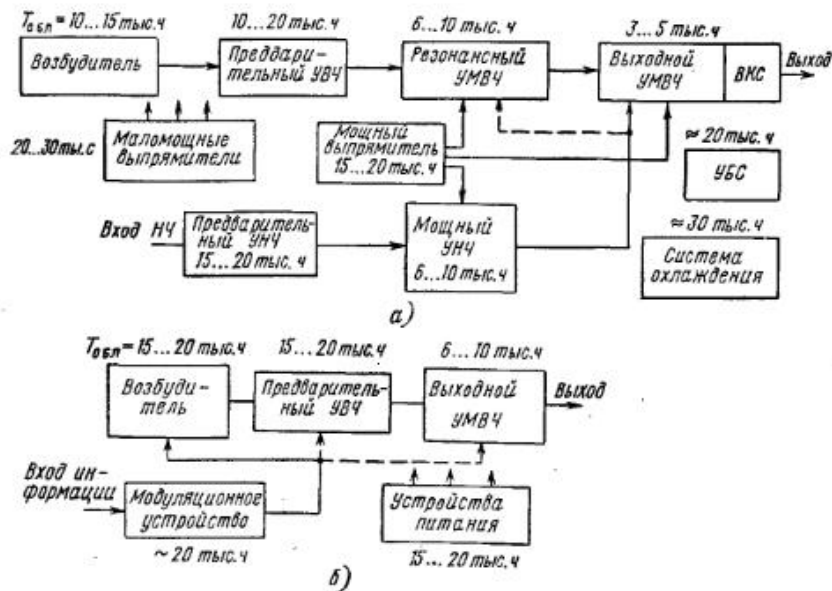


Рис. 1.15

так как это легче реализовать. Задачу можно решить строго по минимуму экономических затрат на разработку и эксплуатацию всех блоков [1.39] либо воспользоваться усредненными табл. 1.18 для передатчиков с $T_{о.пер} \approx 800 \dots 1500$ ч. Примеры распределения наработки на отказ по блокам передатчиков приведены на рис. 1.15.

Надежность блока определяется надежностью его элементов и их числом m [1.1, гл. 11]:

$$T_{о.бл}^{-1} = \sum_{i=1}^m \lambda_{эл i} \quad (1.4)$$

где $\lambda_{эл i}$ — интенсивность отказа i -го элемента с учетом условий его работы в передатчике (табл. 1.19).

При числе элементов $m > 10^3$ даже в маломощных блоках трудно реализовать высокие значения $T_{о.бл}$. Можно рекомендовать следующие пути обеспечения повышенной надежности: выбор надежных современных элементов, а в отдельных ответственных случаях — элементов, подвергнутых специальной "тренировке" и более строгому отбору; применение облегченных режимов работы с коэффициентом нагрузки $K_n < 1$; упрощение схем (снижение m) за счет применения новых, более сложных в функциональном отношении элементов — микросборок и полупроводниковых микросхем.

Применение интегральных схем (ИС) в тех узлах и блоках передатчиков, где это возможно, не столько позволяет выиграть в массогабаритных показателях или потребляемой мощности, сколько способствует

Таблица 1.19

| Элементы | $\lambda \cdot 10^6, 1/ч^*$ |
|---|-----------------------------|
| Резисторы | 0,15/1...0,001 |
| Конденсаторы: | 0,1/1...0,001 |
| бумажные на напряжения до 600 В | 0,03/- |
| то же, более 600 В | 0,1/- |
| керамические на напряжения до 1 кВ | 0,15/- |
| то же, более 1 кВ | -/1...0,2 |
| слюдяные | -/0,1...0,03 |
| масляные | 0,3/- |
| электролитические | -/0,25...0,1 |
| вакуумные | -/1...0,3 |
| Диоды полупроводниковые: | |
| германиевые | 0,15/0,6...0,02 |
| кремниевые | 0,1/0,4...0,02 |
| Транзисторы: | |
| маломощные (до 5 Вт) германиевые | 0,9/2...0,4 |
| то же, кремниевые | 0,5/1,3...0,25 |
| мощные высокочастотные (5...100 Вт) | -/2...0,5 |
| Микросхемы полупроводниковые средней степени интеграции | -/0,5...0,05 |
| Электровакuumные генераторные приборы: | |
| пентоды и тетроды мощностью до 5 кВт | -/5...1,5 |
| тетроды и триоды мощностью 5...50 кВт | -/20...5 |
| то же, 100 кВт и более | -/50...10 |
| металлокерамические лампы СВЧ, ЛБВ | -/40...10 |
| клистроны пролетные мощные | 3/6...1 |
| магнетроны | 100/400...10 |
| Трансформаторы: | |
| мощные, источников питания | -/1...0,3 |
| маломощные низкочастотные | -/0,3...0,05 |
| высокочастотные | -/0,2...0,03 |
| Дроссели: | |
| высокочастотные | -/1...0,2 |
| низкочастотные | -/0,5...0,1 |
| Индуктивности ВЧ контуров: | |
| постоянные | -/1...0,03 |
| переменные (вариометры) | -/10...1 |
| Переключатели: | |
| цепей питания и маломощных ВЧ цепей | -/0,5...0,05 |
| мощных ВЧ цепей и контуров | -/10...1 |
| Реле | -/0,3...0,03 |
| Разъемы и межблочные соединения | -/0,5...0,05 |
| Разъемы и высокочастотные выводы | -/1...0,4 |
| Электродвигатели, сельсины | -/10...1 |
| Соединения пайкой | -/0,5...0,01 |

* В числителе даются средние значения интенсивности отказа, а в знаменателе — максимальные и минимальные.

достижению более высокой надежности передатчика в целом. По данным [1.42], ИС даже невысокой степени интеграции имеет в диапазоне температур $0 \dots +80$ °С интенсивность отказов $\lambda_{ис} = (1 \dots 5) \cdot 10^{-7} 1/ч$, тогда как эквивалентная ей по функциям схема из 20–50 дискретных элементов (транзисторы, диоды, резисторы, конденсаторы) будет иметь

интенсивность отказов на один-два порядка хуже даже при спецотборе деталей. При использовании ИС значительно уменьшается число монтажных соединений (пайка, сварка, контакты, разъемы и т.д.), что способствует повышению надежности аппаратуры.

К настоящему времени выпускают широкий ассортимент микросхем, среди которых: генераторы, модуляторы, усилители, преобразователи, схемы сравнения и селекции, работающие обычно при малых уровнях сигналов. Появляются и мощные микросхемы, пригодные для трактов УМВЧ передатчиков: например, гибридные микросхемы серии 272 представляют собой ВЧ усилители мощности 1, 3 и 10 Вт на определенные полосы частот в диапазоне 140...450 МГц.

Как видно из табл. 1.19, наименее надежными элементами РПУ являются электровакуумные приборы, мощные генераторные лампы (МГЛ) с сеточным управлением, клистроны, ЛБВ, магнетроны, а также ВЧ контурные системы с элементами их перестройки и регулировки.

Опыт эксплуатации МГЛ показал [1.27], что надежность их работы и срок службы в значительной мере зависят от режима питания цепи накала. Сопротивление цепи накала в холодном состоянии в 9...12 раз меньше, чем при нормальном разогреве, и если не принять специальных мер, то под действием больших пусковых токов накала будут возникать деформации катода, более интенсивно разрушаться активизирующее покрытие и может нарушиться герметичность спаев выводов катода с изоляторами. На практике применяют различные варианты схем, ограничивающие токи пусковых режимов: трансформаторы накала с большим потоком рассеяния или магнитным шунтом — регулятором, регуляторы с дросселями насыщения, тиристорные схемы регулирования и др. [1.27].

Кроме того, для повышения срока службы полезно стабилизировать мощность в цепи накала. Установлено, что превышение $U_{\text{нак}}$ на 5 % приводит к уменьшению срока службы МГЛ вдвое, а работа при $U_{\text{нак}}$, пониженном на 7 %, увеличивает срок службы в 3 раза [1.27].

При вводе МГЛ в эксплуатацию даже после непродолжительного хранения в составе ЗИПа целесообразно проводить контроль качества вакуума и эмиссионных свойств катода и подвергать МГЛ тренировке и жестчению по специальной технологии. Выполнение этих несложных мер позволит увеличить срок службы МГЛ до 10 тыс. ч и более, тогда как по ТУ обычно гарантируют 1...2 тыс. ч.

Эффективным путем повышения надежности передатчика или отдельных его блоков является *резервирование* [1.1, гл. 11], применяемое обычно в тех случаях, когда ограниченная надежность элементов и вышеуказанные меры не обеспечивают требуемой надежности передатчика или его блоков.

Решение о необходимости резервирования принимается после выбора типа элементов и проверки выполнимости соотношений (1.3), (1.4). Сведения об интенсивности отказов элементов в передатчиках приведены в табл. 1.19. Резервировать можно как отдельные менее надежные элементы схемы, так и целые блоки передатчика. Выигрыш в надежности при резервировании можно ориентировочно оценить по [1.1, гл. 11].

Здесь следует пояснить, что в [1.1] рассматривается как простейший пример резервирование без восстановления. Такое резервирование целесообразно на уровне элементов схемы или блоков в передатчиках однократного пользования без возможностей ремонта (спутники, ракеты и т.п.). Передатчики радиосвязи и вещания при эксплуатации многократно подвергаются профилактическим и восстановительным (после отказа) ремонтам. В них применяют обычно однократное ($K = 1$) резервирование блоков, узлов, участков схемы, не обладающих достаточной надежностью, с восстановлением их работоспособности после отказа. Выигрыш в надежности при этом зависит от того, как производится восстановление. Нарботка на отказ резервированной системы (рис. 1.16) определяется в первом приближении соотношением

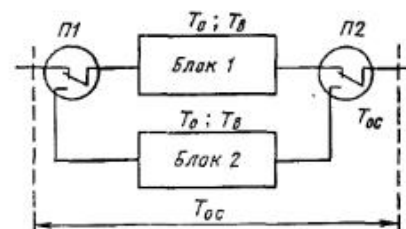


Рис. 1.16

$$T_{ос} = T_о \cdot 0,5T_о/T_в, \quad (1.5)$$

где $T_в$ — время восстановления отказавшего блока; $T_о$ — его наработка на отказ. Предполагается, что надежность переключателей П1 и П2 значительно превышает надежность блоков и вероятность отказа вступившего в работу блока за время восстановления отказавшего мала. При этом надежность системы возрастает в $0,5T_о/T_в$ раз. При эксплуатации передатчиков без постоянного присутствия обслуживающего персонала и односменной работе ремонтной службы $T_в$ может значительно возрасти, если отказ произошел после окончания работы смены, и ремонт начнется с задержкой до 10...15 ч. Но даже в таком неблагоприятном случае резервирование даст выигрыш в надежности (по $T_{ос}$) на один-два порядка и более. В качестве примеров повышения надежности можно привести резервирование возбудителей и трактов предварительного усиления телевизионных передатчиков, построение трактов передатчиков со сложением мощностей двух (или более) блоков, блочно-модульное построение транзисторных передатчиков, "скользящее" резервирование одного комплекта приемопередающей аппаратуры ствола в линиях радиорелейной связи и др.

При разработке и проектировании передатчика следует обеспечить и другую характеристику надежности — *ремонтпригодность*, определяемую средним временем восстановления $T_в$ (нормы см. выше). Снижению $T_в$ способствуют: хорошо проработанная конструкция аппаратуры с удобным доступом к деталям и монтажу; применение блочно-модульного принципа конструирования с быстрой заменой неисправных блоков и модулей; системы контроля и сигнализации, позволяющие быстро обнаружить место неисправности; рациональное комплектование

ЗИПоэ и, конечно, высокая квалификация ремонтного персонала и совершенная организация обслуживания аппаратуры.

Окончательные расчеты надежности передатчика и его отдельных блоков можно провести после того, как будут рассчитаны электрические и тепловые режимы, разработаны принципиальные схемы, конструкции и монтаж, выбраны все элементы.

Кроме рассмотренных выше свойств, характеризующих надежность (безотказность, ремонтпригодность и др.), важным свойством является *живучесть*, под которой понимается устойчивость нормального функционирования системы связи, вещания и отдельных ее звеньев против воздействия причин и факторов, природа которых лежит вне условий нормальной работы этих систем. Причины эти можно разделить на две группы: стихийные (ураган, землетрясение, грозовые разряды и т.п.) и преднамеренные (радиопротиводействие, боевые огневые удары противника, диверсионные действия и др.). Масштабы и характер возможных повреждений, а также затраты времени и средств на их ликвидацию могут быть очень значительны.

Мероприятия по обеспечению живучести РПДУ в экстремальных условиях требуют больших материальных затрат и состоят не только в совершенствовании аппаратуры при ее разработке, но и в обеспечении особых условий ее размещения и эксплуатации, что решается при проектировании и строительстве радиоцентров. Аппаратуру следует размещать в подземных помещениях, способных выдерживать ударные нагрузки до $7 \dots 10 \text{ кг/см}^2$ и противостоять воздействию радиации и электромагнитных излучений. Более тщательно надо защитить и обслуживающий персонал. Линии электропитания, ВЧ фидеры и сами излучающие антенные системы следует размещать в подземных траншеях. Весьма целесообразно применять развитые системы резервирования как в самом радиопередающем оборудовании, так и в системах электропитания, охлаждения, подачи программ и др. [1.1].

1.9. Обеспечение допустимого теплового режима транзисторов, радиоламп, радиодеталей

Работа любого устройства сопровождается определенными потерями энергии. Радиоэлектронные устройства (в том числе радиопередатчики) представляют собой преобразователи энергии и в этом отношении характеризуются коэффициентом полезного действия η . Промышленный (полный) КПД современных передатчиков различных назначений, диапазона частот, мощностей, видов и способов модуляции может быть в пределах от 10 до 75 %. Таким образом, до 9/10 потребляемой от источников питания энергии теряется бесполезно, вызывает нагрев деталей и конструкций передатчика, заставляет принимать меры для обеспечения допустимого теплового режима элементов передатчика. Для этого передатчик снабжается специальными устройствами, называемыми обычно "система охлаждения", поскольку действительно во многих

случаях обеспечение допустимого теплового режима сводится к охлаждению наиболее нагретых элементов и передатчика в целом. Но встречаются ситуации, когда для обеспечения теплового режима отдельные элементы передатчика необходимо нагревать, например термостат возбуждателя, импульсные водородные тиратроны.

Обеспечение оптимального теплового режима передатчика — сложная задача, являющаяся одной из важнейших составных частей его расчета и проектирования. Постоянное усложнение передатчиков, увеличение числа входящих в них активных и пассивных радиоэлементов, увеличивающаяся плотность монтажа, транзисторизация, стремление к уменьшению массы и габаритов — все это приводит к увеличению удельной тепловой нагрузки и к повышению роли систем охлаждения. Задача усложняется также ростом мощности, достигающей сегодня у радиоэлектронных передатчиков единиц мегаватт.

Повышение температуры радиоэлектронных устройств приводит к значительному снижению надежности их работы, ухудшению основных параметров. Так, снижение температуры транзисторов, трансформаторов на $10 \dots 15^\circ\text{C}$ увеличивает их срок службы примерно вдвое [1.29].

Главные направления обеспечения оптимального теплового режима передатчика или его отдельного каскада при заданных полезной мощности и температуре окружающей среды следующие: 1) снижение потерь в транзисторах, радиолампах, деталях, что обеспечивается выбором оптимального режима каскада, деталей; 2) увеличение термостойкости, что обеспечивается выбором типов транзисторов, ламп, резисторов, конденсаторов, катушек, трансформаторов; 3) обеспечение оптимального отвода тепла, что обуславливается выбором и расчетом системы охлаждения. Расчет режимов и выбор деталей рассмотрены в гл. 2 и 3.

Для охлаждения радиопередатчиков используются следующие физические явления, связанные с теплообменом: теплоемкость, излучение, теплопроводность, конвекция, изменение агрегатного состояния вещества, термоэлектрический эффект Пельтье [1.31]. Построенные на основе этих физических явлений, системы охлаждения разделяются на следующие основные группы: 1) кондуктивные; 2) воздушные (газовые) с естественной конвекцией или с вынужденной (принудительной) циркуляцией; 3) жидкостные (водяные) с естественной конвекцией или вынужденной циркуляцией; 4) испарительные и с использованием фазовых превращений твердых тел; 5) термоэлектрические. Часто система охлаждения передатчика строится на сочетании двух указанных выше основных. Например, принудительное водяное охлаждение анодов ламп (так называемый внутренний контур системы охлаждения) с последующим воздушным принудительным охлаждением (так называемый внешний контур) воды внутреннего контура. Дополнительно требуется принудительное воздушное охлаждение "ножки" лампы и всего внутреннего объема передатчика.

Системы естественного охлаждения за счет явлений теплоемкости, теплопроводности, конвекции жидкости или газа, изменения агрегатного состояния вещества действуют без дополнительных затрат энергии.

Системы с вынужденной (принудительной) циркуляцией жидкости или газа, а также термоэлектрические требуют дополнительных затрат энергии для электродвигателей насосов и вентиляторов, для создания тока через термоэлектрические батареи. Соответственно растет потребляемая передатчиком в целом мощность и снижается его полный (промышленный) КПД. Наиболее энергоемкой является термоэлектрическая система охлаждения, потребляющая 2...3 Вт энергии на 1 Вт отводимой [1.30]. Наличие в системах принудительного охлаждения электромоторов, насосов, вентиляторов приводит к снижению надежности, усложнению эксплуатации, удорожанию передатчика, к увеличению его массы и габаритов. Жидкостные (водяные) системы сложнее, дороже и менее надежны по сравнению с газовыми (воздушными), но более эффективны, так как коэффициент теплопередачи от металла к жидкости выше, чем от металла к газу. Работа электродвигателей, насосов и особенно вентиляторов сопровождается значительным шумом.

Наименьшей эффективностью применительно к передатчикам на радиолампах обладает система с естественной конвекцией воздуха и лучеиспусканием. Поэтому, начиная с полезной мощности около 100 Вт (рассеиваемая мощность 50...150 Вт), большинство современных радиоламп имеет принудительное охлаждение. При полезной мощности до единиц киловатт преобладает принудительное воздушное охлаждение, при больших — водяное (см. табл. 1.5–1.8). Все более широко используется водяное испарительное охлаждение, сочетающее высокую эффективность охлаждения с простой конструкции и обслуживания. Большинство современных мощных ламп выпускается в трех вариантах: для принудительного водяного (ГУ-75А, ГУ-61А, ГУ-76А, ГУ-9А, ГУ-66А, ГУ-68А, ...), принудительного воздушного (ГУ-75Б, ГУ-61Б, ГУ-76Б, ГК-9Б, ГУ-66Б, ГУ-68Б, ...) и испарительного (ГУ-75П, ГУ-61П, ГУ-76П, ГК-9П, ГУ-66П, ГУ-68П, ...) охлаждения (см. § 1.4).

Применительно к транзисторным каскадам передатчиков основным является воздушное охлаждение с естественной конвекцией или принудительной циркуляцией воздуха. Корпуса современных транзисторов имеют малые размеры [1.3], поэтому все "мощные" транзисторы обязательно снабжаются радиаторами для уменьшения теплового сопротивления между корпусом транзистора и окружающим воздухом. Если в справочных данных о транзисторе указано тепловое сопротивление между р-п-переходом и окружающей средой ($R_{т,с}$), то в некоторых случаях допустима эксплуатация транзистора без радиатора, нуждающаяся в расчетном подтверждении. Если же в справочнике приведено тепловое сопротивление между р-п-переходом и корпусом транзистора ($R_{т,к}$) или указано, что транзистор допускает мощность рассеяния $P_{рас}$ при некоторой невысокой температуре корпуса, то, значит, в большинстве случаев радиатор необходим. Упрощенная методика расчета радиатора приведена в [1.28–1.31]. При тепловых расчетах температуру р-п-перехода следует принимать на 20...25 °С ниже предельно допустимой для данного транзистора.

Отметим в этой связи, что мощность одного транзистора в значительной мере ограничивается возможностями теплоотвода. При воздушном охлаждении трудно выполнить транзистор с допустимой рассеиваемой мощностью более 300...400 Вт. При водяном охлаждении достигнута отводимая мощность до 500 Вт.

В современных справочниках [1.2–1.4] приводятся подробные сведения об особенностях обеспечения теплового режима конкретных типов "мощных" транзисторов. Для достижения высокой надежности транзисторного передатчика этой конкретной информацией не следует пренебрегать.

По мере возрастания плотности монтажа возрастает трудность отвода тепла от транзисторов и ламп, расположенных в глубине корпуса каскада. В подобных случаях для вывода тепла используют так называемые тепловые трубки [1.34; 1.35], т.е. устройства для переноса тепла из одной зоны в другую при малой разности температур, работающие на основе явления испарения и конденсации жидкости. Эффективность тепловых трубок на несколько порядков выше обычных конвекционных систем. Для отвода тепла от "холодного" конца тепловой трубки (от зоны конденсации) могут быть использованы любые из упомянутых выше методов. У нас в стране выпускают радиолампы (ГУ-85К, ГУ-86К и др.), охлаждение анода которых производится через диэлектрические тепловые трубки, что позволяет существенно упростить конструкцию системы охлаждения.

1.10. Вопросы техники безопасности, охраны труда и окружающей среды при проектировании

Радиопередатчики, кроме, может быть, самых маломощных, представляют опасность и могут быть вредными для здоровья обслуживающего персонала или пользователя. Опасность и вредность передатчиков обуславливаются высоким электрическим напряжением, электромагнитным и рентгеновским излучением (при особо больших напряжениях), шумом вентиляторов системы охлаждения, возможностью попадания со стороны антенно-фидерной системы наводок от других передатчиков, грозовых разрядов и статического атмосферного электричества, возможностью возникновения сильной электрической дуги в низковольтных, но мощных цепях при случайном замыкании и др.

Меры обеспечения безопасности работ с передатчиками определены "Правилами техники безопасности при сооружении и эксплуатации радиопредприятий" и другими нормативными документами, которые созданы на основе многолетнего опыта эксплуатации, как отечественного, так и зарубежного; техника безопасности и охрана труда изучаются в специальном курсе, знакомство с ними проводится в лабораториях и при прохождении производственной практики. Большинство мер технического обеспечения безопасности обслуживающего персонала относится к области механического конструирования передатчика (корпус

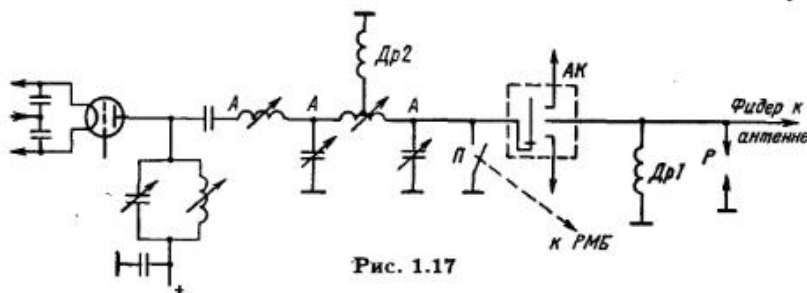


Рис. 1.17

как средство ограждения высоковольтных цепей и экранирования электромагнитного и рентгеновского излучений; механическая блокировка безопасности) и построения систем управления цепями питания (электрическая блокировка), изучающейся в специальных курсах [1.15, 1.21]. Ниже кратко затронуты отдельные меры безопасности, которые могут быть учтены при курсовом и дипломном проектировании радиочастотной части передатчика.

Прежде всего на выходе мощного стационарного передатчика устанавливается переключатель П (рис. 1.17), связанный с разединителем механической блокировки (РМБ) передатчика. При выключении передатчика и переводе РМБ в положение "Отключено" переключатель П соединяет выходные шины передатчика с корпусом (общим проводом, землей). Независимо от этого при помощи антенного переключателя (коммутатора АК) или выключателя передатчик отключается от антенно-фидерной системы. Наконец, в месте ввода каждого фидера в здание, где расположены передатчики, устанавливаются искровые разрядники Р для защиты передатчика от молний и дроссели Др1 для стекания с антенно-фидерной системы статического атмосферного электричества [1.14].

Если в каскаде передатчика имеются конденсаторы, провода, катушки, не имеющие в рабочем состоянии пути для стекания статических зарядов, как, например, цепи, отмеченные индексом А на рис. 1.17, то необходимо применять "разрядные" дроссели Др2, создающие такой путь. В данном примере дроссель подключен примерно к середине катушки П-образного контура, где потенциал радиочастоты меньше, чем на краях катушки, имеющие потенциалы противоположных знаков.

В передатчиках широко используют конденсаторы с твердым диэлектриком: керамические, пленочные, металлобумажные, бумажные, фольговые и др. Им свойственно явление абсорбции, т.е. сохранение на предварительно заряженном конденсаторе заметной доли напряжения (заряда) после кратковременного закорачивания обкладок. Так, после длительного (несколько часов) заряда и кратковременного (5 с) разряда на конденсаторе сохраняется примерно следующая доля первоначального напряжения: на керамическом до 45 %, слюдяном до 20 %, бумажном до 40 %, с диэлектриком из окиси алюминия 15 % [1.48, с. 21]. Это необходимо учитывать при проектировании системы РМБ.

Напряжения в цепях накала ламп обычно лежат в пределах 6...27 В и относятся к группе неопасных. Такие напряжения не выключаются при мелких профилактических работах или осмотрах. Однако рабочие токи накала мощных ламп достигают значений 300...500, а иногда и 1000 А, т.е. трансформаторы накала таких ламп имеют очень большую мощность. Поэтому случайно возникшее короткое замыкание цепи накала при неосторожном пользовании металлическим инструментом (отверткой, гаечным ключом) приведет к появлению сильной электрической (вольтовой) дуги, разбрызгиванию расплавленного металла, что очень опасно. Накал таких ламп при любых работах внутри передатчика необходимо отключать.

Из двух способов построения цепей питания (параллельного и последовательного) применительно к мощным высоковольтным ламповым каскадам некоторым преимуществом по безопасности обладает параллельное питание, так как при этом на выходных цепях передатчика нет постоянного напряжения питания.

В последние десятилетия человечество вынуждено принимать интенсивные меры для защиты воздушной и водной сред, флоры и фауны, да и самое себя от вредного воздействия побочных продуктов различных производств. Многочисленные передатчики, и прежде всего мощные и сверхмощные, оказывают вредное воздействие на окружающую среду. Вредными являются и электромагнитное излучение передатчика, и выбросы тепла из его системы охлаждения, и упомянутое выше рентгеновское излучение. Вред природе наносят выбрасываемые отработанные электрические батареи и выливаемый отработанный электролит аккумуляторов передатчиков небольшой мощности.

Во всем мире (а последнее время и в России) происходит бурное развитие сетей радиосвязи с подвижными объектами. Этот процесс характеризуется появлением большого числа радиопередатчиков УВЧ мощностью от долей до сотен ватт в наиболее густо населенной местности и непосредственно в руках пользователей. Степень вредного воздействия этих передатчиков на людей сейчас изучается. Безусловными являются рекомендации предельного снижения мощности передатчиков, контроль за распределением электромагнитных полей базовых передатчиков на местности, разумная конструкция и расположение антенны ручной абонентской радиостанции и др.

Для уменьшения вредного воздействия передатчиков на окружающую среду прежде всего необходимо разрабатывать радиотехнические системы и системы связи, нуждающиеся в передатчиках возможно меньшей мощности. Необходимо проектировать передатчики с возможно большим полным (промышленным) КПД, что приведет к меньшему тепловому загрязнению среды непосредственно и снизит потребность в энергии питания, т.е. будет способствовать уменьшению вредного воздействия на природу энергетической промышленности. Таким образом, экологические требования не противоречат основным тенденциям развития техники радиопередатчиков.

1.11. Использование ЭВМ и сети "Интернет" при проектировании*

Применение электронно-вычислительных машин (ЭВМ) и в первую очередь персональных компьютеров (ПК) при проектировании отдельных узлов и каскадов радиопередатчиков может идти в нескольких направлениях.

1. Выполнение непосредственных расчетов по аналитическим формулам. При этом ЭВМ не просто сокращает время на проведение рутинных расчетов, но и позволяет рассчитывать большое количество разных вариантов, а отсюда решать оптимизационные задачи при одном или нескольких варьируемых параметрах. Кроме того, поскольку время счета на ЭВМ мало, можно в аналитических методиках расчета использовать гораздо более сложные формулы и соотношения, например при учете более точных эквивалентных схем, как пассивных LCR-элементов, так и активных приборов. Примеры алгоритмов проектирования с применением ЭВМ даны в [1.44], [1.56], в последующих главах и в библиографии к ним.

2. Компьютерное моделирование. Современные ЭВМ и разработанное к ним программное обеспечение дают возможность анализировать работу отдельных узлов и каскадов радиопередатчиков, в которые входят сложные нелинейные модели активных приборов, например мощных биполярных и полевых транзисторов, и пассивные LCR-элементы достаточно сложной конфигурации. Компьютерное моделирование (экспериментирование) позволяет рассмотреть все возможные состояния работы активного прибора в реальных устройствах, в том числе "заглянуть внутрь", в частности определить временные зависимости и значения токов, напряжений и зарядов, протекающих в отдельных элементах его эквивалентной схемы. Например, в случае биполярного транзистора проследить все четыре состояния: отсечки, активного, насыщения и инверсного, а также моменты перехода из одного в другое. Все это особенно важно для мощных приборов, работающих со значениями токов, напряжений и мощностей, близких к предельно допустимым. Следует отметить, что натурный эксперимент не может дать ответы на эти вопросы, а попытки специального моделирования электронных приборов, например на низких частотах, также не дают положительных результатов.

3. Комплексное компьютерное проектирование по специализированным программам того или иного устройства от этапа получения документации на его проектирование до изготовления, настройки и эксплуатации. Такие программы, как правило, рассчитаны в первую очередь на специалистов, занимающихся разработкой только данных узлов и каскадов радиопередатчиков. Они часто содержат "ноу-хау" фирмы-разработчика и могут быть просто не доступны для других. Для учебного курсового и дипломного проектирования такие программы обычно не пригодны, если не сказать больше — вредны, поскольку в них, как

правило, опущен процесс отыскания из большого многообразия решений того, которое принято ее разработчиками.

Остановимся подробнее на сравнительно новом и перспективном компьютерном моделировании электронных устройств, в частности отдельных узлов и каскадов радиопередатчиков. При его проведении используют системы схемотехнического моделирования. Таких систем насчитывается огромное количество, как специализированных, так и универсальных. Наибольшее распространение получили программы Micro-Cap (Microcomputer Circuit Analysis Program) фирмы Spectrum Software, ориентированные на ПК, совместимые с IBM PC, и система DesignLab 8.0. Последняя является следующим поколением системы Design Center. Основу Design Center составляет программа PSpice, которая является наиболее известной модификацией программы схемотехнического моделирования SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), разработанной в начале 70-х годов в Калифорнийском университете.

Система Design Center оказалась очень удачной и стала эталонной программой моделирования аналоговых устройств. С помощью программы моделирования нелинейных и линеаризованных аналоговых электронных устройств PSpice можно рассчитать переходные и стационарные процессы при действии различных входных сигналов, режимы по постоянному току, частотные характеристики, спектры входного сигнала и на выходе исследуемого устройства, спектральные плотности внутренних шумов и другие характеристики. Версии этой программы позволяют также моделировать устройства сопряжения аналоговых и цифровых устройств и смешанные аналого-цифровые устройства. Принятые в этой системе математические модели полупроводниковых приборов используются во многих аналогичных программах (например, Micro-Cap V), а формат входного языка SPICE поддерживается большинством пакетов САПР — OrCAD 7.11, SPECCTRA 7.1, ACCEL EDA 13, Dr.Spice 2000 A/D 8.2, Electronics Workbench 5.0, System View 1.9, APLAC 7.0, Workview Office 3.0 и др. Перечисленные системы САПР применяются при схемотехническом моделировании как студентами при обучении и выполнении курсовых и дипломных проектов, так и специалистами в области схемотехники.

Программа Micro-Cap V поддерживает многостраничный графический редактор принципиальных схем и иерархические структуры, поведенческое моделирование аналоговых и цифровых компонентов, возможность описания цифровых компонентов с помощью логических выражений. В сочетании с библиотекой графических символов типовых операций (суммирование, вычитание, умножение, интегрирование, применение преобразования Лапласа и т.п.) это позволяет моделировать динамические системы, заданные не только принципиальными, но и функциональными схемами; большая библиотека компонентов, включающая наиболее популярные цифровые интегральные схемы дискретной логики и аналоговые компоненты типа диодов, биполярных и полевых транзисторов, магнитных сердечников, линий передачи с потерями, макромодели операционных усилителей, кварцевых резонаторов,

* Параграф написан совместно с В.А. Дортманом.

датчиков Холла и т.д. Все эти модели написаны в стандартном формате SPICE и могут быть использованы программами моделирования фирм MicroSim, IntoSoft и др.

Макромодели компонентов представляются в виде принципиальных электрических схем или в текстовом виде. Графики результатов выводятся в процессе моделирования или после его окончания по выбору пользователя, имеются сервисные возможности обработки графиков. Введен режим 3-мерных графиков, т.е. построение функции двух переменных.

Многовариантный анализ проектируемого устройства при вариации параметров и статистический анализ по методу Монте-Карло позволяют прогнозировать серийный выпуск. Допускается одновременно варьировать до 10 переменных и строить графики зависимостей характеристик схемы от варьируемых параметров. Имеется специальная программа MODEL для расчета параметров математических моделей аналоговых компонентов по справочным или экспериментальным данным, и при этом изначально библиотека компонентов включает модели более 10 тыс. электронных элементов (компонентов) фирм-производителей. Также для настройки моделей компонентов введены специальные программы расчета параметров компонентов PER (Parameter Estimation Program). По справочным данным на прибор автоматически составляется таблица параметров его модели и заносится в специальную библиотеку компонентов. При наличии ошибок информация о них мгновенно появляется на экране, и для их устранения имеются встроенные средства помощи.

Программы схемотехнического моделирования дают возможность проектировать практически все узлы и каскады радиопередатчиков. Предварительно проводится проектирование и расчет данного устройства по аналитическим формулам. Затем составляется его компьютерная модель и проводится исследование, в которое в первую очередь входит уточнение тех или иных характеристик, параметров проектируемого устройства. При необходимости проводится изменение и замена тех или иных элементов модели, чтобы приблизиться к расчетным либо лучшим параметрам.

Например, при проектировании пассивных устройств, в частности выходной фильтрующей системы (ВФС) передатчика, сперва по аналитическим формулам с помощью справочной литературы проводится предварительный расчет (см. § 3.9 и 3.10). Компьютерное экспериментирование ВФС позволяет определить действующие токи и напряжения на элементах ВФС в рабочей полосе частот, при рассогласованиях нагрузки и т.д. Далее после конструктивной проработки элементов ВФС с учетом данных компьютерного анализа могут быть уточнены добротность, паразитные емкости и индуктивности выводов элементов, входящих в ВФС. Все это учитывается в новой модели ВФС. После этого проводится уточнение характеристик ВФС, таких как рассогласование по входу, напряжения, токи, реактивные мощности, потери в элементах ВФС

в рабочей полосе частот и уровень фильтрации вне полосы пропускания. При этом может потребоваться изменение номинальных значений элементов ВФС, что будет учтено при окончательном конструировании ВФС и натурным экспериментом.

При проектировании устройств, в которые входят транзисторы, варикапы, диоды и другие полупроводниковые элементы, компьютерное моделирование позволяет уточнить режимы их работы, действующие на них напряжения, токи, рассеиваемые мощности. Кроме того, с учетом нелинейности параметров полупроводниковых элементов, что учитывается в их моделях, для устройств, в которых происходит усиление и преобразование колебаний с переменной амплитудой и фазой, а также в которых осуществляется та или иная модуляция, компьютерное моделирование позволяет вычислять их проходные и модуляционные характеристики, оценивать нелинейные искажения и качественные показатели.

Первоначально проводится расчет по аналитическим формулам режима работы полупроводниковых приборов и пассивных элементов проектируемого устройства. При этом используются упрощенные эквивалентные схемы полупроводниковых приборов, например представленные на рис. 1.1–1.5 или подобные им. Если не известны параметры эквивалентной схемы новых приборов, то необходимые параметры находят из сложных нелинейных моделей данных приборов, используемых при компьютерном моделировании. Таким образом составляется эквивалентная квазилинейная электрическая схема полупроводникового прибора. Это, в свою очередь, позволяет провести необходимые аналитические расчеты режима его работы и, что не менее важно, с учетом реактивных элементов его эквивалентной схемы составить схемы и рассчитать все элементы входных и выходных цепей связи. Очевидно, что чем точнее будут предварительно определены параметры квазилинейной модели используемого прибора, тем точнее будет выполнен предварительный расчет и тем с меньшими затратами времени на этапе машинного экспериментирования можно будет прийти к конечному оптимальному решению. Конечно, параллельно может проводиться натурный эксперимент, который может также вносить свои коррективы в окончательное решение.

При моделировании радиотехнических схем возникают ограничения, накладываемые аппаратной частью компьютера и самой программой, для которой существуют свои минимальные требования, при которых она сможет работать. Например, для системы схемотехнического проектирования Micro-Cap V необходим: процессор не хуже 80386 с сопроцессором, 15 Мбайт свободного пространства на жестком диске, операционная система Windows 3.1 или более поздние версии, монитор VGA или SVGA и оперативной памяти не менее 16 Мбайт.

При таких требованиях быстродействие компьютера невелико и анализ схемы может занимать от нескольких минут до часа и более. В связи с этим необходимо модернизировать аппаратную часть в соответствии с запросами пользователя и сложностью анализа схем.

Кроме аппаратных, существуют программные способы ускорения анализа схем. После запуска компьютера на анализ схемы, он сперва ее

исследует в переходном режиме и затем в стационарном. Так как состояние электрической схемы полностью описывается потенциалами ее аналоговых узлов и токами через индуктивности, то перед началом анализа переходных процессов желательно из предварительных приближенных расчетов, проведенных для анализируемой схемы, взять начальные, хотя и не очень точные, значения постоянных токов в блокировочных дроселях и постоянных напряжений на блокировочных и разделительных конденсаторах. Это позволяет быстрее прийти к стационарному режиму.

Если надо определить энергетические характеристики данной схемы, можно воспользоваться специальными возможностями программы. В этом случае можно использовать способ, описанный выше, либо использовать другой. На первоначальном этапе определения энергетических параметров происходит обнуление начальных условий для потенциалов всех аналоговых узлов и токов индуктивностей, а затем последующий расчет происходит на основе начальных значений полученных ранее при окончании расчета переходного процесса в предыдущем варианте.

Еще одно очень важное направление по применению ПК для проектирования, в том числе и радиопередающих устройств, состоит в использовании развитой информационной системы — сети "Интернет".

В сети "Интернет" существует множество сайтов с технической и справочной литературой, которую возможно получить, например <http://www.ieee.org/> — сайт с технической литературой, статьями и обзорами или <http://www.irf.com/> — сайт с информацией по радиокомпонентам в целом и справочной документацией на транзисторы, диоды и другие элементы фирмы International Rectifier Inc. Кроме того, в сети существует огромное количество материалов различных конференций, посвященных тем или иным научным и техническим вопросам. Также в Интернете есть сайты, посвященные: радиотехнике (например <http://www.chipinfo.ru/>), разработчикам и производителям радиоэлектронной аппаратуры (<http://www.crimsonsemi.com/>, <http://www.telcomsemi.com/>, <http://www.syntar.com/> и т.д.), поставщикам электронных компонентов (<http://www.chip-dip.ru/>, <http://www.rlocman.com.ru/eltav> и т.д.) и различные ресурсы, посвященные электронике. Помимо этого, в сети существуют электронные издания журналов и другой технической литературы, выпущенной ранее в бумажном варианте. К примеру, журналы "Радиотехника" — <http://www.glasnet.ru/~zaopirzhr/>, "Электро-связь" — <http://rtuis.miem.edu.ru/electrosv/index.htm> и др. Кроме технической литературы в Интернете находятся адреса ведущих фирм, которые разрабатывают программы схемотехнического моделирования, такие как ACCEL EDA — <http://www.acceltech.com/>; CAM350 — <http://www.ecam.com/>; DesignLab — <http://www.microsim.com/>; Electronics Workbench — <http://www.interactiv.com/>; HyperSignal Block Diagram — <http://www.hyperception.com/>; LabView — <http://www.ni.com/>; Micro-Cap — <http://www.spectrum-soft.com/>. Многие фирмы предоставляют возможность получить демонстрационные или студенческие программы бесплатно. В связи с этим они их распространяют через Интернет. Например, можно получить демонстрационную версию программы

Micro-Cap VI по адресу <http://www.spectrum-soft.com/demoform.html>, а DesignLab по адресу <http://www.microsim.com/>. Различные фирмы предоставляют через Интернет огромное количество платных и бесплатных услуг, элементов к программам по проектированию тех или иных узлов и устройств, обзоры по системам схемотехнического моделирования.

Список литературы к гл. 1

- 1.1. Радиопередающие устройства / Под ред. В.В. Шахгильдяна. — М.: Радио и связь, 1996. — 560 с.
- 1.2.1. Петухов В.М. Маломощные транзисторы и их зарубежные аналоги: Справочник. — Т. 1. — М.: КУБК-а, 1997. — 688 с.
- 1.2.2. Петухов В.М. Биполярные транзисторы средней и большой мощности низкочастотные: Справочник. — Т. 2. — М.: КубК—а, 1997. — 544 с.
- 1.2.3. Петухов В.М. Полевые и высокочастотные биполярные транзисторы средней и большой мощности и их зарубежные аналоги. — Т. 3. — М.: КубК—а, 1997. — 672 с.
- 1.2.4. Петухов В.М. Биполярные транзисторы средней и большой мощности сверхвысокочастотные и их зарубежные аналоги: Справочник. — Т.4. — М.: КубК—а, 1997. — 544 с.
- 1.3.1. Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности: Справочник / Под ред. А.В. Голомедова. — М.: Радио и связь, 1989. — 640 с.
- 1.3.2. Полупроводниковые приборы. Транзисторы малой мощности: Справочник / Под ред. А.В. Голомедова. — М.: Радио и связь, 1989. — 384 с.
- 1.3.3. Петухов В.М. Полупроводниковые приборы. Транзисторы. Дополнение первое: Справочник. — М.: Рикел; Радио и связь, 1994. — 232 с.
- 1.3.4. Петухов В.М. Полупроводниковые приборы. Транзисторы. Дополнение второе: Справочник. — М.: Рикел; Радио и связь, 1995. — 288 с.
- 1.4.1. Перельман Б.Л., Петухов В.М. Новые транзисторы: Справочник. Ч. 1. — М.: СОЛОН, МИКРОТЕХ, 1996. — 272 с.
- 1.4.2. Перельман Б.Л. Новые транзисторы: Справочник. Ч. 2. — М.: Солон, 1996. — 261 с.
- 1.4.3. Перельман Б.Л. Новые транзисторы: Справочник. Ч. 3. — М.: Солон, 1996. — 256 с.
- 1.5.1. Асessorов А., Кожевников В., Косой А. Новые транзисторы СВЧ // Радио. — 1996. — № 5. — С. 57–58.
- 1.5.2. Асessorов А., Асessorов В., Кожевников В., Матвеев С. Линейные СВЧ транзисторы для усиления мощности // Радио. — 1998. — № 3. — С. 49–51.
- 1.5.3. Асessorов В.В., Кожевников В.А., Асеев Ю.Н., Гаганов В.В. Модули ВЧ усилителей мощности для портативных средств связи // Электросвязь. — 1997. — № 7. — С. 21–22.
- 1.6. Кацнельсон Б.В., Калугин А.М., Ларионов А.С. Электрорадиодные и газоразрядные приборы: Справочник. — М.: Радио и связь, 1985. — 864 с.
- 1.7. Регламент радиосвязи: В 2-х т. / Международный Союз электросвязи, Женева, 1979. — М.: Радио и связь, 1985.
- 1.8. Указатель нормативных документов отрасли "Связь" (по состоянию на 01.03.1998) / Государственный комитет Российской Федерации по связи и информатизации. — М.: ЦНТИ "Информсвязь", 1998. — 39 с.
- 1.9. Общесоюзные нормы допустимых промышленных радиопомех. Промышленные, научные, медицинские и бытовые высокочастотные установки. Допустимые значения. Методы испытаний. Нормы 5-89 и 5Б-88.
- 1.10. Общесоюзные нормы на допустимые отклонения частоты радиопередатчиков всех категорий и назначений. Норма 17-84.
- 1.11. Общесоюзные нормы на побочные излучения радиопередающих устройств гражданского назначения. Норма 18-85.

- 1.12. Общесоюзные нормы на ширину полосы радиочастот и внеполосные излучения радиопередатчиков гражданского назначения. Норма 19-86.
- 1.13. ГОСТ Р 50799-95. Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость технических средств радиосвязи к электростатическим разрядам, импульсным помехам и динамическим изменениям напряжения сети электропитания. Требования и методы испытаний.
- 1.14. Инструкция по проектированию молниезащиты радиообъектов. Норматив ВСН 1-93.
- 1.15. Правила по охране труда на радиопредприятиях. Норматив ПОТ Р 45-002-94.
- 1.16. Ведомственные нормы допустимого шума на предприятиях связи. Норматив ВСН 601-92.
- 1.17. Методические указания по определению уровней электромагнитного поля, границ санитарно-защитной зоны и зоны ограничения застройки в местах размещения передающих средств радиовещания и радиосвязи кило-, гекто-, декаметрового диапазонов, 1991.
- 1.18. Санитарные правила и нормы защиты населения г. Москвы от электромагнитных полей передающих радиотехнических объектов / Центр Государственного санитарно-эпидемиологического надзора в г. Москве — Гос. Ком. сан.-эпид. надзор РФ, 1996.
- 1.19. Правила технической эксплуатации средств радиовещания и радиосвязи.
- 1.20. Правила технической эксплуатации средств вещательного телевидения.
- 1.21. ОСТ 45.05-93. Передатчики стационарные радиосвязи, радиовещания и телевидения. Блокировка внутреннего пространства. Общие технические требования. Методы испытаний.
- 1.22. ГОСТ 13 420-79. Передатчики для магистральной радиосвязи. Основные параметры, технические требования.
- 1.23. ГОСТ 13 924-80. Передатчики радиовещательные стационарные. Основные параметры и методы измерений.
- 1.24. ГОСТ 11 515-91.1.25. Каналы и тракты звукового вещания. Основные параметры качества.
- 1.25. ГОСТ 20 532-83.126. Радиопередатчики телевизионные I-V диапазонов. Основные параметры, технические требования и методы измерений.
- 1.26. ГОСТ Р 50 890-96. Передатчики телевизионные маломощные. Технические требования. Методы измерений.
- 1.27. Ингберман М.И., Эпштейн М.С. Оптимальные режимы применения и эксплуатации электровакуумных приборов. — М.: Радио и связь, 1985. — 136 с.
- 1.28. Дульнев Г.Н. Тепло- и массообмен в радиоэлектронной аппаратуре. — М.: Высшая школа, 1984. — 247 с.
- 1.29. Обеспечение тепловых режимов изделий электронной техники / А.А. Чернышев, В.И. Иванов, А.И. Аксенов, Д.Н. Глушков. — М.: Энергия, 1980. — 216 с.
- 1.30. Волохов В.А., Хрычиков Э.Е., Киселев В.И. Системы охлаждения радиоэлектронных приборов. — М.: Сов.радио, 1975. — 144 с.
- 1.31. Глушницкий И.А. Охлаждение бортовой аппаратуры авиационной техники. — М.: Машиностроение, 1987. — 184 с.
- 1.32. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 3 т. — М.: Мир, 1993. — Т. 1. — 414 с.
- 1.33. Тиктин С.А. Вапотронная техника. — Киев: Техника, 1975. — 152 с.
- 1.34. Чи С. Тепловые трубки. Теория и практика. — М.: Машиностроение, 1981. — 207 с.
- 1.35. Дульнев Г.Н., Беляков А.П. Тепловые трубки в электронных системах стабилизации температуры. — М.: Радио и связь, 1985. — 95 с.
- 1.36. Справочник по климату СССР. Температуры воздуха и почвы. — Л.: Гидрометеоздат, 1965.
- 1.37. ГОСТ 27.002-83. Надежность в технике. Термины и определения.

- 1.38. Надежность и живучесть систем связи / Под ред. Б.Я. Дудника. — М.: Радио и связь, 1984. — 215 с.
- 1.39. Галочкин В.А. Оценка эффективности структурных схем транзисторных передатчиков / Труды НИИР. — 1984. — № 1. — С. 54-59.
- 1.40. ОСТ 45.63-69. Обеспечение надежности средств электросвязи. Основные положения.
- 1.41. ОСТ 45.65-96. Методика расчета среднего времени восстановления оборудования электросвязи.
- 1.42. Надежность твердотельных интегральных схем / И.Е. Ефимов, И.Г. Кальман, В.И. Мартынов и др. — М.: Изд. стандартов, 1979. — 216 с.
- 1.43. Радиопередающие устройства (проектирование радиоэлектронной аппаратуры СВЧ на интегральных схемах) / Под ред. О.А. Челнокова. — М.: Радио и связь, 1982. — 256 с.
- 1.44. Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ / Под ред. О.В. Алексеева. — М.: Радио и связь, 1987. — 392 с.
- 1.45. Проектирование и техническая эксплуатация радиопередающих устройств / М.А. Сиверс, Г.А. Зейтленок, Ю.Б. Несвижский и др. — М.: Радио и связь, 1989. — 368 с.
- 1.46. Конденсаторы: Справочник / И.И. Четвертков, М.Н. Дьяконов, В.И. Присняков и др.; Под ред. И.И. Четверткова и М.Н. Дьяконова. — М.: Радио и связь, 1993. — 392 с.
- 1.47. Резисторы, конденсаторы, трансформаторы, дроссели, коммутационные устройства РЭС: Справочник / Н.Н. Акимов, Е.П. Ващуков, В.А. Прохоренко, Ю.П. Ходоренко. — Минск: Беларусь, 1994. — 591 с.
- 1.48. Справочник по электрическим конденсаторам / М.Н. Дьяконов, В.И. Карabanов, В.И. Присняков и др.; Под ред. И.И. Четверткова и В.Ф. Смирнова. — М.: Радио и связь, 1983. — 576 с.
- 1.49. Петров В.Е. Моделирование полевых транзисторов с барьером Шоттки для анализа генераторных режимов // Радиотехника. — 1988. № 9. — С. 20-24.
- 1.50. Сидоров И.Н., Биннатов М.Ф., Шведова Л.Г. Индуктивные элементы радиоэлектронной аппаратуры: Справочник. — М.: Радио и связь, 1992. — 288 с.
- 1.51. Справочник конструктора РЭА: Общие принципы конструирования / Под ред. Р.Г. Варламова. — М.: Сов.радио, 1980. — 480 с.
- 1.52. Электронные, квантовые приборы и микроэлектроника / Под ред. Н.Д. Федорова. — М.: Радио и связь, 1998. — 560 с.
- 1.53. Кацман Ю.А. Приборы СВЧ. Теория, основы расчета и проектирования электронных приборов. — М.: Высшая школа, 1983. — 368 с.
- 1.54. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник / Г.С. Найвельт, К.Б. Мазель, Ч.И. Хусаинов и др.; Под ред. Г.С. Найвельта. — М.: Радио и связь, 1985. — 576 с.
- 1.55. Кожевников В., Ассессоров В., Ассессоров А., Дикарев В. Мощные низковольтные СВЧ транзисторы для подвижных средств связи // Радио. — 1999. — № 10. — С. 45-46; 1999. — № 11. С. 43-44.
- 1.56. Качанов В.И. Проектирование транзисторных радиопередатчиков с применением ЭВМ. — М.: Радио и связь, 1988. — 256 с.

ГЛАВА 2

Расчет режимов генераторов с внешним возбуждением

2.1. Исходные данные для расчета ГВВ

Началу расчетов ГВВ предшествует составление ориентировочной структурной схемы передатчика, что позволяет более целесообразно, во взаимной увязке выбирать исходные данные для расчета каждого каскада, добиваясь определенной оптимизации передатчика в целом (§ 1.6–1.8). Должны быть известны: 1) назначение каскада (усилитель мощности колебаний с постоянной или переменной амплитудой); 2) схемное построение генератора (однотактное или двухтактное, резонансное или широкодиапазонное); 3) структура каскадов (один генератор, несколько генераторов с системой суммирования их мощностей, модульное построение). Последнее обстоятельство обсуждается прежде всего применительно к оконечному и предоконечному каскадам.

Для выполнения расчета режима ГВВ необходимо знать мощность P_1 , требующуюся от одного электронного прибора (транзистора или лампы); рабочую частоту или диапазон рабочих частот каскада ($f_n \dots f_b$); целесообразное для данного каскада и для передатчика в целом стандартное значение питающего напряжения E_n ; тип транзистора или лампы, их расчетные параметры и статические характеристики. Мощность, на которую рассчитывается выходная цепь ГВВ, определяется по мощности каскада (модуля) и числу транзисторов (ламп) в нем исходя из одинаковой мощности каждого транзистора (ламп) каскада.

Общие соображения по расчету режима изложены в [1.1]. Конкретные методики расчетов приведены ниже в данной главе. Особенности расчетов ГВВ в передатчиках различного назначения даны в гл. 5–9. Сведения о транзисторах и лампах приведены в справочной литературе. Для ориентировки в большом числе современных транзисторов и ламп полезно предварительно ознакомиться с § 1.3 и 1.4.

2.2. Особенности схем построения и режимов работы транзисторных ГВВ

Вводные замечания. Транзисторные ГВВ в сравнении с ламповыми, во-первых, отличаются многообразием приборов: биполярные,

различные полевые, включая МДП, с барьером Шоттки (ПТШ); двумя типами проводимости $n-p$ и $p-n$; способами включения (на примере биполярного транзистора возможно включение с ОЭ, ОБ или ОК; их конструктивным выполнением: в одном корпусе или на одном основании размещается одиночный, два однотипных или комплементарных ($n-p-n$ — $p-n-p$) транзистора, в том числе так называемые транзисторные сборки или балансные транзисторы. Во-вторых, схемами построения ГВВ: резонансные (узкополосные) и широкодиапазонные, последние на транзисторах реализуются на полосы до 100...1000 МГц; ГВВ могут выполняться по однотактной, двухтактной либо по квадратурной схеме. В-третьих, режимами работы транзисторов, помимо недонапряженного и граничного режимов применяют более эффективный ключевой режим, реализуемый в специальных однотактных и двухтактных схемах на частотах до 100 МГц, а на более высоких частотах вплоть до единиц гигагерц переходят к бигармоническому или полигармоническому режиму, в котором для повышения КПД используют одну (вторую или третью) либо одновременно несколько высших гармоник.

С учетом практической значимости целесообразно сначала рассмотреть особенности схемных построений ГВВ в недонапряженном и граничном режимах, затем отдельно привести методики расчета таких ГВВ на биполярных и полевых (МДП и ПТШ) транзисторах и далее отдельно рассмотреть особенности схемного построения и расчета ключевых генераторов на биполярных и МДП-транзисторах.

Однотактные генераторы. Такие ГВВ в силу относительной простоты построения в первую очередь используются в предварительных каскадах передатчиков, следующих непосредственно за его возбудителем, а также в предоконечных и оконечных каскадах передатчиков небольшой мощности (до 1...10 Вт). Конечно, однотактные генераторы используются и в мощных, в том числе оконечных каскадах передатчиков, в первую очередь на частотах $f > 100$ МГц, где построение двухтактных генераторов вызывает определенные трудности. Наконец, однотактные генераторы используются как составная часть ГВВ, построенных по квадратурной схеме в диапазоне от 0,1 до 10 ГГц (см. ниже).

В маломощных каскадах транзисторы, как правило, работают без отсечки тока в классе А. В этом случае снимается проблема ослабления высших гармоник и генераторы можно выполнять с коэффициентом перекрытия по частоте $K_f = f_b/f_n$ больше двух, а абсолютный диапазон частот может достигать 100...1000 МГц и более. При работе транзисторов с отсечкой тока в классах АВ, В и С обеспечивается высокий КПД, а включением выходной цепи на LC-элементах в виде ФНЧ или ПФ может обеспечиваться коэффициент перекрытия по частоте $K_f = f_b/f_n$, близкий к двум, при заданных требованиях на фильтрацию высших гармоник.

В предварительных маломощных каскадах на частотах ниже 10...100 МГц однотактные генераторы могут строиться по резистивной схеме без блокировочных дросселей и согласующих трансформаторов, так же как в усилителях звуковых частот и импульсных усилителях. При

выполнении генераторов на биполярных транзисторах их включают по схеме с ОЭ, где одновременно обеспечивается усиление как по току, так и по напряжению и тем самым достигается наибольший коэффициент усиления по мощности. Включение транзисторов с ОБ и ОК целесообразно только на входе или выходе многокаскадного усилителя для лучшей развязки с предыдущим или последующим каскадом. В частности, транзистор с ОБ обеспечивает низкое входное и большое выходное сопротивление, а с ОК — высокое входное и низкое выходное сопротивление.

Отсутствие блокировочных дросселей и трансформаторов значительно упрощает конструирование и позволяет решать вопросы микроминиатюризации таких усилителей. Отметим, что потери мощности в резисторах от постоянных составляющих токов и токов радиочастоты, а также неоптимальные нагрузочные сопротивления, определяемые непосредственно входным сопротивлением транзистора следующего каскада, при низких уровнях мощности не имеют особого значения.

В каскадах с уровнями мощности выше 0,1...10 Вт применяют трансформаторные схемы с включением транзисторов по схеме с ОЭ. Возможно включение и по схеме с ОБ, поскольку межкаскадный трансформатор повышает нагрузочное сопротивление и коэффициент усиления по мощности при таком включении будет больше 1. Трансформаторы с магнитной связью между обмотками применяют на частотах до 5...10 МГц в основном в каскадах мощностью не более 1...10 Вт. На более высоких частотах и при больших уровнях мощности, когда генераторы выполняются на мощных транзисторах с низкими входными и нагрузочными сопротивлениями (единицы и даже доли ома), используют главным образом трансформаторы на линиях.

В этих каскадах перспективно применение полевых МДП-транзисторов, а также переход к гибридным интегральным схемам (модулям) с использованием бескорпусных транзисторов. При этом удается увеличить полосу рабочих частот и одновременно выиграть в массогабаритных характеристиках, а также повысить технологичность изготовления.

На частотах выше 10...100 МГц входные, межкаскадные и выходные цепи связи (ЦС) строят на LC-элементах в виде цепей широкополосного согласования, компенсирующих шунтирующее действие выходных и входных емкостей транзисторов и сопротивление индуктивностей выводов, а также корректирующих снижение коэффициента усиления транзисторов с ростом частоты.

В простейшем случае резонансная нагрузка обеспечивается включением параллельно выводам транзистора емкости C и индуктивности L (рис. 2.1, а). Суммарная емкость $C + C_{\text{вых}}$, где $C_{\text{вых}}$ — выходная емкость транзистора, и индуктивность образуют параллельный контур, который настраивают на частоту f_0 , равную среднегеометрическому значению $f_{\text{ср}} = \sqrt{f_{\text{в}} f_{\text{н}}}$, т.е. $f_0 = 1/2\pi \sqrt{L(C + C_{\text{вых}})} = f_{\text{ср}}$. Для того чтобы при работе транзистора с отсечкой тока напряжение на коллекторе было близко к гармоническому, сопротивление контура на частоте высшей гармоники, определяемое приближенно емкостью

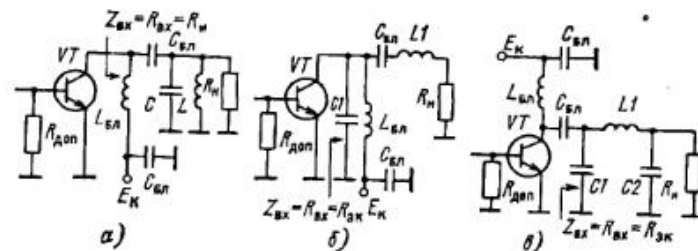


Рис. 2.1

$Z_{\text{ЭКП}} = 1/[j2\pi fn(C + C_{\text{ВЫХ}})]$, должно быть много меньше, чем его сопротивление на основной частоте $Z_{\text{ЭК}} = R_{\text{ЭК}} = R_{\text{н}}$. Допуская уровень высших гармоник напряжения не более 5...10 %, получаем

$$\frac{|U_{\text{ЭКП}}|}{|U_{\text{К1}}|} = \frac{|Z_{\text{ЭКП}} I_{\text{КП}}|}{|Z_{\text{ЭК1}} I_{\text{К1}}|} = \frac{\alpha_n(\theta)}{\alpha_1(\theta)} \frac{1}{2\pi fn(C + C_{\text{ВЫХ}})R_{\text{ЭК}}} < 0,05 \dots 0,1,$$

где $\alpha_1(\theta)$, $\alpha_n(\theta)$ — коэффициенты разложения косинусоидального импульса тока $i_{\text{к}}(\omega t)$. В частности, при угле отсечки $\theta = 90^\circ$ и $n = 2$ минимальная емкость контура ограничивается неравенством

$$Q_{\text{н}} = R_{\text{ЭК}}/\rho = 2\pi f(C + C_{\text{ВЫХ}})R_{\text{ЭК}} > 2 \dots 4, \quad (2.1)$$

поскольку $\alpha_1(90^\circ) = 0,5$ и $\alpha_2(90^\circ) = 0,212$. Таким образом, добротность нагруженного параллельного контура $Q_{\text{н}} = R_{\text{ЭК}}/\rho$ должна быть не ниже 2...4.

Если сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$ отличается от номинального $R_{\text{ЭК}}$, в качестве трансформаторов применяют Г-, Т- и П-цепочки в виде фильтров нижних частот (ФНЧ), в отличие от обычных ФНЧ, обеспечивающих трансформацию сопротивлений (проектирование Г-, Т- и П-цепочек рассмотрено в § 3.2). Каждая цепочка содержит одну-две индуктивности в продольных ветвях и одну-две емкости — в поперечных. При этом, во-первых, они обеспечивают лучшую фильтрацию высших гармоник, чем если бы выполнялись в виде ФВЧ. Во-вторых, ЦС на основе ФНЧ проще выполнить конструктивно: на частотах примерно до 15 ГГц — в виде сосредоточенных LC-элементов, а на частотах выше 100...300 МГц — на распределенных структурах, например на микрополосковых (несимметричных полосковых) линиях с электрической длиной меньше $\lambda/4$. В-третьих, при структуре ФНЧ выходная емкость $C_{\text{ВЫХ}}$ и индуктивности выводов $L_{\text{ВЫВ}}$ транзисторов достаточно просто включаются в LC-элементы трансформирующих цепочек или образуют дополнительные Г-цепочки. Примеры использования Г- и П-цепочек в качестве коллекторной цепи транзистора показаны на рис. 2.1, б, в. На рис. 2.1, б Г-цепочка, состоящая из $(C_1 + C_{\text{ВЫХ}})$ и L_1 , понижает нагрузочное сопротивление $R_{\text{н}} < R_{\text{ВХ}} = R_{\text{ЭК}}$. Переход к П-цепочке на рис. 2.1, в

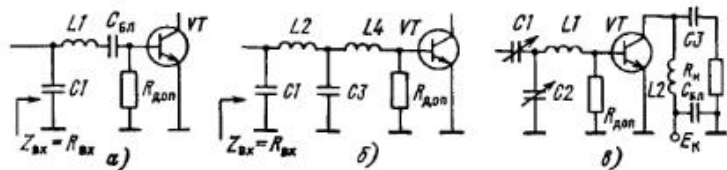


Рис. 2.2

(при этом добавляется еще емкость C_2) позволяет как понижать, так и повышать нагрузочное сопротивление ($R_n \geq R_{вх}$).

На рис. 2.2, а, б показано включение одной и двух Г-цепочек на входе транзистора (на рис. 2.2, б при $C_1 = 0$ на входе будет Т-цепочка). Они повышают $R_{вх} > R_n$, где R_n — нагрузочное сопротивление, равное резистивной составляющей входного сопротивления транзистора. В то же время Т-цепочка (на рис. 2.2, б при $C_1 = 0$) может трансформировать нагрузочные сопротивления в обе стороны ($R_{вх} \geq R_n$). На практике также применяют Т-цепочку, показанную на рис. 2.2, в, состоящую из двух емкостей C_1 и C_2 и индуктивности L_1 , в качестве которой может использоваться индуктивность монтажа и вывода транзистора. Хотя такая цепь обеспечивает несколько худшую фильтрацию высших гармоник, подстройкой емкостей C_1 и C_2 легко осуществляется трансформация сопротивлений $R_{вх}$ и R_n в широких пределах.

Согласующие Г-, Т- и П-цепочки обеспечивают трансформацию резистивных сопротивлений на фиксированной частоте $f = \text{const}$. Практически коэффициент перекрытия по частоте K_f генераторов с такими ЦС может составлять не более 1,1...1,2. При больших K_f ЦС выполняют в виде ФНЧ-трансформаторов (см. подробнее об этом в § 3.2), которые представляют последовательное соединение нескольких Г-цепочек. ФНЧ-трансформатор обеспечивает, как и в Г-, Т- и П-цепочках, не обязательно дискретную трансформацию резистивных сопротивлений R_n и $R_{вх}$ с некоторым рассогласованием $\Delta Z_{вх}$ (т.е. сопротивление R_n трансформируется в $Z_{вх} = R_{вх} + \Delta Z_{вх}$) в заданной полосе частот $f_n \dots f_{в}$. Чем больше коэффициент трансформации $r = R_{вх}/R_n$ отличается от единицы, чем меньше допустимое значение $\Delta Z_{вх}/R_n$ и чем шире полоса пропускания, тем большее число Г-цепочек требуется, т.е. сложнее оказывается схема ФНЧ-трансформатора и труднее его настройка. Кроме того, при больших коэффициентах трансформации величины LC-элементов в соседних цепочках начинают сильно различаться и поэтому труднее практически реализуются. Поэтому при больших коэффициентах трансформации $r \gg 1$ и $r \ll 1$ целесообразно последовательно включать широкодиапазонный трансформатор с магнитными связями (либо трансформатор на линиях), осуществляющий основную дискретную трансформацию $r_1 = 4; 9; 25; \dots$ или $r_1 = 1/4; 1/9; 1/25; \dots$ и ФНЧ-трансформатор на одной или двух Г-цепочках для дополнительной, не обязательно дискретной, трансформации сопротивлений $r_2 = r/r_1$.

В большинстве случаев ФНЧ-трансформаторы удобно использовать как ЦС в каскадах транзисторных генераторов. Примером явля-

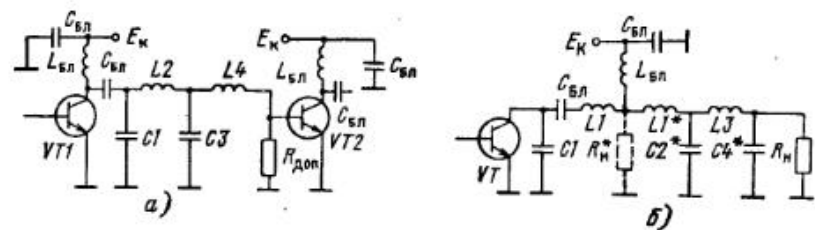


Рис. 2.3

ется схема на рис. 2.3, а, где две Г-цепочки могут представлять ФНЧ-трансформатор, обеспечивающий трансформацию относительно низкого входного сопротивления второго транзистора в сравнительно высокоомное нагрузочное сопротивление $R_{эк}$ первого транзистора. Аналогично можно использовать ФНЧ-трансформаторы в качестве входных и выходных ЦС (см., например, рис. 2.1, б и 2.2, б). Единственная трудность возникает при использовании ФНЧ-трансформатора в выходной цепи, когда требуется повышать нагрузочное сопротивление $R_n > R_{эк}$. В этом случае включают два ФНЧ трансформатора (рис. 2.3, б). Первый ФНЧ-трансформатор на Г-цепочке из емкости C_1 и индуктивности L_1 понижает нагрузочное сопротивление $R_n^* < R_{эк}$. Второй — на $L_1^* C_2^* L_3^* C_4^*$ — осуществляет трансформацию сопротивления R_n^* вверх до заданного значения R_n . Поскольку в реальной схеме индуктивности L_1 и L_1^* объединяются в одну, а емкостью C_1 может являться выходная емкость транзистора $C_{ввых}$, то внешне получается один ФНЧ-трансформатор. В то же время блокировочный дроссель $L_{бл}$ следует подключать между L_1 и L_2^* в точку с минимальным высокочастотным напряжением (поскольку $R_n^* < R_{эк}; R_n$).

С ростом частоты вычисленные индуктивности $L_{расч}$ согласующих Г-, Т- и П-цепочек или ФНЧ-трансформаторов оказываются малыми, что затрудняет их практическую реализацию. В узкодиапазонных генераторах с $K_f < 1,1 \dots 1,2$, и в первую очередь в генераторах, работающих на фиксированной частоте ($K_f = 1$), можно увеличивать индуктивности до конструктивно выполнимых величин $L_{\Sigma} = 20 \dots 30$ нГн. При этом дополнительно индуктивность $L_{доп} = L_{\Sigma} - L_{расч}$ достаточно компенсировать последовательно включенной емкостью $C_{доп} = 1/(2\pi f)^2 L_{доп}$, настроенной с ней в резонанс (рис. 2.4). Очевидно, чем больше $L_{доп}$, тем меньше $C_{доп}$, тем более резонансной (узкодиапазонной) становится ЦС и тем больше в ней потери, но при этом возрастает фильтрация высших гармоник.

Примеры модульного построения двух- и трехкаскадных узкодиапазонных усилителей мощности на базе одноктактных генераторов с применением цепей связи в виде Г-, Т- и П-цепочек в гибридно-интегральном исполнении даны в [1.5].

Двухтактные генераторы. В диапазоне частот до 30...100 МГц переход к двухтактным

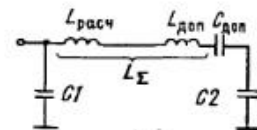


Рис. 2.4

ГВВ в первую очередь обусловлен возможностью перевода транзисторов для работы с отсечкой тока коллектора (стока) в режиме класса В ($\theta = 90^\circ$) и тем самым повышению КПД при сохранении гармонического напряжения на выходе без включения фильтрующих LC-цепей. В диапазоне 100...2000 МГц переход к двухтактным ГВВ на балансных транзисторах позволяет резко снизить обратную связь, обусловленную индуктивностью общего вывода транзистора. Поэтому двухтактное построение ГВВ как в оконечных, так и в предоконечных и предварительных каскадах передатчиков применяют при уровнях мощности, начиная с 1...10 Вт на частотах до 1...2 ГГц.

Наиболее просто двухтактные генераторы выполнять на комплементарных транзисторах (с разным типом p-n-p и p-n-p-проводимости), поскольку отпадает необходимость установки фазовращателей на 180° на входе и на выходе одного из транзисторов. В этом случае транзисторы включаются параллельно по переменному току по входу и по выходу. Однако из-за определенных технологических трудностей нельзя сделать радиочастотные p-n-p-кремниевые биполярные транзисторы с параметрами, близкими к параметрам p-n-p-транзисторов, в частности оказываются существенно различными температурные зависимости их основных параметров. Промышленностью выпускается ограниченный набор мощных комплементарных биполярных транзисторов (КТ904-КТ914) и др. [1.2-1.4]). В связи с этим мощные двухтактные генераторы радиочастот строят на транзисторах одного типа проводимости.

Помимо получения необходимых фазовых сдвигов 180° первостепенной проблемой в двухтактных ГВВ на радиочастотах является обеспечение короткозамкнутой нагрузки на частотах четных гармоник $Z_{э\kappa}(n\omega) \rightarrow 0$ при $n = 2, 4, \dots$. Это требование является решающим и определяющим построение двухтактных ГВВ: на частотах приблизительно до 100 МГц их строят на обычных транзисторах и широкодиапазонных трансформаторах, а на частотах приблизительно от 100 до 2000 МГц — на балансных транзисторах и LC-элементах в качестве ЦС. Сперва рассмотрим построение двухтактных ГВВ на широкодиапазонных трансформаторах.

В простейшем случае на входе и выходе одного из транзисторов надо установить фазовращатели на 180° , которые обычно выполняют на трансформаторах 1:1, а для сохранения симметричной работы — аналогичные трансформаторы 1:1, но без поворота фазы на входе и выходе другого транзистора. При таком построении выходные трансформаторы должны обеспечивать трансформацию 1:1 не только на основной частоте, но и на частотах высших гармоник. Следовательно, их верхняя граничная частота должна быть в 7...10 раз выше верхней рабочей частоты ГВВ. Поэтому на практике двухтактные генераторы строят по-иному.

В схеме рис. 2.5, выполненной на трансформаторах с магнитными связями, благодаря тому, что у T2 первичные обмотки размещены на общем магнитопроводе и средняя точка по радиочастоте соединена с корпусом блокировочным конденсатором $C_{бл2}$, эквивалентная нагрузка в коллекторной цепи для каждого транзистора по четным гармоникам

близка к нулю. При работе транзисторов в режиме В (угол отсечки 90°) в импульсах коллекторных токов отсутствуют нечетные гармоники, а четные закорачиваются с помощью T2, и напряжения на коллекторах и в нагрузке оказываются близкими к гармоническому. Входной трансформатор T1 обеспечивает аналогично параллельное включение транзисторов по входу.

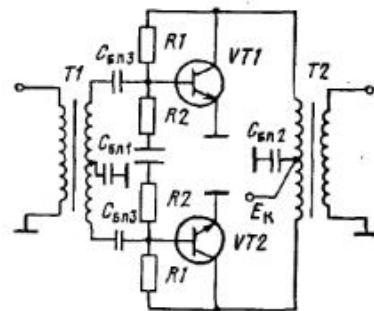


Рис. 2.5

Рассмотрим построение двухтактных генераторов на трансформаторах-линиях (рис. 2.6). В коллекторной цепи трансформатор T2 симметрирует напряжения основной частоты на коллекторах транзисторов и обеспечивает замыкание четных гармоник коллекторных токов с возможно малым сопротивлением, а трансформаторы T3 осуществляют переход к несимметричной нагрузке. В схеме рис. 2.6, а коллекторное питание подается через блокировочные дроссели $L_{бл}$, в схемах рис. 2.6, б, в — через проводники трансформатора T2.

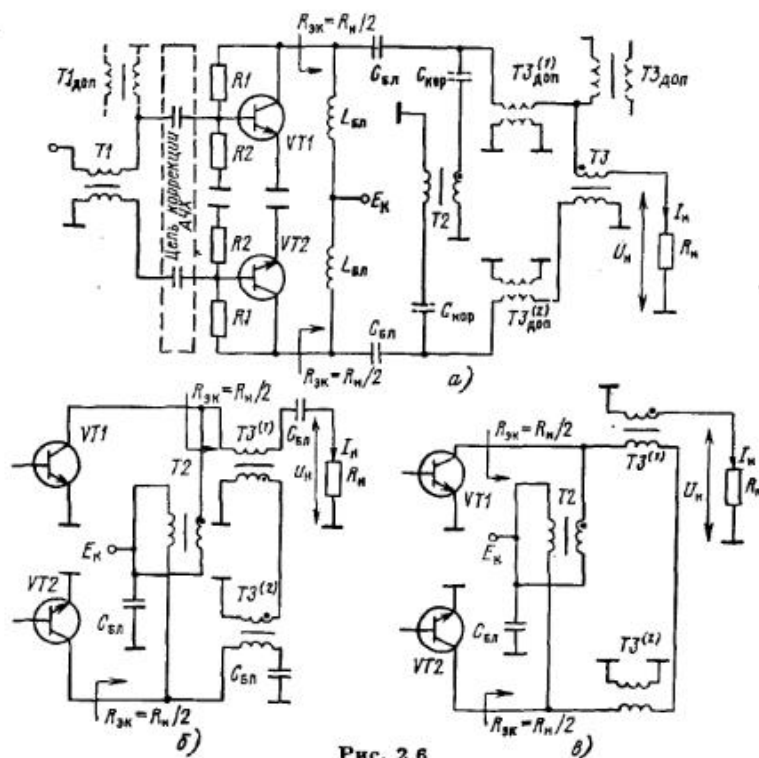


Рис. 2.6

Поскольку постоянные составляющие коллекторных токов должны быть примерно одинаковыми, а через проводники Т2 они протекают в противоположных направлениях, то создается только незначительное дополнительное подмагничивание в магнитопроводе Т2.

В схеме рис. 2.6, а для подключения нагрузки к коллекторам транзисторов используется трансформатор-линия Т3 с волновым сопротивлением $Z_{сз} = R_{н} = R_{эк}/2$ и продольным напряжением на ней $U_{пр} = U_{к}$ и током $I_{л} = I_{н} = I_{к1}$. Однако такая схема применима лишь тогда, когда транзисторы расположены достаточно близко друг к другу либо как, например, балансные транзисторы — в одном корпусе. Если же расстояние между ними велико, так что сопротивление индуктивностей проводников, соединяющих коллекторы транзисторов с входными зажимами Т3, соизмеримы с $R_{н}$, схему дополняют линиями Т3⁽¹⁾ и Т3⁽²⁾, заменяющими эти проводники. Конструктивно их выполняют в виде полосковых линий с волновым сопротивлением $Z_{сздоп} = R_{н}/2 = R_{эк}$ непосредственно на монтажной печатной плате.

В схеме рис. 2.6, б нагрузка $R_{н}$ подключается с помощью двух трансформаторов — линий Т3⁽¹⁾ и Т3⁽²⁾. Для обеспечения в них режима бегущей волны волновые сопротивления выбирают равными $Z_{сз} = R_{эк}/2 = R_{н}$, продольные напряжения $U_{пр} = U_{к}$, ток в линиях $I_{л} = I_{н} = I_{к1}$. В схеме рис. 2.6, в изменено соединение линий Т3⁽¹⁾ и Т3⁽²⁾ на выходных зажимах. В результате продольное напряжение на линии Т3⁽¹⁾ увеличивается вдвое и становится равным напряжению на нагрузке, а на линии Т3⁽²⁾ — равным нулю и ее устанавливают без магнитопровода.

Волновое сопротивление и электрическую длину линий Т2 и Т3 выбирают из следующих соображений [1.44]. При противофазном возбуждении транзисторов четные гармоники коллекторных токов синфазны и через сопротивление нагрузки эти токи не замыкаются, так как линии Т3 оказываются разомкнутыми на правых по схеме концах. Проводимость линии Т3 определяется как $j(1/Z_{сз}) \operatorname{tg}(\pi fl_{эз}/c_0)$, где $l_{эз} = l\sqrt{\epsilon_{эф}}$ — электрическая длина линии; l — геометрическая длина; $\epsilon_{эф}$ — эффективная диэлектрическая проницаемость; $c_0 = 3 \cdot 10^8$ м/с — скорость света в вакууме, и при малой электрической длине носит емкостной характер. Входное сопротивление короткозамкнутой линии Т2 для четных гармоник с эквивалентной электрической длиной $l_{э2}/2$ [1.44] равно $Z_{с2} \operatorname{tg}(2\pi fl_{э2}/c_0)$ и носит индуктивный характер.

Важно, чтобы результирующая проводимость линий Т2 и Т3 с учетом проводимости выходной емкости транзистора $C_{к}$

$$j \frac{1}{Z_{сз}} \operatorname{tg}(2\pi fl_{эз}/c_0) + \frac{1}{jZ_{с2} \operatorname{tg}(2\pi fl_{э2}/2c_0)} + j2\pi fC_{к}$$

принимала максимальное значение на частотах $2f_p, 4f_p, \dots$, где f_p находится в интервале $f_{в} \dots f_{н}$ генератора. Если это не обеспечивается, напряжение на коллекторе с частотой этих гармоник резко возрастает,

транзистор может переходить в перенапряженный режим, и, как следствие этого, возрастают нелинейные искажения сигнала с переменной амплитудой на выходе генератора.

Входное сопротивление линии Т2 для противофазных составляющих (первой и нечетных гармоник коллекторного тока) определяется сопротивлением разомкнутой линии длиной $l_{э2}/2$ и при малой ее длине ($l_{э2} < \lambda/4$) носит емкостной характер $X_{эк} = -jZ_{с2}/\operatorname{tg}(2\pi fl_{э2}/2c_0)$. При замене $\operatorname{tg}(2\pi fl_{э2}/2c_0) \approx (2\pi fl_{э2}/2c_0)$ эквивалентная емкость $C_{эк} = l_{э2}/2c_0 Z_{с2}$. Можно считать, что конденсатор $C_{эк}$ подключается параллельно транзистору и его емкость вместе с выходной емкостью $C_{к}$ шунтируют нагрузку. Поэтому должно обеспечиваться условие $1/2\pi f_{в}(C_{к} + C_{эк}) \geq (10 \dots 20)R_{эк}$. Практически, чтобы обеспечивались одновременно перечисленные два требования, волновое сопротивление линии Т2 выбирается равным или близким к $R_{эк}$, т.е. $Z_{с2} \approx R_{эк}$, а ее электрическая длина не более $0,02\lambda$.

Поскольку в схемах рис. 2.6, а, б продольные напряжения на линиях Т2 и Т3 одинаковы, их целесообразно помещать на общий магнитопровод, обеспечивая при этом одинаковое число витков и выдерживая начало намотки в соответствии с точками на рис. 2.6*. Если каждую линию помещать на отдельный сердечник, объем каждого из них (для сохранения неизменной магнитной индукции) должен быть таким же, как объем сердечника, на который наматываются две линии одновременно, а частотные характеристики генератора в области нижних частот оказываются даже хуже [1.44]. В схеме рис. 2.6, в при размещении линий Т2 и Т3⁽¹⁾ на одном общем магнитопроводе число витков Т3⁽¹⁾ должно быть в 2 раза больше, чем Т2.

В схеме рис. 2.6, а входной трансформатор Т1 обеспечивает последовательное и противофазное включения транзисторов по входу по высокой частоте и одновременно осуществляет переход к несимметричной нагрузке для предыдущего каскада при коэффициенте трансформации 1:1. Обычно между Т1 и транзисторами включается цепь коррекции (см. рис. 3.30), которая не только выравнивает коэффициент усиления по мощности двухтактного генератора по диапазону, но и обеспечивает резистивное входное сопротивление $R_{вх\Sigma}$. Поэтому волновое сопротивление линии Т1 выбирают равным $R_{вх\Sigma}$, и при этом нет ограничений на ее длину. Отметим, что вместо Т1 (как и вместо Т3) можно применять трансформаторы на линиях с повышением входного и нагрузочного сопротивлений. Назначение Т1^{доп} и Т3^{доп} поясняется в § 3.3. В [1.44] рассматриваются другие разновидности построения (в том числе бестрансформаторные по выходу) схем двухтактных генераторов.

На частотах выше $10 \dots 30$ МГц помимо специальных цепей коррекции, компенсирующих снижение коэффициента усиления транзистора по мощности, для уменьшения влияния выходных и паразитных емкостей и индуктивностей выводов транзисторов и монтажа, а также пара-

* Только при отсутствии дополнительных линий Т3⁽¹⁾ и Т3⁽²⁾.

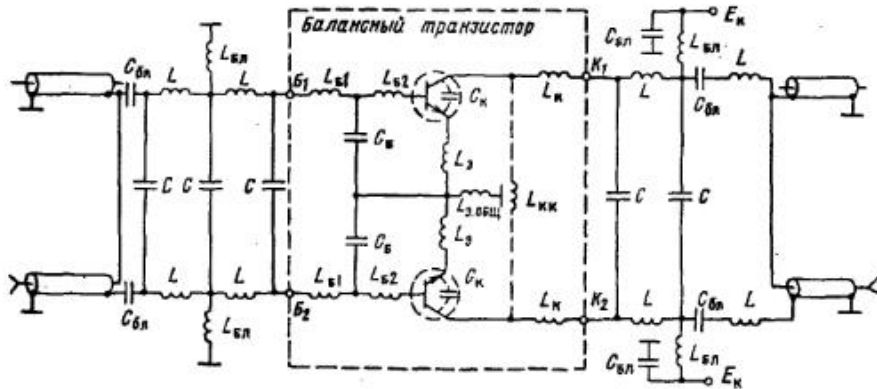


Рис. 2.7

зитных элементов согласующих трансформаторов в выходные и межкаскадные цепи включают дополнительные LCR-элементы (см. § 3.4–3.6).

В двухтактных генераторах на широкодиапазонных трансформаторах из-за трудности в обеспечении короткозамкнутой нагрузки в выходной цепи на частотах четных гармоник частотные ограничения наступают на частоте около 100 МГц (при нижней рабочей частоте 1,5...10 МГц). При небольших коэффициентах перекрытия по частоте (не более одной октавы, $K_f < 2$) верхняя рабочая частота в этих генераторах может достигать 100...150 МГц. В этом случае последовательно с проводниками линии Т2 включают конденсаторы $C_{кор}$ (на рис. 2.6, а показаны штриховой линией), которые с эквивалентными индуктивностями $L_{ЭК} = (Z_{C2}/2\pi f) \operatorname{tg}(2\pi f l_{C2}/2c_0) \approx Z_{C2}l/2c_0$ (при замене $\operatorname{tg} x = x$) образуют последовательные контуры, настроенные на частоту второй гармоники $f_0 = 1/2\pi\sqrt{C_{кор}L_{ЭК}} = 2\sqrt{f_H f_B}$.

Однако значительно проще выполнять двухтактные ГВВ на балансных транзисторах (транзисторных сборках), тем более, что промышленность выпускает широкий набор таких приборов (табл. 2.1). Балансный транзистор состоит из двух транзисторов одного типа проводимости, помещенных в общий корпус. Включенные по схеме с ОЭ и ОБ, транзисторы обычно рассчитаны на работу в определенном частотном диапазоне. На рис. 2.7 помимо самих кристаллов, обведенных штриховыми окружностями, показаны индуктивности соединительных проводников эмиттера и коллектора, а в цепях баз включены трансформирующие $L_{Б1}C_{Б}L_{Б2}$ -цепочки. У некоторых транзисторов, в первую очередь предназначенных для работы в узком диапазоне частот, во входной и коллекторной цепях включают сложные согласующие и трансформирующие цепи. Кроме того, у отдельных транзисторов между их коллекторами включается индуктивность $L_{КК}$. При этом $L_{КК}$ компенсирует шунтирующее действие выходных емкостей транзисторов $C_{ВЫХ} = C_{К}$, образуя с ними резонансный контур, настроенный на частоту $f_0 \approx \sqrt{f_H f_B}$. Важно отметить, что сопротивление выходных емкостей транзисторов относительно велико, поэтому нагруженная добротность этого контура полу-

Таблица 2.1
Список двоянных и балансных транзисторов для двухтактных ГВВ
в диапазоне частот 100...2000 МГц

| Марка | Диапазон раб. частот, ГГц | Мощность, Вт | Схема включения | Режим работы |
|----------|---------------------------|--------------|-----------------|--------------------------|
| КТ9173АС | до 0,225 | 50 | ОЭ | Сверхлинейный кл. А |
| КТ9125АС | 0,1...0,5 | 50 | ОЭ | Непрерывный |
| КТ9105АС | 0,1...0,5 | 100 | ОЭ | Непрерывный |
| 2Т9147АС | 0,1...0,4 | 160 | ОЭ | Непрерывный кл. АВ, В, С |
| 2Т9128АС | 0,1...0,2 | 200 | ОЭ | Непрерывный |
| 2Т9155А | 0,15...0,86 | 15 | ОЭ | Линейный |
| 2Т9155Б | 0,15...0,86 | 50 | ОЭ | Линейный |
| 2Т9155В | 0,15...0,86 | 100 | ОЭ | Линейный |
| КТ985АС | 0,22...0,4 | 125 | ОЭ | Непрерывный |
| 2П928А | до 0,4 | 250 | ОИ | Непрерывный |
| КТ991АС | 0,35...0,7 | 55 | ОЭ | Непрерывный |
| КТ101АС | 0,35...0,7 | 100 | ОЭ | Непрерывный |
| 2Т9132АС | 0,35...0,7 | 140 | ОБ | Непрерывный |
| 2Т9153АС | 0,39...0,84 | 6 | ОЭ | Непрерывный |
| КТ9150А | 0,47...0,86 | 8 | ОЭ | Линейный |
| КТ9142А | 0,47...0,86 | 50 | ОЭ | Линейный |
| КТ9152А | 0,47...0,86 | 100 | ОЭ | Линейный кл. АВ |
| 2П933А | до 0,1 | 15 | ОИ | Непрерывный |
| 2Т9156АС | 0,65...1,0 | 15 | ОЭ | Непрерывный |
| 2Т9156БС | 0,65...1,0 | 50 | ОЭ | Непрерывный |
| 2Т987А | 0,7...1,0 | 45 | ОБ | Непрерывный |
| 2Т9118А | 0,9...1,45 | 75 | ОБ | Непрерывный |
| 2Т9140А | 0,9...1,45 | 110 | ОБ | Непрерывный |
| 2Т9122А | 1,3...2,0 | 55 | ОБ | Непрерывный |

чается низкой и может не обеспечиваться условие (2.1), тем более при работе в полосе частот до одной-двух октав. Поэтому в двухтактных генераторах на балансных транзисторах, в отличие от генераторов на широкодиапазонных трансформаторах, может не обеспечиваться короткое замыкание в цепях коллекторов на четных гармониках, особенно в нижней части рабочего диапазона.

Первое преимущество двухтактных генераторов на балансных транзисторах состоит в том, что при той же колебательной мощности в расчете на обычный транзистор результирующие входное и нагрузочное сопротивления увеличиваются в 4 раза: в 2 раза, поскольку каждый из двух элементарных транзисторов рассчитывается на колебательную мощность, в 2 раза меньшую, и еще в 2 раза благодаря последовательному включению транзисторов по входу и выходу. Второе преимущество — в балансных транзисторах заметно уменьшено влияние индуктивностей общих выводов благодаря тому, что значительная их часть оказывается общей на два транзистора (на рис. 2.7 она показана в виде $L_{Э.общ}$). Через $L_{Э.общ}$ эмиттерные токи протекают в противофазе и компенсируют друг друга, и эквивалентное ее сопротивление близко к нулю.

При построении двухтактных генераторов во входной цепи базы (или эмиттера) и в выходной коллекторной цепи включаются L- и C-элементы, которые образуют либо отдельные Г (или Т- и П-) цепочки,

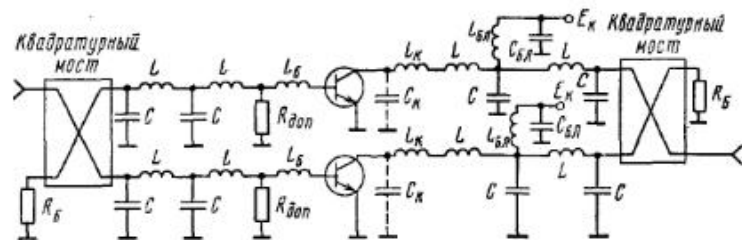


Рис. 2.8

либо дополняют Г (или Т- и П-) цепочки вместе с L- и C-элементами, расположенными внутри корпуса транзистора. Последовательные индуктивности внешних LC-цепочек обычно выполняют на отрезках плосковых линий, а параллельные емкости — сосредоточенными без заземления средних точек, что несколько увеличивает симметрию работы двухтактного генератора. Для повышения входного и нагрузочного сопротивлений двухтактной схемы соответственно на входе и выходе могут включаться трансформаторы на линиях с симметричным входом и выходом (см. рис. 3.13, а, б), а для перехода к несимметричному входу и выходу включаться трансформаторы 1:1 также на линиях по схемам рис. 3.13, в-е. На рис. 2.7 показаны только "переходные" трансформаторы.

Генераторы по квадратурной схеме. Такие генераторы или, как их называли первоначально, генераторы по балансной схеме представляют два идентичных (рис. 2.8) одноконтурных генератора. Входные и выходные ЦС вместе с индуктивностями выводов и паразитными емкостями транзисторов либо с LC-элементами, встроенными внутрь корпуса транзистора, обеспечивают согласование и трансформацию сопротивлений до номинальных величин. Нагрузочное сопротивление обычно равно 50 или 75 Ом, а входное сопротивление может составлять 25; 12,5 Ом и ниже. Одновременно входная ЦС может выполнять задачу коррекции АЧХ в рабочей полосе частот (см. § 3.6). По входу и выходу генераторы подключают к квадратурным мостам деления и сложения, так что они работают со сдвигом по фазе на 90° . Основные преимущества такого построения ГВВ описаны в [1.1]. Благодаря им генераторы по квадратурной (балансной) схеме широко используются на частотах приблизительно от 100 МГц до 10 ГГц. Отметим, что в качестве генераторов в квадратурной схеме на частотах от 100 до 2000 МГц можно использовать двухтактные генераторы на балансных транзисторах. Таким образом, в одном ГВВ сочетаются достоинства двухтактной схемы на балансных транзисторах и квадратурного построения.

2.3. Расчет ГВВ на биполярных транзисторах

Вводные замечания. Расчет электрического режима транзистора состоит из двух этапов: расчет коллекторной цепи и расчет входной

цепи. Расчет коллекторной цепи можно проводить независимо от схемы включения транзистора, а входной — отдельно для схем с ОЭ или с ОБ. При обеих схемах включения транзистора его входная цепь (цепь возбуждения) строится таким образом [2.3], чтобы транзистор работал без отсечки тока в классе А ($\theta = 180^\circ$) либо с отсечкой тока в классе В ($\theta = 90^\circ$). При этом импульсы коллекторного тока должны быть близкими к симметричным отрезкам косинусоиды, что, например, особенно важно при построении двухтактных генераторов.

Расчет генератора проводится при заданной колебательной мощности P_1 . В двухтактных генераторах — при заданной мощности P_1 , приходящейся на один транзистор, в двухтактных генераторах на балансных транзисторах на половинную мощность, развиваемую данным прибором. Общие рекомендации по выбору транзистора и схемы его включения для заданных мощности P_1 и частотного диапазона $f_H \dots f_B$ даются в § 1.3.

В результате расчета выходной и входной цепей генератора находятся электрические параметры, в частности соответственно нагрузочное $R_{эк}$ и входное сопротивление $Z_{вх} = R_{вх} + jX_{вх}$ непосредственно на выводах кристалла прибора (в балансных транзисторах — на выводах каждой его половины). Для определения нагрузочного сопротивления, которое необходимо подключать к выходным выводам транзистора, и входного сопротивления на его входных выводах надо пересчитать соответственно $R_{эк}$ и $Z_{вх}$ с учетом как индуктивностей выводов транзистора, так и специально встроенных либо технологически образованных LC-элементов внутри корпуса прибора. Алгоритм такого пересчета дается в § 2.5 на примере генератора на полевом транзисторе с барьером Шоттки диапазона СВЧ.

Расчет коллекторной цепи. Для современных мощных биполярных транзисторов, как правило, оговаривается номинальное напряжение коллекторного питания $E_{к.п.}$. Напряжение коллекторного питания $E_{к.п.}$ может быть задано в ТЗ на проектируемый передатчик, в частности его источниками питания, аккумуляторами и т.д., либо выбираться согласно ГОСТу. Из числа стандартных питающих напряжений, получаемых от выпрямителей, в транзисторных каскадах передатчиков могут использоваться следующие: 3; 4; 5; 6; 9; 12; 15; 20; 24; 27; 30; 48; 60; 80 В. Наиболее часто используются 6; 12; 24; 48 В. По согласованию с заказчиком могут применяться 6,3; 12,6; 40 В. В последние годы для аппаратуры связи с подвижными объектами (сотовой, транкинговой, радиальной, ...) выпускаются транзисторы, специально рассчитанные на низкие питающие напряжения гальванических батарей или аккумуляторов. Здесь рекомендуются напряжения 5,8; 6; 8,5; 12,5 В. Использование при невысоких питающих напряжениях 6...12 В более высоковольтных транзисторов, рассчитанных на 27...50 В, приводит к существенному снижению мощности, КПД и K_p .

Если напряжение $E_{к.п.}$ не задается, то в мощном оконечном каскаде его можно определить исходя из допустимого $E_{к.доп}$ или полного использования транзистора по напряжению, когда $E_{к.мах} = E_{кэ.доп}$ или

$E_{кб, доп}$. При этом можно получить более высокие значения КПД и коэффициента усиления по мощности K_P , а в некоторых случаях снять с транзистора колебательную мощность P_1 большую, чем P'_1 , указанную в [1.2–1.4 и табл. 1.1] для данного транзистора. Если транзистор заведомо недоиспользуется по мощности ($P_1 < P'_1$), целесообразно занижать $E_{к max}$ на 20...30 % по отношению к допустимому значению, что значительно повышает надежность его работы, хотя и несколько снижает КПД и K_P , а также увеличивает рассеиваемую на нем мощность.

В предоконечном каскаде, особенно если оконечный каскад состоит из нескольких модулей, в большинстве случаев стремятся использовать те же транзисторы, что и в оконечном. Поэтому для них напряжение E_k выбирают равным или несколько меньшим по сравнению с E_k оконечного каскада. Питание осуществляется от того же источника, что и оконечного каскада, но через гасящее сопротивление в коллекторной цепи. Снижение E_k в первую очередь повышает надежность работы транзисторов, хотя при этом может снизиться P_1 и K_P . В предварительных маломощных каскадах, как правило, используют другие типы приборов — менее мощные и часто с меньшим напряжением питания, которое осуществляется от отдельного источника либо от того же источника через гасящие сопротивления.

Расчет коллекторной цепи транзистора проводят с учетом возможного рассогласования нагрузки. Для оконечного каскада передатчика нагрузкой Z_H является входное сопротивление антенны или согласующего устройства, устанавливаемого перед антенной. Нагрузкой предоконечного и предварительных каскадов является входное сопротивление последующего каскада.

Входное сопротивление антенны или согласующего устройства на рабочей фиксированной частоте, а тем более в диапазоне рабочих частот может отличаться от номинального $R_{н, ном}$. Область возможных отклонений Z_H относительно $R_{н, ном}$ определяется допустимым коэффициентом бегущей волны в нагрузке $K_{БВ, н}$ (или коэффициентом стоячей волны $K_{СВ, н} = 1/K_{БВ, н}$). К транзистору оконечного каскада нагрузка подключается через выходную цепь связи (фильтрующую систему). В узкодиапазонных, резонансных оконечных каскадах обычно нагрузочное сопротивление Z_H трансформируется в выходной ЦС (фильтрующей системе) в необходимое $R_{эк}$ для транзистора. В широкодиапазонных каскадах выходная ЦС (фильтрующая система) проектируется на заданный $K_{БВ, ф}$ в рабочей полосе частот (см. § 3.4 и 3.10). Кроме того, мостовая схема сложения, устанавливаемая в оконечном каскаде, может также вносить некоторые рассогласования на входе, определяемые своим $K_{БВ, м}$. Для оценки результирующего рассогласования, создаваемого этими последовательно включенными цепями, нагруженными на комплексное сопротивление Z_H , надо в диапазоне рабочих частот $f_H \dots f_B$ рассчитать результирующее входное сопротивление $Z_{вх}$ и затем оценить минимальный $K_{БВ, вх}$ на входе, определяющий отклонение $\Delta Z_{вх}$ входного сопротивления $Z_{вх}$ относительно номинального сопротивления $R_{вх, ном}$, равного $R_{эк}$ для транзисторов оконечного каскада. Поскольку расчет $Z_{вх}$

оказывается очень трудоемким, ограничиваются приближенной оценкой $K_{БВ, вх min}$. С запасом $K_{БВ, вх min}$ можно определить как произведение $K_{БВ}$ всех последовательно включенных цепей и $K_{БВ, н}$ нагрузки:

$$K_{БВ, вх min} = K_{БВ, н} K_{БВ, ф} K_{БВ, м}. \quad (2.2)$$

В предоконечных и предварительных каскадах приведенное нагрузочное сопротивление для транзистора также может быть рассогласованным из-за изменений ΔZ_H входного сопротивления транзистора последующего каскада и, кроме того, из-за рассогласования в межкаскадных цепях связи и трансформаторах и в схеме деления мощности. Оценивать $K_{БВ, вх min}$ для этих каскадов можно по этой же формуле. Значение $K_{БВ, вх min}$ в оконечных каскадах не должно быть ниже 0,5...0,7; в предоконечном и предварительных каскадах допустимо снижение $K_{БВ, вх min}$ до 0,2...0,5.

Расчет коллекторной цепи надо вести так, чтобы при номинальном нагрузочном сопротивлении $R_{эк, ном}$ обеспечивался граничный режим, т.е. $R_{эк, ном} = R_{эк, гр}$. Тогда при уменьшении нагрузочного сопротивления ($|Z_{эк}| < R_{эк, ном}$) транзистор будет переходить в недонапряженный режим, при увеличении ($|Z_{эк}| > R_{эк, ном}$) — в перенапряженный. При этом мощность в нагрузке изменяется в меньшей степени ($P_{1 max}/P_{1 min} \geq 1/K_{БВ, вх}$), а КПД и K_P остаются близкими к максимальным.

Расчет выполняют исходя из заданной номинальной мощности $P_{1 ном}$ при работе транзистора в граничном режиме. Граничный режим можно считать оптимальным на низких и средних частотах. Величина $r_{нас}$ транзистора находится по выходным статическим характеристикам $i_k(e_k)$. На высоких частотах, где коэффициент усиления становится низким, для его повышения за счет некоторого снижения КПД переходят в слегка недонапряженный режим работы транзистора. При этом расчет коллекторной цепи ведется с использованием формул для граничного режима, только значение $r_{нас}$ увеличивают в 1,5...3,0 раза.

В последующие расчетные соотношения входят α и γ — коэффициенты разложения косинусоидальных импульсов с углом отсечки θ (или $\pi - \theta$) и ряд параметров транзисторов, которые берут из табл. 1.1 и справочных данных [1.2–1.4]. Расчет выполняют в следующей последовательности.

1. Амплитуда напряжения первой гармоники $U_{к1}$ на коллекторе

$$U_{к1 гр} = E_k (0,5 + 0,5 \sqrt{1 - (8r_{нас}/\alpha_1(\theta)(P_{1 ном}/E_k^2)}), \quad (2.3)$$

где напряжение коллекторного питания E_k считается заданным либо выбирается равным стандартному. В (2.3) следует подставлять E_k , уменьшенное относительно напряжения источника питания E_n на 0,1...0,5 В, что может быть связано с потерями по постоянному току в блокировочном дросселе и в измерительном сопротивлении (или приборе) для

контроля постоянной составляющей тока коллектора $I_{к1}$. Отметим, что для достижения КПД не ниже 0,6 величина под радикалом в (2.3) должна быть не менее 0,3...0,4.

При полном использовании транзистора по напряжению ($E_{к\max} \leq E_{к\text{доп}}$) из условия $E_{к} = E_{к\text{доп}} - U_{к1\max} = E_{к\text{доп}} - (1, 2 \dots 1, 3)U_{к1\text{гр}}$, где коэффициент 1,2...1,3 учитывает увеличение $U_{к1}$ при переходе в перенапряженный режим, и принимая $U_{к1\text{гр}} = (0, 7 \dots 0, 9)E_{к}$, определяем

$$E_{к} \leq (0, 46 \dots 0, 54)E_{к\text{доп}}. \quad (2.4)$$

Соответственно напряжение питания $E_{п}$ должно быть увеличено на 0,1...0,5 В, и желательно, чтобы оно было равно стандартному значению.

2. Максимальное напряжение на коллекторе не должно превышать допустимого:

$$E_{к\max} = E_{к} + (1, 2 \dots 1, 3)U_{к1\text{гр}} \leq E_{к\text{доп}}. \quad (2.5)$$

Если это не выполняется, необходимо снизить $E_{к}$.

3. Амплитуда первой гармоники коллекторного тока

$$I_{к1} = 2P_{1\text{ном}}/U_{к1\text{гр}}. \quad (2.6)$$

4. Постоянная составляющая коллекторного тока

$$I_{к0} = (\alpha_0(\theta)/\alpha_1(\theta))I_{к1} \leq I_{к0\text{доп}} \text{ при } \theta < 180^\circ, \quad (2.7a)$$

$$I_{к0} = (1, 1 \dots 1, 2)I_{к1} \leq I_{к0\text{доп}} \text{ для класса А.} \quad (2.7b)$$

5. Максимальный коллекторный ток

$$I_{к\max} = I_{к0}/\alpha_0(\theta) \leq I_{к\max\text{доп}} \text{ при } \theta < 180^\circ, \quad (2.8a)$$

$$I_{к\max} = I_{к0} + I_{к1} \leq I_{к\max\text{доп}} \text{ для класса А.} \quad (2.8b)$$

6. Максимальная мощность, потребляемая от источника питания,

$$P_{0\max} = P_{0\text{ном}} = E_{к}I_{к0}. \quad (2.9)$$

7. Коэффициент полезного действия коллекторной цепи при номинальной нагрузке

$$\eta = P_{1\text{ном}}/P_{0\text{ном}}. \quad (2.10)$$

8. Максимальная рассеиваемая мощность на коллекторе транзистора

$$P_{к\max} = P_{0\text{ном}} - P_{1\text{мин}} = P_{0\text{ном}} - P_{1\text{ном}}\sqrt{KB_{\text{вх\min}}} \text{ при } \theta < 180^\circ; \quad (2.11a)$$

$$P_{к\max} = P_{0\text{ном}} \text{ для класса А.} \quad (2.11b)$$

9. Номинальное сопротивление коллекторной нагрузки (в двухтактных генераторах для транзистора в одном из плеч)

$$R_{\text{эк.ном}} = U_{к1\text{гр}}^2/2P_{1\text{ном}}. \quad (2.12)$$

В ГВВ, построенных на трансформаторах с магнитными связями и трансформаторах на линиях из-за дискретного значения коэффициента трансформации, двухкратной трансформации сопротивлений в схемах двухтактных генераторов (см. рис. 2.6), дискретной трансформации сопротивлений в широкодиапазонных мостовых схемах сложения (деления) мощности (см. § 3.7) при заданном нагрузочном сопротивлении передатчика не всегда можно обеспечить точно расчетное значение $R_{\text{эк.ном}}$ (2.12). В этом случае вначале по вышеизложенной методике рассчитывают необходимое нагрузочное сопротивление $R_{\text{эк.ном}}^*$, а затем выходную цепь генератора строят так, чтобы нагрузочное сопротивление данного каскада трансформировалось в $R_{\text{эк.ном}}$ как можно ближе к $R_{\text{эк.ном}}^*$. Если при $R_{\text{эк.ном}}$ транзистор недоиспользовался по напряжению ($E_{к\max} < E_{к\text{доп}}$), то возможно $R_{\text{эк.ном}} > R_{\text{эк.ном}}^*$, если же недоиспользовался по току ($I_{к\max} < I_{к\max\text{доп}}$), то возможно $R_{\text{эк.ном}} < R_{\text{эк.ном}}^*$. Отметим, что в широкодиапазонных ГВВ сначала проектируют выходную или межкаскадную ЦС (см. § 3.4), из расчета которой будет известно $R_{\text{эк.ном}}$.

Далее параметры коллекторной цепи уточняют при заданном $R_{\text{эк.ном}}$.

10. Амплитуда переменного напряжения на коллекторе

$$U_{к1\text{гр}} = 2P_{1\text{ном}}R_{\text{эк.ном}}.$$

11. Амплитуда первой гармоники $I_{к1}$, постоянная составляющая $I_{к0}$ и максимальное значение $I_{к\max}$ коллекторного тока определяют по (2.6)–(2.8).

12. Напряжение коллекторного питания

$$E_{к} = U_{к1\text{гр}} + r_{\text{нас}}I_{к\max}.$$

13. Максимальное напряжение $E_{к\max}$ определяют по (2.5).

14. Величины P_0 , η и $P_{к\max}$ определяют по (2.9)–(2.11).

Расчет входной цепи транзистора. Приводимая ниже методика расчета входной цепи для схем с ОЭ и с ОБ справедлива на частотах до $(0,5 \dots 0,8)f_T$. Если рабочая частота оказывается выше, то следует брать более высокочастотный транзистор. Для транзисторов диапазона УВЧ-СВЧ ($f \geq 500 \dots 1000$ МГц) существенную роль играют LC-элементы, образующиеся или специально создаваемые между кристаллом и корпусом транзистора. Это относится и к более низкочастотным транзисторам, внутри корпуса которых встроены согласующе-трансформирующие

LC-цепи. В этих случаях расчет входной цепи проводят с применением ЭВМ, используя полные эквивалентные схемы транзисторов с учетом дополнительных LCR-элементов, либо ориентируются на экспериментальные измерения параметров входной цепи, в частности на приводимые в справочниках.

При расчете входной цепи транзистора с ОЭ предполагается, что между базовым и эмиттерным выводами транзистора по радиочастоте включен резистор $R_{доп}$ (как показано на рис. 2.1 и 2.2*), сопротивление которого составляет

$$R_{доп} = \frac{h_{21э0}}{2\pi f_T C_э} \left(1 - \frac{h_{21э0}}{2\pi f_T C_э R_{уэ}} \right) \approx \frac{h_{21э0}}{2\pi f_T C_э} \text{ при } R_{уэ} \rightarrow \infty. \quad (2.13)$$

Кроме того, между коллекторным и базовым выводами включен резистор величиной $R_{бк} = h_{21э0}/2\pi f_T C_{кэ}$ (в схемах на рис. 2.5 и 2.6 сопротивление $R_1 = R_{бк}$). На частотах $f > 3f_T/h_{21э0}$ в реальных схемах можно не ставить $R_{доп}$ и $R_{бк}$, однако в последующих расчетных формулах $R_{доп}$ необходимо оставлять.

Расчет ведут в такой последовательности.

1. Амплитуда тока базы

$$I_б = \chi \frac{\sqrt{1 + (h_{21э0} f / f_T)^2}}{h_{21э0} \gamma_1(\theta)} I_{к1}, \quad (2.14a)$$

где $\chi = 1 + \gamma_1(\theta) 2\pi f_T C_{кэ} R_{эк}$.

2. Напряжение смещения на эмиттерном переходе при $\theta < 180^\circ$

$$|E_{бэ}| \approx \left| -I_б \frac{\gamma_0(\pi - \theta) R_{доп}}{\sqrt{1 + (h_{21э0} f / f_T)^2}} + E_{отс} \right|. \quad (2.15a)$$

В режиме класса А

$$|E_{бэ}| \approx E_{отс} + I_{к0} \left[\frac{r_б}{h_{21э0}} + r_э \left(1 + \frac{1}{h_{21э0}} \right) \right].$$

Напряжение $E_{отс}$ принимают равным 0,5...0,7 В для кремниевых и 0,2...0,3 В для германиевых транзисторов.

3. Максимальное обратное напряжение на эмиттерном переходе

$$|E_{бэ \max}| \approx \left| -I_б \frac{(1 + \cos \theta) R_{доп}}{\sqrt{1 + (h_{21э0} f / f_T)^2}} + E_{отс} \right|. \quad (2.16a)$$

* В схемах на рис. 2.5 и 2.6 роль $R_{доп}$ выполняют параллельно включенные резисторы R_1 и R_2 , т.е. $R_1 R_2 / (R_1 + R_2) \approx R_2 = R_{доп}$.

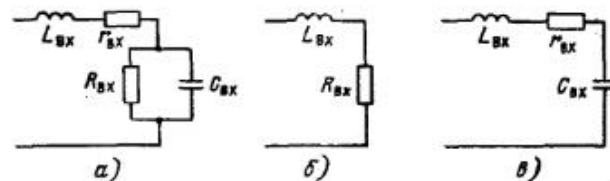


Рис. 2.9

В режиме класса А расчет $E_{бэ \max}$ опускается.

Если $E_{бэ}$ и $E_{бэ \max}$ превышают предельно допустимые значения, то можно уменьшить сопротивление $R_{доп}$ по сравнению с (2.13).

4. В эквивалентной схеме входного сопротивления транзистора на рис. 2.9, а $L_{вхОЭ}$, $r_{вхОЭ}$, $C_{вхОЭ}$ находят по следующим формулам:

$$\left. \begin{aligned} L_{вхОЭ} &= L_б + L_э / \chi; \\ r_{вхОЭ} &= [(1 + \gamma_1(\theta) 2\pi f_T C_{кэ} R_{эк}) r_б + r_э + \gamma_1(\theta) 2\pi f_T L_э] / \chi; \\ R_{вхОЭ} &= [r_б + (1 + \gamma_1(\theta) h_{21э0}) r_э] / \chi - r_{вхОЭ} + R_{доп} [1 - \gamma_1(\theta)]. \end{aligned} \right\} \quad (2.17a)$$

5. Резистивная и реактивная составляющие входного сопротивления транзистора

$$\left. \begin{aligned} Z_{вх} &= r_{вх} + jx_{вх}; \\ r_{вх} &= r_{вхОЭ} + R_{вхОЭ} / [1 + (h_{21э0} f / f_T)^2]; \\ x_{вх} &= 2\pi f L_{вхОЭ} - \frac{R_{вхОЭ} (h_{21э0} f / f_T)}{1 + (h_{21э0} f / f_T)^2}. \end{aligned} \right\} \quad (2.18a)$$

На практике является важным частный случай — диапазон относительно высоких частот данного транзистора ($f > 3f_T/h_{21э0}$), для которого (2.14a)–(2.18a) удобно привести к виду

$$I_б \approx \chi(f/f_T) I_{к1} / \gamma_1(\theta); \quad (2.14б)$$

$$E_{бэ} \approx -I_б \gamma_0(\pi - \theta) / 2\pi f C_э + E_{отс}; \quad (2.15б)$$

$$E_{бэ \max} \approx -I_б (1 + \cos \theta) / 2\pi f C_э + E_{отс}; \quad (2.16б)$$

$$R_{вхОЭ} \approx \frac{1}{\chi} [r_б + (1 + \gamma_1(\theta) h_{21э0}) r_э] - r_{вхОЭ} + h_{21э0} \frac{1 - \gamma_1(\theta)}{2\pi f_T C_э}; \quad (2.17б)$$

$$C_{вхОЭ} = h_{21э0} / f_T R_{вхОЭ};$$

$$r_{вх} = r_{вхОЭ} + (f_T / h_{21э0} f)^2 / R_{вхОЭ};$$

$$x_{вх} = 2\pi f L_{вхОЭ} - (f_T / h_{21э0} f) R_{вхОЭ}. \quad (2.18б)$$

6. Входная мощность

$$P_{вх} = 0,5 I_б^2 r_{вх}. \quad (2.19)$$

7. Коэффициент усиления по мощности

$$K_P = P_1/P_{вх}. \quad (2.20)$$

8. Постоянные составляющие базового и эмиттерного токов

$$I_{б0} = I_{к0}/h_{21э0}; \quad I_{э0} = I_{б0} + I_{к0}. \quad (2.21)$$

Расчет входной цепи транзистора при включении с ОБ дается при работе в режиме класса А для всего диапазона частот, а при работе с отсечкой тока — для $f > (0,2 \dots 0,3)f_T$.

1. Амплитуда тока эмиттера

$$I_э = \frac{\sqrt{1 + (f/f_{h21б})^2}}{h_{21б0}\gamma_1(\theta)} I_{к1},$$

где $f_{h21б} = (1, 2 \dots 1, 6)f_T$ — граничная частота по току в схеме с ОБ; $h_{21б0} = h_{21э0}/(1 + h_{21э0}) \approx 1$ — коэффициент усиления по току в схеме с ОБ на постоянном токе.

2. Напряжение смещения на эмиттерном переходе при $\theta < 180^\circ$

$$E_{эб} = (\gamma_0(\pi - \theta)/2\pi f C_э) I_э - |E_{отс}|.$$

В режиме класса А

$$E_{эб} \approx E_{отс} + I_{к0} \left[\frac{r_б}{h_{21э0}} + r_э \left(1 + \frac{1}{h_{21э0}} \right) \right].$$

3. Максимальное обратное напряжение на эмиттерном переходе

$$E_{эб\max} = [(1 + \cos \theta)/2\pi f C_э] I_э - E_{отс}.$$

В режиме класса А величину $E_{эб\max}$ не рассчитывают.

Напряжения $E_{эб}$ и $E_{эб\max}$ не должны превышать допустимые значения.

4. Постоянные составляющие базового и эмиттерного токов определяют по (2.21).

5. В эквивалентной схеме входного сопротивления транзистора на рис. 2.9, а $L_{вхОБ}$, $r_{вхОБ}$, $R_{вхОБ}$, $C_{вхОБ}$ равны

$$\left. \begin{aligned} L_{вхОБ} &= L_э + \chi L_б; \\ r_{вхОБ} &= r_б + r_э - \gamma_1(\theta)\chi L_б(2\pi f_{h21б} - 2\pi f_T/\chi h_{21э0}); \\ R_{вхОБ} &= \frac{\gamma_1(\pi - \theta)}{\gamma_1(\theta)} \frac{1}{2\pi f_{h21б} C_э} + \frac{r_б}{1 + h_{21э0}} + r_э - r_{вхОБ}; \\ C_{вхОБ} &= 1/\gamma_1(\theta) 2\pi f_{h21б} R_{вхОБ}. \end{aligned} \right\} \quad (2.22)$$

6. Резистивная и реактивная составляющие входного сопротивления транзистора

$$\left. \begin{aligned} Z_{вх} &= r_{вх} + jx_{вх}; \\ r_{вх} &= r_{вхОБ} + R_{вхОБ}/[1 + (f/f_{h21б})^2]; \\ x_{вх} &= 2\pi f L_{вхОБ} - R_{вхОБ}(f/f_{h21б})/[1 + (f/f_{h21б})^2]. \end{aligned} \right\} \quad (2.23)$$

7. Мощность возбуждения

$$P_{вх} = 0,5 I_э^2 r_{вх}.$$

8. Коэффициент усиления по мощности рассчитывают по (2.20).

Отметим, что из-за положительной обратной связи, создаваемой индуктивностью $L_б$ на высоких частотах, может быть $r_{вх} < 0$. В этом случае для сохранения устойчивой работы генератора можно непосредственно включить последовательно с эмиттерным выводом транзистора дополнительное сопротивление $R_{доп} \geq |r_{вх}|$ так, чтобы $K_P = P_1/[0,5 I_э^2 (r_{вх} + R_{доп})]$ составлял не более 10. При построении широкодиапазонных генераторов на транзисторах с ОБ в классе А на частотах $f \leq 0,3 f_{h21б}$ можно не учитывать $C_{вхОБ}$ и перейти к эквивалентной схеме рис. 2.9, б, в которой

$$L_{вхОБ} = L_э + \chi L_б; \quad R_{вхОБ} = r_э + r_б/(1 + h_{21э0}). \quad (2.24)$$

В конце расчетов коллекторной и входной цепей транзистора определяют мощность, рассеиваемую в нем: $P_{рас} \approx P_{к\max} + P_{вх}$. Значение $P_{рас}$ является исходным параметром для расчета температуры в структуре транзистора и системы его охлаждения.

Пример. Рассчитать двухтактный генератор мощностью 150 Вт в диапазоне частот 3...30 МГц; номинальный режим — граничный, коэффициент бегущей волны на входе выходной цепи связи $K_{б,вх} = 0,7$; напряжение питания $E_п = 30$ В.

Расчет выполним для одного плеча двухтактного генератора на мощность 75 Вт. Угол отсечки коллекторного тока выберем равным 90° . По табл. 1.1 выбираем транзистор 2Т927А со следующими параметрами: $r_{нас} \approx 0,4$ Ом; $r_б \approx 0,5$ Ом; $R_{у,э} > 100$ Ом; $E_{отс} = 0,7$ В; $h_{21э0} \approx 20$; $f_T \approx 200$ МГц; $C_к \approx 120$ пФ; ($C_{к,а} \approx 34$ пФ); $C_э \approx 2850$ пФ; $L_э \approx 3$ нГн; $L_б \approx 3$ нГн; $E_{к,доп} = 70$ В; $E_{б,доп} = 3,5$ В; $I_{к0\text{доп}} = 10$ А; $I_{к\max\text{доп}} = 30$ А.

Расчет коллекторной цепи:

1. Амплитуда переменного напряжения

$$U_{к1} = 29,5(0,5 + 0,5\sqrt{1 - [(8 \cdot 0,4/0,5)][80/(29,5)^2]}) = 24,21 \text{ В},$$

где принято с запасом $P_1 = 80$ Вт, а напряжение $E_к$ снижено на 0,5 В по сравнению с $E_п$.

2. Напряжение $E_{к\max} = 29,5 + 1,3 \cdot 24,21 = 60,97 < 70$ В.

3. Амплитуда первой гармоники тока $I_{к1} = 2 \cdot 80/24,21 = 6,6$ А.

4. Постоянная составляющая тока $I_{к0} = (0,319/0,5) \cdot 6,6 = 4,21 \text{ А} < 10 \text{ А}$.

5. Ток $I_{к\max} = 4,21/0,319 = 13,2 \text{ А} < 30 \text{ А}$.

6. Максимальная мощность, потребляемая от источника коллекторного питания, $P_{0\max} = 29,5 \cdot 4,21 = 124,2$ Вт.

7. КПД коллекторной цепи $\eta = 80/124,2 = 0,644$.

8. Максимальная рассеиваемая мощность $P_{к\max} = 124,2 - 80 \cdot 0,7 = 68,2$ Вт.

9. Номинальное сопротивление коллекторной нагрузки

$$R_{э\kappa,ном} = (24,21)^2 / (80 \cdot 2) = 3,66 \text{ Ом.}$$

Расчет входной цепи:

1. Сопротивление $R_{доп} = 30/2 \cdot 3,14 \cdot 200 \cdot 10^6 \cdot 2850 \cdot 10^{-12} = 8,4$ Ом; сопротивление $R_{бк} = 30/2 \cdot 3,14 \cdot 200 \cdot 10^6 \cdot 120 \cdot 10^{-12} = 200$ Ом.

2. Коэффициент $\chi = 1 + 0,5 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 200 \cdot 10^6 \cdot 120 \cdot 10^{-12} \cdot 3,66 = 1,276$.

3. Амплитуда тока базы $I_b = [1,276 \sqrt{1 + (30 \cdot 30/200)^2} / 30 \cdot 0,5] \cdot 6,6 = 2,48$ А (на частоте 30 МГц).

4. Максимальное обратное напряжение на эмиттерном переходе

$$E_{бэ\max} = |-2,48 \cdot 8,4 / \sqrt{1 + (30 \cdot 30/200)^2} + 0,7 = 3,8 \text{ В} \approx E_{бэ,доп}.$$

5. Постоянные составляющие базового и эмиттерного токов

$$I_{б0} = 4,21/30 = 0,14 \text{ А}; \quad I_{э0} = 4,21 + 0,14 = 4,35 \text{ А.}$$

6. Напряжение смещения на эмиттерном переходе

$$E_{бэ} = -2,48 \cdot 0,319 \cdot 8,4 / \sqrt{1 + (30 \cdot 30/200)^2} + 0,7 + 0,14 \cdot 0,5 = -0,67 \text{ В.}$$

7. Значения $L_{вхОЭ}$, $r_{вхОЭ}$, $R_{вхОЭ}$ и $C_{вхОЭ}$:

$$L_{вхОЭ} = 3 + 3/1,276 = 5,58 \text{ нГн};$$

$$r_{вхОЭ} = (1/1,276)[1 + 0,5 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 200 \cdot 10^6 \cdot 34 \cdot 10^{-12} \cdot 3,66] \cdot 0,5 + 0,5 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 200 \cdot 10^6 \cdot 3 \cdot 10^{-9} = 1,44 \text{ Ом};$$

$$R_{вхОЭ} = (0,5/1,276) - 1,44 + 8,4(1 - 0,5) = 1,4 \text{ Ом};$$

$$C_{вхОЭ} = 30/2 \cdot 3,14 \cdot 200 \cdot 10^6 \cdot 1,4 = 0,02 \text{ мкФ.}$$

8. Резистивная и реактивная составляющие входного сопротивления

$$r_{вх} = 1,44 + 1,4/[1 + (30 \cdot 30/200)^2] = 1,51 \text{ Ом};$$

$$x_{вх} = 2 \cdot 3,14 \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot 5,58 \cdot 10^{-9} - 1,4 \cdot (30 \cdot 30/200) / [1 + (30 \cdot 30/200)^2] = 0,756 \text{ Ом.}$$

9. Входная мощность $P_{вх} = 0,5(2,48)^2 \cdot 1,51 = 4,6$ Вт.

10. Коэффициент усиления по мощности $K_P = 80/4,6 = 17,34$.

11. Максимальная мощность, рассеиваемая в транзисторе, $P_{рас} = 68,2 + 4,6 = 72,8$ Вт.

2.4. Расчет ГВВ на МДП-транзисторах

Современные мощные полевые МДП-транзисторы по частотно-мощностным показателям догнали биполярные. Благодаря ряду преимуществ перед биполярными (см. § 1.3) их все шире используют в мощных каскадах передатчиков.

Расчет стокной цепи МДП-транзисторов ГВВ можно выполнять по той же методике, что и для биполярных, изложенной в § 2.3. Методика расчета входной цепи ГВВ на МДП-транзисторах, включенного по схеме с ОИ, составлена на основе [2.7].

При известных из расчета стокной цепи первой гармоники тока стока $I_{с1}$ и нагрузочном сопротивлении $R_{э\kappa}$ параметры входной цепи рассчитывают в такой последовательности.

1. Амплитуда переменного напряжения на канале $U_{кан} = I_{с1}(1 + R_{э\kappa}/R_i)/S\gamma_1(\theta)$.

2. Напряжение смещения на затворе $E_{зп} = E_{отс} - U_{кан} \cos \theta$.

3. Максимальное напряжение на затворе $\pm E_{зп\max} = E_{з} \pm U_{кан} < < E_{зп,доп}$.

4. Амплитуда тока затвора

$$I_3 = \chi 2\pi f C_{кан}(1 + R_{э\kappa}/R_i)I_{с1}/S\gamma_1(\theta), \quad (2.25)$$

где $\chi = 1 + [\gamma_1(\theta)SR_{э\kappa}R_i/(R_{э\kappa} + R_i) + 1]C_{эс}/C_{кан}$.

5. Значения $L_{вхОИ}$, $r_{вхОИ}$, $C_{вхОИ}$ в эквивалентной схеме входного сопротивления транзистора на рис. 2.9, в:

$$\left. \begin{aligned} L_{вхОИ} &= L_3 + L_n/\chi; \\ r_{вхОИ} &= r_3 + [r_{кан} + r_n + (L_n/C_{кан})S\gamma_1(\theta)]/\chi; \\ C_{вхОИ} &= \chi C_{кан}/[1 + r_n S\gamma_1(\theta)]. \end{aligned} \right\} \quad (2.26)$$

6. Резистивная и реактивная составляющие входного сопротивления

$$r_{вх} = r_{вхОИ}; \quad x_{вх} = 2\pi f L_{вхОИ} - 1/(2\pi f C_{вхОИ}). \quad (2.27)$$

7. Входная мощность $P_{вх} = 0,5I_3^2 r_{вх}$.

8. Мощность, рассеиваемая в транзисторе, $P_{рас} = P_0 - P_n + P_{вх}$.

9. Коэффициент усиления по мощности рассчитывают по (2.20).

Из (2.25) видно, что для получения постоянной мощности $P_1 = = \text{const}$ при $R_{э\kappa} = \text{const}$ в диапазоне частот $f_n \dots f_b$ амплитуда тока затвора I_3 должна линейно нарастать с частотой, входная мощность — по квадратичному закону, а коэффициент усиления по мощности будет снижаться с ростом частоты на 6 дБ на октаву.

Отметим, что на относительно низких частотах

$$f < f^* = \frac{0,1 \dots 0,3}{2\pi \sqrt{L_{вхОИ} C_{вхОИ}}}; \quad f < f^{**} = \frac{0,1 \dots 0,3}{2\pi \gamma_{вхОИ} C_{вхОИ}} \quad (2.28)$$

входное сопротивление МДП-транзистора можно считать емкостным $1/2\pi f C_{вхОИ}$ и транзистор подобно электронной лампе в схеме с ОК при работе без тока первой сетки управляется гармоническим напряжением на затворе, амплитуда которого

$$U_3 = I_3/Z_{вх} = (1 + R_{э\kappa}/R_i)(1 + \gamma_1(\theta)S r_n)I_{с1}/S\gamma_1(\theta) \quad (2.29)$$

не зависит от частоты. При таком допущении $P_{вх} \rightarrow 0$, $K_P \rightarrow \infty$.

2.5. Расчет ГВВ на транзисторах с барьером Шоттки

Для электрического расчета генератора на полевых транзисторах с барьером Шоттки (ПТШ) используют параметры транзисторов, приведенные в табл. 1.3. Приводимая ниже методика расчета составлена на основе [2.8].

1. Если есть ограничение на максимальный ток стока, оценивают максимально возможную мощность, которую может обеспечивать цепь стока транзистора в граничном режиме:

$$P_{c1 \max} = 0,5\alpha_1(\theta)I_{c, \text{нас}}[E_c - E_{c0} - \alpha_0(\theta)I_{c, \text{нас}}(r_c + r_n)], \quad (2.30)$$

где $I_{c, \text{нас}}$ — ток насыщения или максимально допустимый ток стока; E_{c0} — пороговое напряжение стока; r_c и r_n — сопротивление материала стока и истока транзистора; E_c — напряжение питания стока, которое обычно выбирают равным паспортному значению на данный транзистор.

Если оговаривается максимально допустимое значение напряжения на стоке $E_{c, \text{доп}}$, то должно обеспечиваться $E_c < 0,5(E_{c, \text{доп}} + E_{c0})$. Для достижения наибольшего K_P угол отсечки тока стока θ выбирают равным 180° (режим А) или 120° (режим АВ). Часто расчеты проводят для двух режимов, которые сравнивают по КПД и K_P , и выбирают наилучший. На пониженных частотах, когда имеется достаточный запас в K_P , берут $\theta = 90^\circ$ (режим В).

2. Определяют амплитуду первой гармоники тока стока из (2.30) при замене $I_{c, \text{нас}} = I_{c1}/\alpha_1(\theta)$

$$I_{c1} = 0,5 \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)} \frac{E_c - E_{c0}}{r_c + r_n} - \sqrt{\left(0,5 \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)} \frac{E_c - E_{c0}}{r_c + r_n}\right)^2 - 2 \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)} \frac{P_{c1}}{r_c + r_n}}, \quad (2.31)$$

где мощность P_{c1} задают в 1,1...1,2 раза больше мощности, требуемой в нагрузке P_n . Одновременно P_{c1} не должна превышать $P_{c1 \max}$. При выборе P_n используют экспериментальные данные табл. 1.3 и [1.2-1.4].

3. Рассчитывают амплитуду напряжения первой гармоники на стоке в граничном режиме

$$U_{c1 \text{гр}} = E_c - E_{c0} - [\alpha_0(\theta)/\alpha_1(\theta)]I_{c1}(r_c + r_n). \quad (2.32)$$

4. Находят эквивалентное сопротивление нагрузки $R_{\text{эк}} = U_{c1 \text{гр}}/I_{c1}$, приводимое к генератору тока стока i_c^* на рис. 1.5, б.

5. Определяют постоянную составляющую тока стока $I_{c0} = [\alpha_0(\theta)/\alpha_1(\theta)]I_{c1}$ и мощность, потребляемую от источника питания, $P_0 = E_c I_{c0}$.

6. Вычисляют усредненные по первой гармонике емкости $C_{\text{эк}}$ и $C_{\text{сз}}$:

$$C_{\text{эк1}} = C_{\text{эк}}/(1 - \bar{Q}_{30}); \quad C_{\text{сз1}} = C_{\text{сз}}(1 - \bar{Q}_{30}),$$

где $\bar{Q}_{30} = -[I_{c0} \cos \theta / 2\pi f_T \gamma_0(\theta) + C_{\text{ск}} E_c^*] / 2C_{\text{эк}} E_0$; $E_c^* = E_c - I_{c0}(r_c + r_n)$; $E_0 = E_\phi + |E_{\text{отс}}|$; $E_\phi = 0,8$ В — контактная разность потенциалов барьера Шоттки.

7. Рассчитывают усредненное значение сопротивления канала по первой гармонике:

$$r_{\text{кан1}} = r_{\text{кан}} \left\{ (1 - \bar{Q}_{30})^2 + (0,5\bar{Q}_{31})^2 - \frac{3I_{c1}[\gamma_0(\pi - \theta) - 0,5\gamma_2(\pi + \theta)]}{2\pi f_T \gamma_1(\theta)} \right\},$$

$$\text{где } \bar{Q}_{31} = \frac{1}{2C_{\text{эк}} E_0} \left[\frac{I_{c1}}{2\pi f_T \gamma_1(\theta)} + C_{\text{ск}} U_{c1} \right]; \quad \gamma_2(\pi - \theta) = \frac{2}{3\pi} \sin^3(\pi - \theta).$$

8. Для расчета сопротивления $r_{\text{ос}}$, характеризующего влияние обратной связи в ПТШ, сначала определяют несколько вспомогательных коэффициентов:

$$\alpha = 1 + 2\pi f_T \gamma_1(\theta) C_{\text{ск}} R_{\text{эк}};$$

$$\delta = 2\pi f_T \gamma_1(\theta) C_{\text{сз1}} r_{\text{кан1}} \alpha;$$

$$\chi = 1 + C_{\text{сз1}}/C_{\text{ск1}} + 2\pi f_T \gamma_1(\theta) C_0 R_{\text{эк}},$$

где $C_0 = C_{\text{сз1}} + C_{\text{ск}}(1 + C_{\text{сз1}}/C_{\text{эк1}})$, и затем

$$r_{\text{ос}} = 2\pi f_T \gamma_1(\theta) L_n \chi + \delta(R_{\text{эк}} - r_n - 2r_c) + r_n(\chi - 1) - r_c(\chi - 1)^2.$$

9. Рассчитывают выходную мощность:

$$P_n = 0,5 I_{c1}^2 \{ R_{\text{эк}} - r_c - r_n + [f/f_T \gamma_1(\theta)]^2 r_{\text{ос}} \}.$$

Если P_n более чем на 20...30 % отличается от требуемой, необходимо в (2.31) задать скорректированное значение P_{c1} .

10. Определяют резистивную и реактивную составляющие сопротивления нагрузки $Z_n^* = R_n^* + jX_n^*$, которая должна приводиться к выходу кристалла транзистора (к точкам 2-2 на рис. 1.5, б), для того чтобы обеспечивалось резистивное эквивалентное сопротивление нагрузки $R_{\text{эк}}$ для генератора тока стока i_c^* :

$$R_n^* = \frac{R_{\text{эк}} - r_c - r_n + [f/f_T \gamma_1(\theta)]^2 r_{\text{ос}}}{1 + [f/f_T \gamma_1(\theta)]^2 [(\chi - 1)^2 + 2\delta]};$$

$$X_n^* = \frac{[f/f_T \gamma_1(\theta)]}{1 + [f/f_T \gamma_1(\theta)]^2 [(\chi - 1)^2 + 2\delta]} \{ (R_{\text{эк}} - r_n)\chi - R_{\text{эк}} - 2\pi f_T \gamma_1(\theta) L_n + [f/f_T \gamma_1(\theta)]^2 [2\pi f_T \gamma_1(\theta) L_n (\chi - \delta - 1) - r_n \delta] \}.$$

11. Рассчитывают значения элементов входного сопротивления кристалла транзистора $L_{\text{вх}}$, $C_{\text{вх}}$ и $r_{\text{вх}}$ (в точках 1-1 на рис. 1.5, б):

$$L_{\text{вх}} = L_n/\chi; \quad C_{\text{вх}} = \chi C_{\text{эк1}}/[\alpha + 2\pi f_T \gamma_1(\theta) C_{\text{эк1}} r_n];$$

$$r_{\text{вх}} = r_n + [2\pi f_T \gamma_1(\theta) L_n + r_n + \alpha r_{\text{кан1}}]/\chi.$$

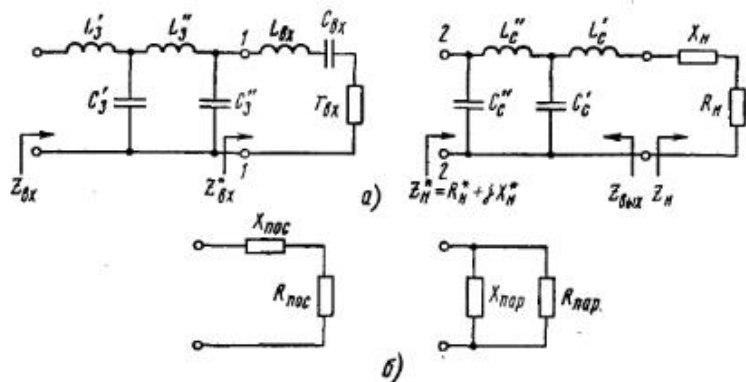


Рис. 2.10

12. Определяют резистивную и реактивную составляющие входного сопротивления $Z_{вх}^*$:

$$R_{вх}^* = r_{бх}; \quad X_{вх}^* = 2\pi f L_{бх} - 1/[2\pi f C_{бх}].$$

13. Находят амплитуду тока на входе кристалла транзистора (в точках 1-1 на рис. 1.5,б):

$$I_{вх} = X \frac{f}{f_T \gamma_1(\theta)} I_{с1}. \quad (2.33)$$

14. Рассчитывают входную мощность и коэффициент усиления по мощности: $P_{вх} = 0,5 I_{вх}^2 r_{бх}$; $K_P = P_{н}/P_{вх}$.

15. Определяют коэффициент полезного действия: $\eta = (P_{н} - P_{вх})/P_0$.

16. Вычисляют мощность, рассеиваемую в транзисторе, которая не должна превышать предельно допустимую: $P_{рас} = P_0 - P_{н} + P_{вх} \leq P_{к.доп}$.

17. Определяют напряжение смещения на затворе: $E_{зи} \approx E_{отс} - I_{с1} \cos \theta / [2\pi f_T \gamma_1(\theta) C_{зк}]$.

Практически цепь смещения затвора ПТШ строится так, чтобы обеспечивать стабилизацию постоянной составляющей тока стока $I_{с0}$.

18. Рассчитывают максимальное напряжение на затворе, которое не должно превышать допустимое:

$$E_{зи \max} = E_{зи} + \frac{I_{с1}}{2\pi f_T \gamma_1(\theta) C_{зк}} \leq E_{зи.доп}.$$

19. Для расчета входного $Z_{вх}$ и нагрузочного $Z_{н}$ сопротивлений транзистора с учетом LC-элементов, расположенных внутри корпуса (рис. 1.5,б), обратимся к эквивалентной схеме на рис. 2.10,а. Элементы $L_3' C_3' L_3'' C_3''$ трансформируют $Z_{бх}^*$ в $Z_{вх}$, а элементы $L_c' C_c' L_c'' C_c''$ —

соответственно $Z_{н}$ в $Z_{н}^*$. Для расчета $Z_{вх}$ и $Z_{н}$ используют эквивалентные преобразования на рис. 2.10,б последовательной $R_{пос} X_{пос}$ и параллельной $R_{пар} X_{пар}$ цепочек:

$$R_{пар} = R_{пос} \left(1 + \frac{X_{пос}^2}{R_{пос}^2} \right); \quad X_{пар} = X_{пос} \left(1 + \frac{R_{пос}^2}{X_{пос}^2} \right);$$

$$R_{пос} = R_{пар} / \left(1 + \frac{X_{пар}^2}{R_{пар}^2} \right); \quad X_{пос} = X_{пар} / \left(1 + \frac{R_{пар}^2}{X_{пар}^2} \right).$$

где $X = 2\pi f L$ или $1/2\pi f C$.

Пример. Рассчитать генератор на транзисторе 3П602А-2 на частоте 4,5 ГГц, номинальный режим — граничный.

По табл. 1.3 определяем параметры транзистора 3П602А-2: крутизна тока стока $S = 60 \dots 100$ мА/В; напряжения отсечки $E_{отс} = -5 \dots -5,2$ В и $E_{отс.з} = 0,5$ В; пороговое напряжение на стоке $E_{с0} = 0,5 \dots 0,8$ В; граничная частота $f_T = 11 \dots 13$ ГГц; сопротивления $r_{кан} = 10$ Ом, $r_{з} = 2$ Ом, $r_{н} = 2,5$ Ом, $r_{с} = 3,0$ Ом; емкости $C_{зк} = 0,65$ пФ, $C_{сз} = 0,2$ пФ, $C_{сх} = 0,04$ пФ; индуктивность $L_{н} = 0,15$ нГн; допустимые напряжения: на стоке $E_{с.доп} = 7$ В, на затворе $E_{зи.доп} = 3,5$ В; ток $I_{с.нас} = 200$ мА; тепловые параметры $t_{п.доп} = 130$ °С, $P_{рас.доп} = 0,45 \dots 0,9$ Вт. Реактивные элементы внутри корпуса транзистора: $L_3' = 0,6$ нГн, $C_3' = 0,5$ пФ, $L_3'' = 0,2$ нГн, $C_3'' = 0,7$ пФ, $L_c' = 0,6$ нГн, $C_c' = 0,5$ пФ, $L_c'' = 0,25$ нГн, $C_c'' = 0,2$ пФ.

Выбираем $E_c = 7$ В. Задаемся $\theta = 120^\circ$, при котором $\cos(120) = -0,5$, $\alpha_0(120) = 0,405$, $\alpha_1(120) = 0,53$, $\gamma_0(120) = 0,63$, $\gamma_1(120) = 0,804$, $\pi - 120 = 60^\circ$, $\cos(60) = 0,5$, $\gamma_0(60) = 0,109$, $\sin(60) = 0,866$, $\gamma_2(60) = (2/3 \cdot 3,14) \cdot (0,866)^3 = 0,138$.

1. Оцениваем максимально возможную мощность

$$P_{с1 \max} = 0,5 \cdot 0,53 \cdot 200 \cdot 10^{-3} [7 - 0,6 - 0,405 \cdot 200 \cdot 10^{-3} (3 + 2,5)] = 0,315 \text{ Вт.}$$

2. Задаемся $P_{с1} = 0,3$ Вт.

3. Определяем амплитуду первой гармоники тока стока:

$$I_{с1} = 0,5 \frac{0,53}{0,405} \cdot \frac{7 - 0,6}{3 + 2,5} \sqrt{\left(0,5 \frac{0,53}{0,405} \cdot \frac{7 - 0,6}{3 + 2,5} \right)^2 - 2 \frac{0,53}{0,405} \cdot \frac{0,3}{3 + 2,5}} = 0,1 \text{ А.}$$

4. Рассчитываем амплитуду первой гармоники напряжения на стоке:

$$U_{с1} = 7 - 0,6 - \frac{0,405}{0,53} \cdot 0,1 (2,5 + 3) = 5,98 \text{ В.}$$

5. Находим эквивалентное сопротивление:

$$R_{зх} = 5,98/0,1 = 60 \text{ Ом.}$$

6. Определяем постоянную составляющую тока:

$$I_{с0} = \frac{0,405}{0,53} \cdot 0,1 = 0,076 \text{ А.}$$

7. Рассчитываем потребляемую мощность:

$$P_0 = 7 \cdot 0,076 = 0,532 \text{ Вт.}$$

8. Определяем значения усредненных по первой гармонике емкости $C_{зк1}$ и $C_{сз1}$. Для этого находим

$$E_0 = 0,8 + 5,2 = 6 \text{ В}; \quad E_c^* = 7 - 0,076(3 + 2,5) = 6,58 \text{ В.}$$

$$\bar{Q}_{30} = - \left[\frac{0,076 \cdot (-0,5)}{2 \cdot 3,14 \cdot 12 \cdot 10^9 \cdot 0,63} + 0,04 \cdot 10^{-12} \cdot 6,58 \right] \frac{1}{2 \cdot 0,6 \cdot 10^{-12} \cdot 6} = 0,08;$$

$$C_{эк1} = \frac{0,6 \cdot 10^{-12}}{1 - 0,08} = 0,65 \text{ пФ}; \quad C_{сз1} = 0,2 \cdot 10^{-12} (1 - 0,08) = 0,18 \text{ пФ}.$$

9. Определяем

$$\bar{Q}_{31} = - \left(\frac{0,1}{2 \cdot 3,14 \cdot 12 \cdot 10^9 \cdot 0,804} + 0,04 \cdot 10^{-12} \cdot 5,98 \right) \frac{1}{2 \cdot 0,6 \cdot 10^{-12} \cdot 6} = 0,255.$$

10. Вычисляем усредненное сопротивление канала по первой гармонике:

$$r_{кан1} = 10 \left[(1 - 0,08)^2 + (0,5 \cdot 0,255)^2 - \frac{3 \cdot 0,1(0,109 - 0,5 \cdot 0,138)}{2 \cdot 3,14 \cdot 12 \cdot 10^9 \cdot 0,804} \right] = 8,626 \text{ Ом}.$$

11. Рассчитываем сопротивление $r_{ос}$. Для этого находим вспомогательные коэффициенты α , δ , емкость C_0 и χ :

$$\alpha = 1 + 2 \cdot 3,14 \cdot 12 \cdot 10^9 \cdot 0,804 \cdot 0,04 \cdot 10^{-12} \cdot 60 = 1,145;$$

$$\delta = 2 \cdot 3,14 \cdot 12 \cdot 10^9 \cdot 0,804 \cdot 0,18 \cdot 10^{-12} \cdot 8,626 \cdot 1,145 = 0,1078;$$

$$C_0 = 0,18 \cdot 10^{-12} + 0,04 \cdot 10^{-12} [1 + (0,18/0,65)] = 0,23 \text{ пФ};$$

$$\chi = 1 + (0,18/0,65) + 2 \cdot 3,14 \cdot 12 \cdot 10^9 \cdot 0,804 \cdot 0,23 \cdot 10^{-12} \cdot 60 = 2,05;$$

$$r_{ос} = 2 \cdot 3,14 \cdot 12 \cdot 10^9 \cdot 0,804 \cdot 0,15 \cdot 10^{-9} \cdot 2,05 + 0,1078(60 - 2,5 - 2 \cdot 3) + 2,5(2,05 - 1) - 3(2,05 - 1)^2 = 21,44.$$

12. Рассчитываем выходную мощность:

$$P_{\Sigma} = 0,5 \cdot 0,1^2 \left[60 - 3 - 2,5 + \left(\frac{4,5 \cdot 10^9}{12 \cdot 10^9 \cdot 0,804} \right) \cdot 21,44 \right] = 0,296 \text{ Вт}.$$

13. Рассчитываем составляющие сопротивления нагрузки Z_{Σ}^* :

$$R_{\Sigma}^* = \frac{60 - 3 - 2,5 + \left(\frac{4,5 \cdot 10^9}{12 \cdot 10^9 \cdot 0,804} \right)^2 \cdot 21,44}{1 + \left(\frac{4,5 \cdot 10^9}{12 \cdot 10^9 \cdot 0,804} \right)^2 [(2,05 - 1)^2 + 2 \cdot 0,1078]} = 46 \text{ Ом};$$

$$X_{\Sigma}^* = \frac{\left(\frac{4,5 \cdot 10^9}{12 \cdot 10^9 \cdot 0,804} \right)}{1 + \left(\frac{4,5 \cdot 10^9}{12 \cdot 10^9 \cdot 0,804} \right)^2 [(2,05 - 1)^2 + 2 \cdot 0,1078]} \left\{ (60 - 2,5) \cdot 2,05 - 60 - \right.$$

$$\left. - 2 \cdot 3,14 \cdot 12 \cdot 10^9 \cdot 0,15 \cdot 10^{-9} + \left(\frac{4,5 \cdot 10^9}{12 \cdot 10^9 \cdot 0,804} \right)^2 [2 \cdot 3,14 \cdot 12 \cdot 10^9 \cdot 0,804 \chi \cdot 0,15 \cdot 10^{-9} (2,05 - 0,1078 - 1) - 2,5 \cdot 0,1078] \right\} = 17,5 \text{ Ом}.$$

14. Определяем значения элементов $L_{\Sigma\kappa}$, $C_{\Sigma\kappa}$ и $r_{\Sigma\kappa}$ в эквивалентной схеме входной цепи:

$$L_{\Sigma\kappa} = 0,15 \cdot 10^{-9} / 2,05 = 0,073 \text{ нГн};$$

$$C_{\Sigma\kappa} = 2,05 \cdot 0,6 \cdot 5 \cdot 10^{-12} / [1,145 + 2 \cdot 3,14 \cdot 12 \cdot 10^9 \cdot 0,804 \cdot 0,65 \cdot 10^{-12} \cdot 2,5] = 1,09 \text{ пФ};$$

$$r_{\Sigma\kappa} = 2 + [2 \cdot 3,14 \cdot 12 \cdot 10^9 \cdot 0,804 \cdot 0,15 \cdot 10^{-9} + 2,5 + 1,145 \cdot 8,626] / 2,05 = 11,58 \text{ Ом}.$$

15. Рассчитываем составляющие входного сопротивления $Z_{\Sigma\kappa}^*$:

$$R_{\Sigma\kappa}^* = 11,58 \text{ Ом};$$

$$X_{\Sigma\kappa}^* = 2 \cdot 3,14 \cdot 4,5 \cdot 10^9 \cdot 0,073 \cdot 10^{-9} - 1/2 \cdot 3,14 \cdot 4,5 \cdot 10^9 \cdot 1,09 \cdot 10^{-12} = -30,4 \text{ Ом}.$$

16. Рассчитываем амплитуду входного тока:

$$I_{\Sigma\kappa} = 2,05 [4,5 \cdot 10^9 / 12 \cdot 10^9 \cdot 0,804] \cdot 0,1 = 0,095 \text{ А}.$$

17. Находим входную мощность и коэффициент усиления по мощности:

$$P_{\Sigma\kappa} = 0,5 \cdot 0,095^2 \cdot 11,58 = 0,052 \text{ Вт}; \quad K_P = 0,296 / 0,052 = 5,7.$$

18. Определяем КПД:

$$\eta = (0,296 - 0,052) / 0,532 = 0,46.$$

19. Вычисляем рассеиваемую в транзисторе мощность:

$$P_{рас} = 0,532 - 0,296 + 0,052 = 0,288 \text{ Вт}.$$

20. Определяем напряжение на затворе:

$$E_{\Sigma\kappa} = -5,2 - \frac{0,1 \cdot (-0,5)}{0,804 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 12 \cdot 10^9 \cdot 0,6 \cdot 10^{-12}} = -3,86 \text{ В}.$$

21. Рассчитываем максимальное напряжение на затворе:

$$E_{\Sigma\kappa \max} = -3,86 + \frac{0,1}{0,804 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 12 \cdot 10^9 \cdot 0,6 \cdot 10^{-12}} = -1,11 \text{ В}.$$

22. Расчет входного сопротивления транзистора с учетом L'_3 , C'_3 , L''_3 , C''_3 — элементов проводят в следующей последовательности.

Пересчитывают последовательное соединение $R_{\Sigma\kappa}^*$ и $X_{\Sigma\kappa}^*$ в эквивалентное параллельное:

$$R_{\text{пар}}^{(1)} = R_{\Sigma\kappa}^* \left(1 + \frac{X_{\Sigma\kappa}^{*2}}{R_{\Sigma\kappa}^{*2}} \right) = 11,58 \left(1 + \frac{30,4^2}{11,58^2} \right) = 91,4 \text{ Ом};$$

$$X_{\text{пар}}^{(1)} = X_{\Sigma\kappa}^* \left(1 + \frac{R_{\Sigma\kappa}^{*2}}{X_{\Sigma\kappa}^{*2}} \right) = -30,4 \left(1 + \frac{11,58^2}{30,4^2} \right) = -34,8 \text{ Ом}.$$

Результирующее $X_{\text{пар}\Sigma}^{(1)}$ с учетом сопротивления емкости C''_3 , равного

$$X''_{сз} = -1/(2\pi f C''_3) = -1/(2 \cdot 3,14 \cdot 4,5 \cdot 10^9 \cdot 0,7 \cdot 10^{-12}) = -50,55 \text{ Ом};$$

$$X_{\text{пар}\Sigma}^{(1)} = \frac{X_{\text{пар}}^{(1)} X''_{сз}}{X_{\text{пар}}^{(1)} + X''_{сз}} = \frac{(-34,8) \cdot (-50,55)}{-34,8 - 50,55} = -20,6 \text{ Ом}.$$

Пересчитывают параллельное соединение $R_{\text{пар}}^{(1)}$ и $X_{\text{пар}\Sigma}^{(1)}$ в эквивалентное последовательное:

$$R_{\text{пос}}^{(1)} = \frac{91,4}{1 + 20,6^2/91,4^2} = 87 \text{ Ом}; \quad X_{\text{пос}}^{(1)} = \frac{-20,6}{1 + 20,6^2/91,4^2} = -19,6 \text{ Ом}.$$

К $X_{\text{пос}}^{(1)}$ добавляем сопротивление индуктивности L''_3 :

$$X_{\text{пар}\Sigma}^{(1)} = -19,6 + 2 \cdot 3,14 \cdot 4,5 \cdot 10^9 \cdot 0,2 \cdot 10^{-9} = -13,95 \text{ Ом}.$$

Пересчитывают последовательное соединение $R_{\text{пос}}^{(1)}$ и $X_{\text{пос}}^{(1)}$ в эквивалентное параллельное:

$$R_{\text{пар}}^{(2)} = 87 \left(1 + \frac{13,95^2}{87^2} \right) = 89,24 \text{ Ом};$$

$$X_{\text{пар}}^{(2)} = -13,95 \left(1 + \frac{87^2}{13,95^2} \right) = -556,5 \text{ Ом}.$$

Результирующее $X_{\text{пар}\Sigma}^{(2)}$ с учетом сопротивления емкости C_2' , равного

$$X_{\text{св}}' = -1/2 \cdot 3,14 \cdot 4,5 \cdot 10^9 \cdot 0,5 \cdot 10^{-12} = -70,77 \text{ Ом};$$

$$X_{\text{пар}\Sigma}^{(2)} = \frac{(-556,5) \cdot (-70,77)}{-556,5 - 70,77} = -62,8 \text{ Ом}.$$

Пересчитывают параллельное соединение $R_{\text{пар}}^{(2)}$ и $X_{\text{пар}\Sigma}^{(2)}$ в эквивалентное последовательное:

$$R_{\text{пос}}^{(2)} = \frac{89,24}{1 + 62,8^2/89,24^2} = 59,7 \text{ Ом};$$

$$X_{\text{пос}}^{(2)} = \frac{-62,8}{1 + 62,8^2/89,24^2} = -42 \text{ Ом}.$$

К $X_{\text{пос}}^{(2)}$ добавляем сопротивление индуктивности L_3' :

$$X_{\text{пос}\Sigma}^{(2)} = -42 + 2 \cdot 3,14 \cdot 4,5 \cdot 10^9 \cdot 0,6 \cdot 10^{-9} = -25 \text{ Ом}.$$

Входное сопротивление транзистора $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}}$, где $R_{\text{вх}} = R_{\text{пос}}^{(2)} = 59,7 \text{ Ом}$ и $X_{\text{вх}} = X_{\text{пос}\Sigma}^{(2)} = -25 \text{ Ом}$.

23. Аналогично, как $Z_{\text{вх}}^*$ в $Z_{\text{вх}}$, пересчитывают $Z_{\text{н}}^* = R_{\text{н}}^* + jX_{\text{н}}^*$ в $Z_{\text{вмх}} = R_{\text{вмх}} + jX_{\text{вмх}}$ (рис. 2.10, а). Нагрузочное сопротивление транзистора $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}} + jX_{\text{н}}$, где $R_{\text{н}} = R_{\text{вмх}}$ и $X_{\text{н}} = -X_{\text{вмх}}$.

2.6. Ключевые ГВВ на биполярных и полевых МДП-транзисторах

Вводные замечания. Генераторы в ключевом режиме используют при усилении колебаний с постоянной амплитудой, например при усилении несущей частоты, ЧМ и ФМ колебаний, при импульсной манипуляции (амплитудной, частотной, фазовой), а также при коллекторной (стоковой) АМ. Кроме того, ключевой режим работы транзисторов используется в отдельных каскадах или трактах при реализации тех или иных способов повышения КПД при усилении колебаний с переменной амплитудой.

Главное достоинство ключевого режима — высокий КПД коллекторной (стоковой) цепи транзистора, малая зависимость энергетических показателей ГВВ (мощности, КПД) от амплитуды входного напряжения (тока), а также от разброса параметров транзистора и их температурной нестабильности. При заданном напряжении коллекторного (стокового) питания, что характерно для современных мощных генераторных транзисторов, в ключевом режиме с транзистора можно снять в 2...3 раза большую мощность и при более высоком КПД (см. [2.5, рис. 1.19, а]).

Только при заданном максимально допустимом напряжении на коллекторе (стоке), когда $E_{\text{к макс}} = E_{\text{к доп}}$, из-за большого пик-фактора по напряжению $\Pi_{\text{в}} = E_{\text{к макс}}/E_{\text{к}} > 3$ в наиболее высокочастотном ключевом генераторе с формирующим контуром может обеспечиваться высокий КПД при уровне мощности не более чем в обычном генераторе с резонансной нагрузкой в граничном режиме (см. [2.5, рис. 1.19, б]).

Частотные ограничения в ключевых генераторах обусловлены не столько меньшим коэффициентом усиления по мощности, сколько влиянием выходной емкости транзисторов, приводящей к дополнительным коммутативным потерям. Для наиболее высокочастотного ключевого генератора с формирующим контуром, в котором выходная емкость непосредственно может являться емкостью этого контура, максимальная частота в случае биполярных транзисторов может составлять 100...150 МГц [2.5]. Поэтому на частотах выше 100...150 МГц следует применять генераторы с резонансной нагрузкой, работающие в перенапряженном режиме. По энергетическим характеристикам они приближаются к генераторам, работающим в граничном режиме, и их расчет можно проводить в соответствии с рекомендациями, изложенными в § 2.3 и 2.4.

Интенсивное развитие мощных полевых МДП-транзисторов, а также исследование их работоспособности в ключевых ГВВ показали, что они практически не уступают по уровню мощности биполярным, но применительно к ключевым ГВВ по многим важным параметрам их превосходят. Более того, можно говорить о "перевод" ключевых ГВВ с биполярных на полевые МДП-транзисторы и отсюда о переходе от одних к другим практическим схемам. Неоспоримым преимуществом биполярных транзисторов применительно к ключевым ГВВ остается их высокочастотность, поскольку благодаря меньшим напряжениям на коллекторе, чем на стоке, при тех же рабочих токах коллектора (стока) влияние выходной емкости в них оказывается существенно ниже. Так как ключевые ГВВ работают на частотах не более 30...150 МГц, биполярные транзисторы включают только по схеме с ОЭ, что обеспечивает значительно больший коэффициент усиления по мощности, чем в схеме с ОБ. Полевые МДП-транзисторы включают по схеме с ОИ.

Ключевые ГВВ разделяются на три класса: генераторы с резистивной нагрузкой, в том числе с колебательной системой в виде "вилки" фильтров (диплексера), генераторы с фильтровой (резонансной) нагрузкой и генераторы с формирующим контуром. Каждый класс ключевых ГВВ сперва рассматривается при использовании в них биполярных транзисторов, а затем обсуждаются особенности применения в них полевых МДП-транзисторов.

Ключевые генераторы с резистивной нагрузкой. В ключевом режиме при резистивной нагрузке $R_{\text{н}}$ формы коллекторного тока и напряжения на коллекторе близки к прямоугольным (рис. 2.11, а), т.е. одновременно импульсы $i_{\text{к}}(\omega t)$ и $e_{\text{к}}(\omega t)$ содержат высшие гармоники. Поэтому в $R_{\text{н}}$ помимо мощности первой P_1 выделяется мощность

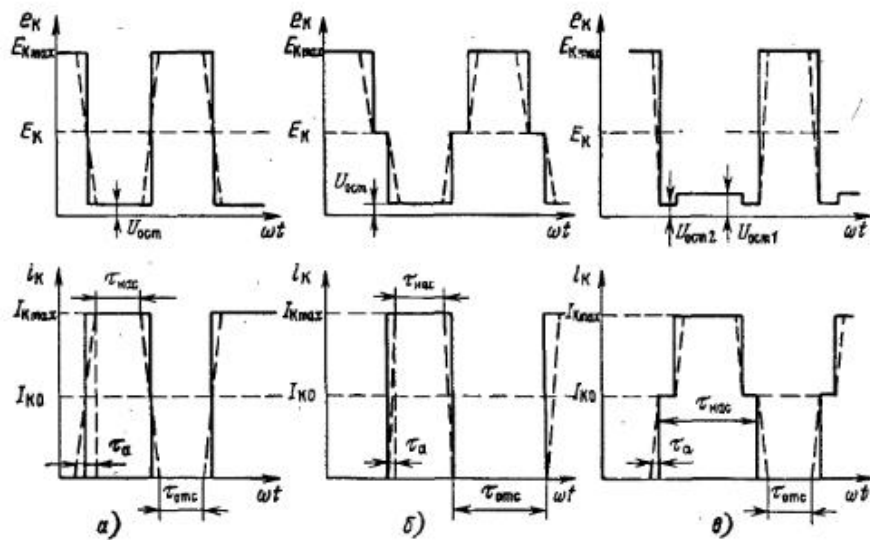


Рис. 2.11

высших гармоник $\sum_{n=2}^{\infty} P_n$.

Режим входной цепи выбирают так, чтобы транзистор попеременно по полпериода находился в состоянии насыщения и в состоянии отсечки. Тогда формы импульсов коллекторного напряжения $e_k(\omega t)$ и тока $i_k(\omega t)$ представляют меандры — длительности этапов насыщения $\tau_{нас}$ и отсечки $\tau_{отс}$ равны π . Отметим, что форма и амплитуда импульсов входных тока $i_b(\omega t)$ и напряжения $e_b(\omega t)$ не имеют существенного значения, поскольку транзистор работает в режиме двустороннего ограничения. Необходимо лишь, чтобы в коллекторной цепи формировались импульсы с достаточно крутыми фронтами и срезом. При этом рассеиваемая на коллекторе мощность P_k , усредненная за период колебаний $T = 2\pi/\omega$, определяется только потерями на сопротивлении насыщения на этапе насыщения $P_{к,нас} = r_{нас} I_{к,макс}^2 \tau_{нас} / 2\pi$. Отсюда видно, что при $r_{нас} \rightarrow 0$ мощность $P_{к,нас} \rightarrow 0$.

Длительности этапов насыщения $\tau_{нас}$ и отсечки $\tau_{отс}$ могут немного различаться. Это приводит к некоторому изменению относительных мощностей первой и высших гармоник P_1/P_0 , $\sum_{n=0}^{\infty} P_n/P_0$, а также пик-факторов тока $P_I = I_{к,макс}/I_0$ и напряжения $P_E = E_{к,макс}/E_k$ на коллекторе транзистора. Однако в оконечном каскаде передатчика важно добиваться того, чтобы формы импульсов напряжения на нагрузке генератора были близки к меандрам. При этом минимальна (теоретически отсутствует) вторая гармоника, что, в свою очередь, резко снижает требования к уровню фильтрации, которую должна обеспечивать выходная фильтрующая система, и тем самым упрощается ее построение (см. § 3.10). В связи с этим в оконечных каскадах применяют только

двухтактные ключевые генераторы, в которых благодаря симметрии работы плеч обеспечивается (поддерживается) близкая к меандрам форма напряжения на нагрузке (хотя импульсы $i_k(\omega t)$ и $e_k(\omega t)$ в каждом транзисторе могут заметно отличаться от меандров). Практически в двухтактных генераторах достигается ослабление второй гармоники на $-(20 \dots 40)$ дБ вместо $-(10 \dots 15)$ дБ в одноктактных генераторах при $\tau_{нас}$, отличном от π на $5 \dots 10\%$. Кроме того, в двухтактной схеме из-за поочередности работы транзисторов существенно линейризуется нагрузка на предыдущий каскад.

Для симметричного возбуждения обоих транзисторов оконечного каскада предоконечный каскад также строят по двухтактной схеме. Отсюда следует, что весь радиочастотный тракт целесообразно выполнять на ГВВ по двухтактным схемам. Поскольку в ключевом режиме формы тока и напряжения на входе и коллекторе транзистора негармонические, это предъявляет более высокие требования к полосе пропускания согласующих трансформаторов, которые должны пропускать до семи-десяти гармоник рабочей частоты. Поэтому в ключевых генераторах уже на частотах выше $1 \dots 2$ МГц в качестве согласующих трансформаторов используют трансформаторы на отрезках длинных линий.

Возможны три варианта построения коллекторной цепи двухтактных ключевых генераторов с резистивной нагрузкой. В первом используется такая же схема, как в двухтактных генераторах на транзисторах, работающих в недонапряженном режиме (см. § 2.2), показанная на рис. 2.12, а. Здесь в коллекторной цепи специальный трансформатор обеспечивает короткое замыкание на частотах четных гармоник. Однако поскольку при работе в ключевом режиме в меандрах отсутствуют четные гармоники, то во втором варианте этот трансформатор исключается (рис. 2.12, б). Наконец, в третьем варианте в схеме на рис. 2.12, в в среднюю точку трансформатора включают балластное сопротивление R_b . Соответственно их называют: двухтактный генератор с переключением напряжения (ПН), двухтактный генератор с переключением тока (ПТ) и двухтактный генератор с мостовой схемой сложения мощностей (М) [2.5].

При $\tau_{нас} = \tau_{отс} = \pi$ по энергетическим показателям все три генератора одинаковы. Однако при изменении частоты возбуждения (в широкодиапазонных генераторах), при изменениях напряжения коллекторного питания (при регулировке выходной мощности, при осуществлении коллекторной АМ) из-за конечного времени рассасывания неосновных носителей в коллекторных переходах могут наблюдаться заметные отклонения импульсов $i_k(\omega t)$ от меандров. Кроме того, в импульсах $i_k(\omega t)$ и $e_k(\omega t)$ могут появляться фронты и срезы заметной длительности. В генераторе ПН при длительности этапов насыщения меньших π (недокрытиях), сохраняется ключевой режим работы транзисторов. На рис. 2.11, б приведены эюры $i_k(\omega t)$ и $e_k(\omega t)$. В то же время при $\tau_{нас} > \pi$ (перекрытиях) имеют место интервалы времени, в течение которых оба транзистора одновременно находятся в "проводящем" состоянии. В результате появляются значительные "сквозные" токи, об-

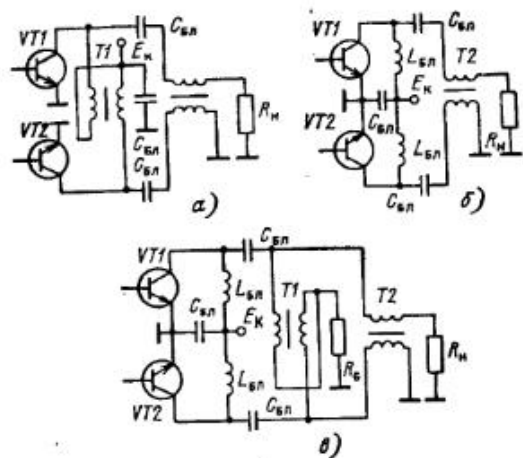


Рис. 2.12

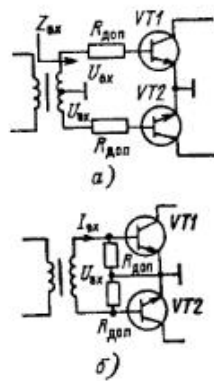


Рис. 2.13

условленные тем, что источник коллекторного питания замыкается на достаточно малые сопротивления $r_{нас}$ обоих транзисторов. Из-за больших сквозных токов транзисторы из насыщения переходят в активное состояние, и в них резко возрастают потери.

В генераторе ПТ при $\tau_{нас} < \pi$ (недокрытиях) в интервалы времени, когда оба транзистора находятся в состоянии отсечки, появляются значительные выбросы в напряжениях на коллекторах, обусловленные протеканием токов $I_{к0}$ блокировочных дросселей $L_{бл}$ через барьерные емкости $C_{к}$ закрытых транзисторов. В итоге это также приводит к снижению энергетических показателей и, главное, может вызывать пробой транзисторов. Наоборот, при $\tau_{нас} > \pi$ (перекрытиях) в генераторе ПТ сохраняется эффективный ключевой режим работы транзисторов. Элюэры $i_{к}(wt)$ и $e_{к}(wt)$ для этого случая приведены на рис. 2.11, в.

Двухтактный генератор с мостовой схемой допускает работу (т.е. сохраняет ключевой режим транзисторов с высокими энергетическими показателями) как при $\tau_{нас} > \pi$, так и при $\tau_{нас} < \pi$, но в отличие от однотактного генератора, появляющиеся при $\tau_{нас}$, не равном π , четные гармоники выделяются в $R_{бвл}$.

Возможны два варианта построения входной цепи двухтактного генератора: схемы параллельного и последовательного возбуждения транзисторов по входу (рис. 2.13). Предыдущий каскад, в качестве которого наиболее подходит двухтактный генератор ПН, обеспечивает прямоугольные импульсы напряжения $U_{вх}$. Благодаря низкому выходному сопротивлению источника возбуждения в схеме рис. 2.13, а транзисторы слабо влияют друг на друга. Как показывают расчеты, в этой схеме обеспечивается более высокий K_P . Кроме того, при коллекторной АМ в процессе модуляции оказываются меньше броски токов и интервалы инверсного состояния транзистора, и вследствие этого получается лучше амплитудная модуляционная характеристика генератора. В схеме после-

довательного возбуждения на рис. 2.13, б, главное достоинство которой — более высокое входное сопротивление, оказывается сильное взаимное влияние транзисторов, сильнее сказываются на режим их работы изменения внутреннего сопротивления источника возбуждения и параметров схемы — индуктивностей рассеяния трансформатора, индуктивностей выводов транзистора. Для создания нагрузки для предыдущего каскада, близкой к резистивной, включают дополнительные $L_{кор}$ $C_{кор}$ -элементы в цепи базы каждого транзистора (см. рис. 2.27, б).

В предварительных и в предоконечном каскадах нагрузкой генератора является трансформированное входное сопротивление транзисторов следующего каскада с учетом дополнительных $L_{кор}$ $C_{кор}$ -элементов. В выходном каскаде нагрузкой служит специальная фильтрующая система в виде двух отдельных цепей — вилки фильтров, включаемых обычно параллельно. Основная цепь — фильтр нижних частот (ФНЧ) — пропускает первую гармонику в основную нагрузку $R_{н}$ и создает высокое входное сопротивление на частотах высших гармоник. Наоборот, дополнительная цепь — фильтр верхних частот (ФВЧ) — обеспечивает прохождение высших гармоник в дополнительную нагрузку $R_{н, доп}$ и создает высокое входное сопротивление на частоте первой гармоники. Возможно параллельное включение полосового и режекторного фильтров. Однако при одинаковых требованиях к фильтрации они содержат большее число LC-элементов, сложнее в настройке и поэтому практически не применяются.

В качестве основного и дополнительного фильтров используют фильтры Чебышева и Кауэра (см. § 3.10), которые проектируются таким образом, чтобы их результирующее входное сопротивление на основной частоте и на частотах высших гармоник было близко к резистивному номинальному $Z_{вх}(\omega) = R_{вх, ном}$ (при нагрузке на номинальные нагрузочные сопротивления $R_{н} = R_{н, ном}$ и $R_{н, доп}$). Отклонения входного сопротивления относительно номинального определяются КБВ_Ф вилки фильтров, и поскольку основная нагрузка может также отклоняться от номинальной согласно заданному КБВ_н, то отклонения входного сопротивления вилки фильтров на частоте первой гармоники согласно (2.2) определяются как $КБВ_{вх} = КБВ_{н} КБВ_{Ф}$.

Некоторые усложнения фильтрующей системы, выполняемой в виде вилки фильтров, окупаются относительно малой рассеиваемой мощностью в транзисторах, т.е. высоким электронным КПД ключевых генера-

торов с резистивной нагрузкой $\eta_p = 1 - P_{к, нас} / P_0 = (P_1 + \sum_{n=2}^{\infty} P_n) / P_0$,

где P_0 — мощность, потребляемая от источника коллекторного питания. Электронный КПД характеризует относительные потери мощности в транзисторе: $P_{к, нас} / P_0 = 1 - \eta_p$. В то же время КПД по первой гармонике $\eta_1 = P_1 / P_0$ оказывается сравнительно невысоким из-за потерь мощности высших гармоник в дополнительной нагрузке. При $\tau_{нас} = \tau_{отс} = \pi$ и $\tau_{нас} \rightarrow 0$ КПД $\eta_1 = 0,81$ [2.5]. Однако в первую очередь важно снижение мощности, рассеиваемой на транзисторах, что упрощает их охлаждение и повышает надежность работы генератора,

допуская при этом некоторые потери мощности (практически не более 10...15%) в дополнительном нагрузочном сопротивлении $R_{н.доп.}$ Важно также, что ключевые генераторы с резистивной нагрузкой на биполярных транзисторах допускают значительные рассогласования по первой гармонике: при снижении КБВ_{вх} до 0,5 сохраняется ключевой режим работы транзисторов с высоким электронным КПД, а при более низких КБВ_{вх}, хотя транзисторы могут и выходить из ключевого режима, но сохраняется их работоспособность (благодаря резистивной нагрузке на частотах высших гармоник). Заметим, что применение системы двух параллельных фильтров незначительно усложняет конструкцию ВФС, поскольку число LC-элементов дополнительного фильтра может быть меньше [1.44] и рассчитываются они на существенно меньшие токи и напряжения, чем LC-элементы основного фильтра.

Можно устанавливать фильтрующие системы с коэффициентом перекрытия по частоте K_f до 1,7...1,9, т.е. близким к октаве ($K_f = 2$). Противоречивые требования широкой полосы пропускания с $K_f \rightarrow 2$ и высокой степени фильтрации высших гармоник в основной нагрузке $R_{н.к}$ удовлетворяются увеличением числа LC-элементов. При $K_f > 1,7...1,9$ ставят переключаемые вилки фильтров на отдельных поддиапазонах*.

Высокие энергетические показатели ключевых генераторов с резистивной нагрузкой реализуются лишь на относительно низких частотах. С ростом частоты сказываются инерционность транзисторов, влияние выходных емкостей и индуктивностей выводов транзисторов и т.д. По этим причинам напряжение $e_k(\omega t)$ и ток $i_k(\omega t)$ не могут изменяться скачками, что ведет к появлению интервалов, когда транзистор находится в активном состоянии, и к дополнительным потерям мощности $P_{кв}$ в транзисторе. Увеличивая амплитуду возбуждения, т.е. степень насыщения транзистора, ценой увеличения мощности возбуждения и снижения K_P , можно уменьшать длительность активных этапов. Однако даже при $\tau_a \rightarrow 0$, когда $P_{ка} \rightarrow 0$, в транзисторе остаются так называемые коммутативные потери $P_{к.ком.}$, обусловленные рассеиванием энергии, запасенной в емкости коллекторного перехода и индуктивностях выводов транзисторов. Кроме того, увеличение амплитуды возбуждения ведет к увеличению длительности $\tau_{нвс.}$, т.е. расширению импульсов $i_k(\omega t)$ и в двухтактных ГВВ к перекрытию.

Для ключевых генераторов, выполняемых на современных биполярных транзисторах, при дополнительных потерях на активных этапах и коммутативных потерях, составляющих не более 5...10% от общих потерь в транзисторе, частотные ограничения наступают на 10...20 МГц. В отдельных случаях, например при построении передатчиков декаметровых волн, такие генераторы строят до 30 МГц, допуская коммутативные потери и потери на активных этапах до 20...30% от общих потерь.

* Если требования к фильтрации второй гармоники ниже, чем это обеспечивает непосредственно двухтактный ключевой ГВВ (-20...-40 дБ), то отдельные вилки фильтров можно проектировать на K_f , близкий к трем.

Существенную роль в ухудшении энергетических характеристик играют индуктивности эмиттерных выводов. Переход к двухтактным ГВВ на балансных транзисторах, хотя и рассчитанных для работы в недонапряженном режиме в более высоком диапазоне частот (см. табл. 2.1), позволяет строить двухтактные ключевые ГВВ до приблизительно 60 МГц и выше.

Применение в таких генераторах полевых МДП-транзисторов оправдано при построении предварительных и предоконечного каскадов, а в окончательных каскадах только мощных широкодиапазонных передатчиков с суммированием большого числа модулей в мостовой схеме и с установкой переключаемых фильтров — диплексеров после нее (см. § 2.7). Главное достоинство МДП-транзисторов — сохранение работоспособности с высокими энергетическими характеристиками при существенно больших рассогласованиях нагрузки (см. ниже), хотя по частотным свойствам они уступают биполярным (из-за относительно больших коммутативных потерь). Поэтому по энергетическим показателям такой класс генераторов на МДП-транзисторах уступает генераторам с фильтровой нагрузкой и с формирующим контуром.

Ключевые генераторы с фильтровой нагрузкой. В двухтактном исполнении такие генераторы появились самыми первыми, и, наоборот, возможность их реализации в одноконтурной схеме была показана сравнительно недавно. Как ключевые генераторы с резистивной нагрузкой, данные генераторы могут эффективно работать на частотах до 10...30 МГц, на которых еще не сильно проявляется шунтирующее действие выходных емкостей транзисторов и сопротивления индуктивностей выводов. В то же время одноконтурные генераторы с фильтровой нагрузкой содержат отрезок линии с электрической длиной $\lambda/4$. Очевидно, что на частотах ниже 10...30 МГц геометрическая длина линии получается недопустимо большой. Поэтому одноконтурные генераторы целесообразно применять, во-первых, при работе на фиксированных частотах и, во-вторых, в диапазоне от 10...30 до 50...60 МГц (если еще не сильно сказывается выходная емкость транзистора), где практическая реализация двухтактных генераторов с фильтрующими контурами может быть более затруднена из-за сильного влияния индуктивностей выводов транзисторов и неидентичности их параметров.

В ключевых генераторах с фильтровой нагрузкой происходит преобразование мощности P_0 , потребляемой от источника питания, в колебательную мощность только первой гармоники P_1 без дополнительных потерь мощности высших гармоник, т.е. КПД по первой гармонике и электронный КПД совпадают и могут приближаться к единице. В то же время данные ключевые генераторы, содержащие резонансные колебательные цепи, требуют более тщательного согласования с нагрузкой. Сначала рассмотрим особенности построения двухтактных ключевых генераторов с фильтрующими контурами. Двухтактные генераторы с последовательным фильтрующим контуром на транзисторах одного типа проводимости выполняются по той же схеме, что и двухтактный генератор ПН с резистивной нагрузкой, только здесь сопротивление $R_{н.к}$

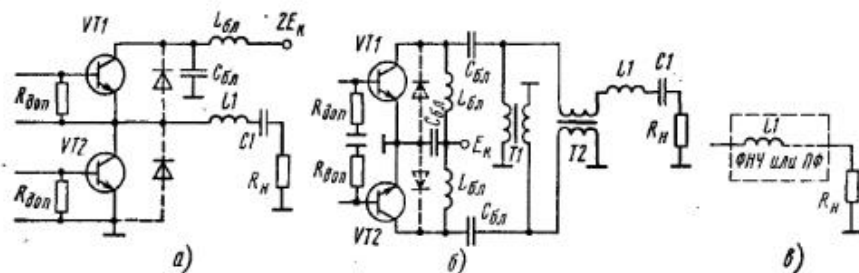


Рис. 2.14

подключается к транзисторам через LC-контур (рис. 2.14, а, б). В схеме рис. 2.14, а транзисторы по постоянному току включены последовательно, т.е. требуют удвоенного напряжения питания $E_n = 2E_k$. Такое построение, с одной стороны, относительно проще, поскольку выходная цепь не содержит трансформаторов, которые увеличивают габариты, вносят дополнительные потери и тем самым снижают общий КПД генератора. С другой стороны, при реализации данной схемы на транзисторах одного типа проводимости с выведенным на корпус эмиттером (или истоком) транзистор VT1 должен быть изолирован от корпуса (радиатора) по постоянному току и по радиочастоте и одновременно иметь малое тепловое сопротивление. Наоборот, коллектор VT1 должен быть хорошо заземлен на корпус по радиочастоте. Кроме того, могут возникнуть трудности в обеспечении симметричного возбуждения, поскольку у одного из транзисторов одновременно база и эмиттер изолированы от корпуса. В схеме на рис. 2.14, б транзисторы по постоянному току включены параллельно. Построение входной цепи в этом случае гораздо проще, но зато в выходной цепи необходимо включать два трансформатора, как в двухтактных ГВВ на рис. 2.6.

В общем случае вместо последовательного LC-контра сопротивление R_n может подключаться через более сложную выходную трансформирующую и фильтрующую систему в виде ФНЧ или ПФ. Она может обеспечивать одновременно полосу пропускания с $K_f = f_n/f_H$ до 1,7...1,8 и требуемую фильтрацию высших гармоник. Важно, что выходная цепь связи должна начинаться с последовательной индуктивности L1 (рис. 2.14, б), чтобы по высшим гармоникам создавать высокое сопротивление.

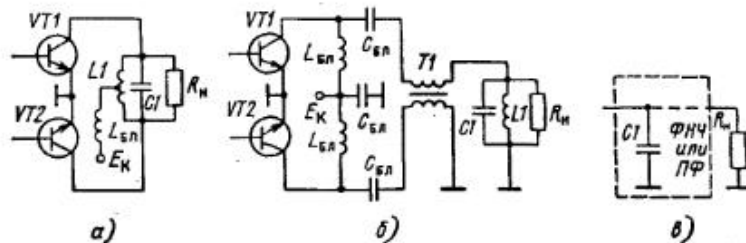


Рис. 2.15

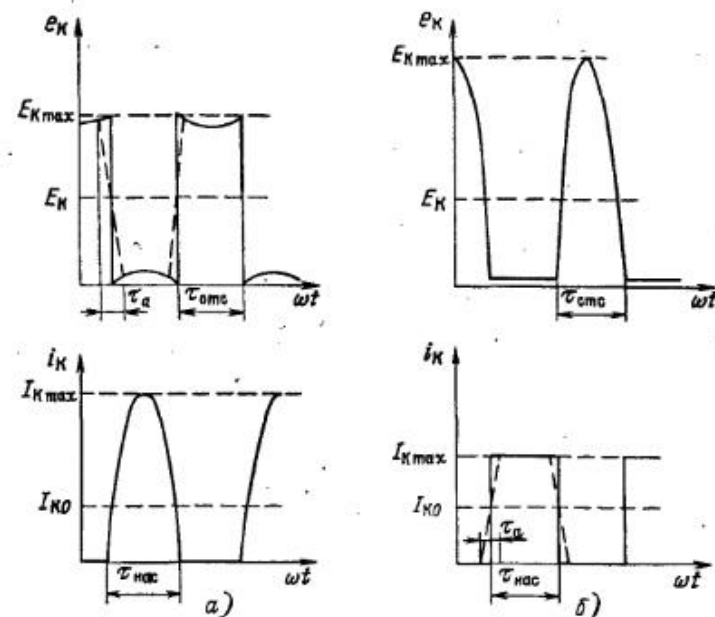


Рис. 2.16

На рис. 2.15, а показана схема двухтактного ключевого генератора с параллельным LC-контуром. Для перехода к несимметричной нагрузке в коллекторной цепи необходимо установить дополнительный трансформатор. Обычно трансформатор включают сразу после транзисторов, а за ним LC-контур (рис. 2.15, б) или более сложную выходную цепь связи в виде ФНЧ или ПФ. Здесь цепь связи обязательно начинается с параллельной емкости C1, чтобы по высшим гармоникам создавать низкое сопротивление (рис. 2.15, в).

В обеих схемах построения двухтактных генераторов с фильтровой нагрузкой транзисторы должны попеременно, точно по полпериода, находиться в состоянии отсечки или насыщения. Отклонения $T_{нас}$ и $T_{отс}$ от π более чем на 5...10% ведут к резкому ухудшению энергетических показателей генераторов. На рис. 2.16 показаны эпюры тока $i_k(\omega t)$ и напряжения $e_k(\omega t)$ на коллекторах транзисторов в этих генераторах. В генераторе с последовательным контуром транзисторы формируют меандры напряжения на входе контура. Благодаря фильтрующим свойствам обеспечивается гармонический ток в контуре, и поэтому коллекторные токи $i_k(\omega t)$ каждого транзистора представляют отрезки симметричной косинусоиды с углом отсечки $\theta = 90^\circ$. Наоборот, в генераторе с параллельным LC-контуром транзисторы вместе с дросселем (или дросселями) формируют меандры тока, поступающего в LC-контур. Благодаря фильтрующим свойствам обеспечивается гармоническое напряжение на контуре, и поэтому напряжения на коллекторах $e_k(\omega t)$ каждого транзистора представляют отрезки симметричной косинусоиды с углом отсеч-

ки $\theta = 90^\circ$. Важно подчеркнуть, что, хотя имеют место одновременно негармонические формы токов и напряжений на коллекторах каждого транзистора, в нагрузке выделяется только мощность первой гармоники, поскольку в меандрах напряжения (или тока) отсутствуют четные гармоники, а в косинусоидальных импульсах тока (или напряжения) с отсечкой, равной 90° , отсутствуют нечетные гармоники. Поскольку на LC-контур поступают меандры напряжения (или тока), в которых теоретически отсутствует вторая гармоника (в действительности ее уровень составляет $-(15 \dots 20)$ дБ), здесь, как и в двухтактных ключевых генераторах с резистивной нагрузкой, требования на фильтрацию второй гармоники резко ослаблены. Это упрощает построение выходной фильтрующей системы (ВФС), включаемой вместо LC-контура, особенно если коэффициент перекрытия по частоте K_f приближается к двум. В то же время в этих генераторах в рабочей полосе частот ВФС должна обеспечивать входное сопротивление (или входную проводимость), близкое к резистивному $Z_{вх} = R_{вх} + \Delta Z_{вх}$ (или $Y_{вх} = 1/R_{вх} + \Delta Y_{вх}$). При этом величина реактивного рассогласования входного сопротивления по модулю $|\Delta X_{вх}|/R_{вх,ном}$ в генераторе с последовательным контуром (или входной проводимости $|\Delta B_{вх}|/R_{вх,ном}$ в генераторе с параллельным контуром) должна быть незначительной, так чтобы КБВ_{вх} на входе ВФС было не ниже $0,7 \dots 0,8$.

При больших рассогласованиях транзисторы выходят из ключевого режима и происходит резкое снижение энергетических показателей вплоть до выхода генераторов из строя. Одновременно входное сопротивление ВФС на частотах высших гармоник $\Delta Z_{вх}(n\omega)$ должно быть достаточно большим по модулю в генераторе с последовательным контуром либо достаточно малым в генераторе с параллельным контуром. Только при этом условии будет обеспечиваться близкий к гармоническому ток (или напряжение) на входе ВФС. Аналогично, как в обычном ГВВ с резонансной нагрузкой (см. § 2.2 и ограничение (2.1)), допуская уровень высших гармоник в токе последовательного контура (в напряжении на параллельном контуре) не более $5 \dots 10\%$ и учитывая, что при меандрах напряжения (тока) амплитуды близлежащей третьей гармоники в 3 раза меньше основной частоты $U_{к3}/U_{к1} = 1/3$ (или $I_{к3}/I_{к1} = 1/3$), получаем ограничение на минимальную добротность нагруженного контура:

в генераторах с последовательным контуром

$$Q_{н} = \rho/R_{эк} = \omega L_1/R_{кэ} > 1 \dots 2; \quad (2.34a)$$

в генераторах с параллельным контуром

$$Q_{н} = R_{эк}/\rho = \omega C_1 R_{эк} > 1 \dots 2. \quad (2.34b)$$

Частотные ограничения в таких генераторах обусловлены как инерционностью, так и влиянием выходных емкостей и индуктивностей выводов транзисторов. Из-за этого во время переключений транзисторов

появляются потери на этих переключениях, как в генераторах с резистивной нагрузкой. В генераторе с последовательным контуром фронты и срезы конечной длительности появляются в импульсах напряжения $e_k(\omega t)$ (рис. 2.16, а), в генераторе с параллельным — в импульсах тока $i_k(\omega t)$ (рис. 2.16, б). Практически на современных мощных биполярных транзисторах двухтактные генераторы с параллельным контуром строят на частотах до $10 \dots 30$ МГц. Из-за появления сквозных токов, обусловленных перекрытиями транзисторов, двухтактные генераторы с последовательным контуром выполняют на частотах до единиц мегагерц. Используя резонансные входные цепи связи, можно увеличить рабочую частоту до $50 \dots 100$ МГц [2.9]. Важно также отметить, что из-за критичности к отклонениям $\tau_{вас}$ и $\tau_{отс}$ от π , высоких требований к согласованию с нагрузкой по первой гармонике, обеспечения высокого (или низкого) сопротивления фильтрующей системы на частотах высших гармоник (а не резистивного номинального, как в генераторах с резистивной нагрузкой) значительно ограничивается область практического применения таких генераторов при выполнении их на биполярных транзисторах.

Положение резко изменилось с разработкой мощных полевых МДП-транзисторов. Специфика этих приборов такова, что они могут пропускать отрицательный ток стока при низком остаточном напряжении стока (см. рис. 1.4, з), без включения дополнительных диодов, как это делают в случае биполярных транзисторов (на рис. 2.14, а, б диоды показаны штриховой линией). При этом длительность инверсного состояния ($i_c < 0$, $e_c < 0$), если так можно назвать по аналогии с биполярными транзисторами, может достигать по длительности до четверти периода высокочастотных колебаний и инверсный этап может наступать как перед этапом насыщения, так и следовать за ним. В результате двухтактный генератор с последовательным контуром на полевых транзисторах допускает реактивное рассогласование на входе ВФС вплоть до бесконечности ($|X_{вх}|/R_{вх,ном} \rightarrow \infty$). При этом на относительно низких частотах эюры напряжений остаются близкими к меандрам и сохраняется высокоэффективный ключевой режим работы транзисторов. С ростом частоты при больших величинах отрицательных токов происходит накопление и последующее рассасывание неосновных носителей (см. § 1.3), что ведет к появлению сквозного тока в двухтактных ключевых генераторах по схеме с переключением напряжения и фильтровой нагрузкой.

При построении ключевых генераторов с фильтровой нагрузкой по однотактной схеме надо учитывать то, что для реализации эюр токов и напряжений, представленных на рис. 2.16, надо обеспечивать не монотонное нарастающее или падающее нагрузочное сопротивление на частотах высших гармоник согласно (2.34), а чередующееся $Z_{эк}(n\omega t) \rightarrow 0$ и $Z_{эк}(n\omega t) \rightarrow \infty$ при переходе с n гармоники на гармоники $n+1$, $n+2$ и т.д. С этой целью в выходной цепи транзистора включается четвертьволновый отрезок длинной линии, выполняющий "роль" формирующего контура.

В двухтактном генераторе с последовательным фильтрующим контуром в импульсах токов отсутствуют нечетные гармоники, а в импульсах

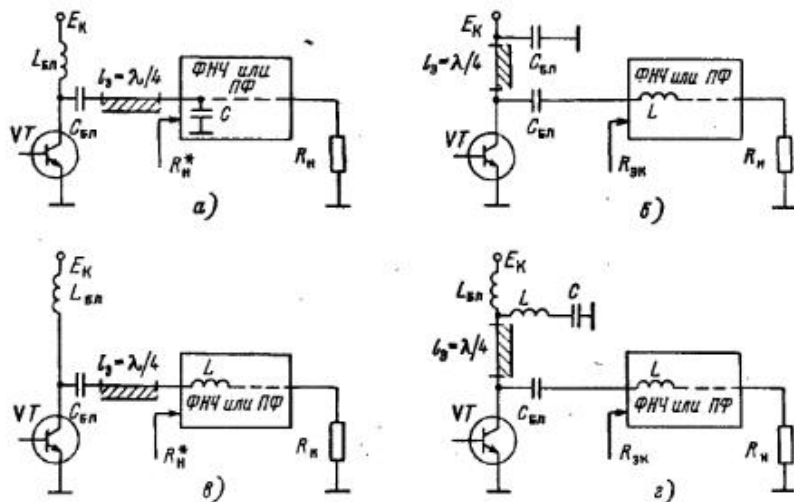


Рис. 2.17

напряжения — четные. Поэтому к сопротивлению нагрузки в одноконтурной схеме предъявляется следующее требование:

$$Z_{\text{ЭК}}(n\omega) = \frac{U_{\text{КП}}(n\omega)}{I_{\text{КП}}(n\omega)} = \begin{cases} 0 & \text{для } n = 2, 4, 6, \dots \\ \infty & \text{для } n = 3, 5, 7, \dots \end{cases} \quad (2.35a)$$

В одноконтурной схеме рис. 2.17, а выходная цепь связи начинается с параллельной емкости, так что $Z_{\text{Н}}^* = R_{\text{Н}}^*$ и $Z_{\text{Н}}^*(n\omega) \rightarrow 0$. Поэтому четвертьволновая линия на частоте первой гармоники осуществляет трансформацию $R_{\text{Н}}^*$ в $R_{\text{ЭК}} = Z_c^2/R_{\text{Н}}^*$, где Z_c — волновое сопротивление линии, а по высшим гармоникам обеспечивает приведенное выше требование. В схеме рис. 2.17, б выходная цепь связи начинается с последовательной индуктивности так, что $Z_{\text{ЭК}}(\omega) = R_{\text{ЭК}}$, а по высшим гармоникам $Z_{\text{ЭК}}(n\omega) \rightarrow \infty$. Однако подключенная параллельно короткозамкнутая четвертьволновая линия обеспечивает необходимое $Z_{\text{ЭК}}(n\omega) \rightarrow 0$ на четных гармониках.

В двухтактном генераторе с параллельным фильтрующим контуром в импульсах токов отсутствуют четные гармоники, а в импульсах напряжения — нечетные. Поэтому выходная цепь связи в одноконтурном генераторе должна обеспечивать входное сопротивление

$$Z_{\text{ЭК}}(n\omega) = \frac{U_{\text{КП}}(n\omega)}{I_{\text{КП}}(n\omega)} = \begin{cases} \infty & \text{для } n = 2, 4, 6, \dots \\ 0 & \text{для } n = 3, 5, 7, \dots \end{cases} \quad (2.35b)$$

Для этого в одноконтурном генераторе по схеме рис. 2.17, в отличие от схемы рис. 2.17, а выходная цепь связи начинается с последовательной индуктивности, так что $Z_{\text{ЭК}}(n\omega) \rightarrow \infty$, а в схеме рис. 2.17, г в отличие от схемы рис. 2.17, б четвертьволновая линия должна быть замкнута на

конце только на основной частоте, а на частотах высших гармоник разомкнута. Поэтому на ее выходе включается последовательный LC-контур, настроенный на основную частоту. При этом входное сопротивление линии на первой и четных гармониках близко к ∞ , а на нечетных — к 0.

Ключевые генераторы с формирующим контуром. Перейдем к рассмотрению ключевых генераторов с формирующим контуром. Такие генераторы в большинстве случаев строят по одноконтурной схеме, которая совпадает со схемой обычного генератора с резонансным параллельным или Г-образным LC-контуром в коллекторной цепи (см. рис. 2.1, а, б). В данном случае контур выбирается с низкой добротностью $Q_{\text{Н}} \approx 1$ и настраивается на частоту примерно в 1,5 раза выше рабочей. Такой контур принято называть формирующим. При этом выходная емкость транзистора $C_{\text{ВЫХ}}$ добавляется к емкости контура либо при работе на максимальных частотах непосредственно является емкостью формирующего контура. Таким образом, в этих генераторах выходная емкость транзистора $C_{\text{ВЫХ}}$ не является паразитной и не вызывает коммутативных потерь, как в рассмотренных выше схемах ключевых генераторов. Отметим, что за рубежом такой тип генераторов принято называть генераторами класса Е.

В оптимальном ключевом режиме (с точки зрения достижения максимального КПД) транзистор попеременно находится в состояниях отсечки и насыщения. На рис. 2.18 приведены формы импульсов напряжения $e_{\text{К}}(\omega t)$ и тока $i_{\text{К}}(\omega t)$ в таком режиме (кривые 1, 2 соответственно для схем с параллельным и Г-образным формирующими контурами). Для генератора с формирующим контуром характерно большое значение пик-фактора напряжения на коллекторе $PE = E_{\text{К max}}/E_{\text{К}} = 3 \dots 5$, зависящее от $\tau_{\text{нас}}$. Кроме того, при переходе транзистора из насыщения в состояние отсечки коллекторный ток уменьшается не скачкообразно, т.е. появляется активный этап. Однако, как показывают расчеты, потери на активном этапе становятся соизмеримыми с потерями на этапе насыщения только на частотах, близких к максимальной.

Для достижения оптимального ключевого режима при заданной длительности $\tau_{\text{нас}}$, как отмечалось выше, параметры формирующего контура и сопротивления нагрузки $R_{\text{ЭК}}$ или $R_{\text{Н}}$ должны выбираться вполне определенным образом. В частности, должно выполняться соотношение $2\pi f C_1 R_{\text{ЭК}} = 0,2 \dots 1,5$. При работе на высоких частотах

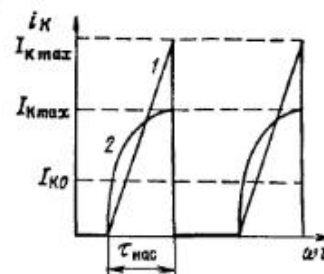
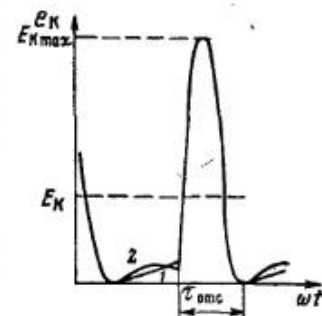


Рис. 2.18

реализация этого соотношения затруднена. С одной стороны, сопротивление $R_{ЭК}$ определяется напряжением E_K и колебательной мощностью P_1 , с другой, минимальная емкость C_1 формирующего контура определяется выходной емкостью транзистора $C_{ВЫХ}$. Отсюда появляется одно из ограничений на максимальную частоту такого генератора $f_{МАХ} < (0,2 \dots 1,5) / 2\pi C_K R_{ЭК}$. Кроме того, ограничение может быть обусловлено усилительными свойствами транзистора. Практически максимальная частота в таких генераторах, выполненных на современных биполярных транзисторах, составляет 100...150 МГц.

В генераторах с одним формирующим контуром напряжение на нагрузке оказывается существенно негармоническим. Даже в генераторе с Г-образным контуром на рис. 2.1,б уровень высших гармоник по мощности составляет не менее 5...10%. При использовании таких генераторов в предоконечном и предварительных каскадах передатчика, когда по частотным свойствам нельзя применять ключевые генераторы с резистивной нагрузкой, негармоническая форма напряжения на нагрузке не имеет существенного значения. Отметим, что при построении широкодиапазонных предварительных и предоконечных каскадов следует использовать генератор с Г-образным формирующим контуром (см. рис. 2.1,б). Емкость $C_{ВЫХ}$ и индуктивность коллекторного вывода L_K транзистора вместе с L_1 и сопротивлением R_H (в R_H трансформируется входное сопротивление следующего каскада) образуют ФНЧ. Параметры этого фильтра подбираются так, чтобы на частоте f , близкой или равной верхней частоте рабочего диапазона $f_{В}$, обеспечивался оптимальный ключевой режим. Тогда на более низких частотах будут происходить отклонения от оптимального режима и несколько возрастет потеря мощности в транзисторе. Однако при дальнейшем уменьшении частоты, когда влияние емкости C_K и индуктивности $(L_K + L_1)$ будет сказываться все в меньшей степени, генератор приближается к генератору с резистивной нагрузкой, в котором импульсы коллекторного напряжения и тока приближаются к прямоугольным. Кроме того, при Г-образном формирующем контуре заметно меньше пик-фактор по току $\Pi_I = I_{K\text{МАХ}}/I_{K0}$ (рис. 2.18), поэтому при ограничениях на $I_{K\text{МАХ}}$ с транзисторов можно снимать существенно большую мощность.

При использовании ключевых генераторов с формирующим контуром в оконечных каскадах для дополнительной фильтрации высших гармоник в нагрузке необходимо включать дополнительный фильтрующий контур или более сложную ВФС. В частности, при узкой полосе пропускания (5...10%) в качестве фильтрующих и одновременно трансформирующих выходных цепей связи можно использовать ФНЧ в виде Г-, Т- или П-образных цепочек. При этом в схеме с параллельным формирующим контуром входное сопротивление согласующей и фильтрующей цепи на основной частоте должно быть равно $R_{ЭК}$, а на частотах высших гармоник — достаточно большим по модулю по сравнению с $R_{ЭК}$. Поэтому цепь связи должна начинаться с последовательной индуктивности L_1 (рис. 2.19,а). Если допустить, что уровень высших гармоник тока,

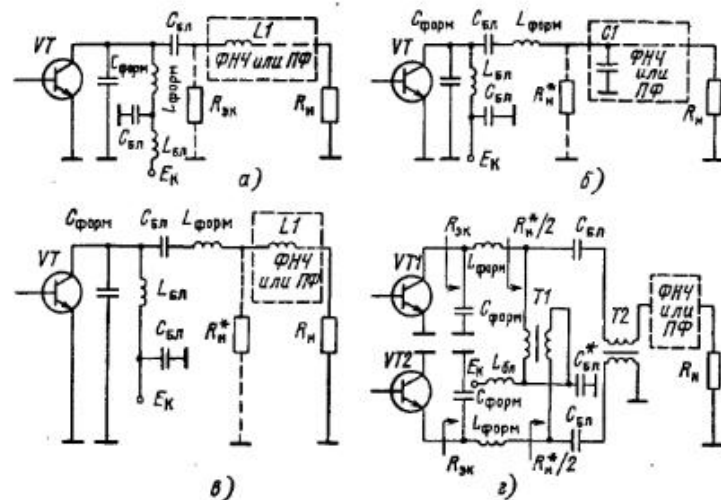


Рис. 2.19

протекающего через L_1 , не должен превышать 5...10% и аппроксимируя импульсы напряжения на коллекторе $e_K(\omega t)$ отрезком косинусоиды с углом отсечки $(\pi - \theta)$, то определяем ограничения на L_1

$$\omega L_1 / R_{ЭК} > 2 \dots 4, \quad (2.36)$$

аналогично как на величину емкости C (2.1) в обычном ГВВ с резонансной нагрузкой.

В генераторе с Г-образным формирующим контуром входное сопротивление фильтрующей и согласующей цепи связи на основной частоте должно быть равно $R_{ЭК}^*$. На частотах высших гармоник здесь менее жесткие ограничения на его величину. Поэтому цепь связи может начинаться как с параллельной емкости C_1 (рис. 2.19,б), так и с последовательной индуктивности L_1 (рис. 2.19,а)

$$\omega C_1 R_{ЭК}^* > 0,5 \dots 2 \text{ в схеме рис. 2.19,б}, \quad (2.37)$$

$$\omega L_1 / R_{ЭК}^* > 0,5 \dots 2 \text{ в схеме рис. 2.19,а}. \quad (2.38)$$

Отметим, что в схеме рис. 2.19,в индуктивности формирующего контура $L_{ФОРМ}$ и L_1 можно объединить в одну.

Ключевые генераторы с формирующим контуром можно выполнять по двухтактной схеме, включая Г-образные формирующие контуры в коллекторную цепь каждого транзистора (рис. 2.19,г). Это позволяет существенно снизить уровень четных гармоник в нагрузке (вторую гармонику — на 10...15 дБ). В этом случае снимаются ограничения (2.37) и (2.38) на величину и вид первого элемента цепи связи. В схеме рис. 2.19,г трансформатор T_1 вместе с конденсатором $C_{БЛ}$ создает

для обоих генераторов короткозамкнутую нагрузку на частотах четных гармоник. Если убрать $C_{бл}^*$, а вместо Т1 включить блокировочные дроссели, то будет непосредственно последовательное подключение двух генераторов с Г-образными контурами к общей нагрузке.

При широкой полосе пропускания, когда коэффициент перекрытия по частоте приближается к двум, в качестве выходной цепи связи можно использовать многозвенный ФНЧ или ПФ, который в соответствии с ограничениями (2.36)–(2.38) должен начинаться либо с последовательной индуктивности или последовательного LC1-контур, либо с параллельной емкости или параллельного LC1-контур. Поскольку формирующий контур оказывается достаточно широкополосным (его добротность $Q_H = 1$), полоса пропускания генератора будет определяться в основном полосой пропускания цепи связи. Конечно, в полосе пропускания из-за изменения реактивных сопротивлений LC-элементов формирующего контура наблюдается отклонение от оптимального режима и снижение КПД генератора. Это необходимо учитывать при расчете генератора (см. ниже). При смене рабочих поддиапазонов передатчика, каждый из которых может обеспечивать коэффициент перекрытия по частоте до 1,4...1,6, должно одновременно осуществляться переключение LC-элементов формирующего контура и цепи связи. Чтобы сохранились высокие энергетические показатели, коэффициент перекрытия по частоте отдельных поддиапазонов ограничивают 1,2...1,3.

Применение полевых МДП-транзисторов в ключевых генераторах с формирующим контуром позволяет получать значительно лучший КПД, выше коэффициент усиления по мощности, а также лучшие характеристики при рассогласовании нагрузки. Однако из-за относительно высоких напряжений на стоке и отсюда более высоких нагрузочных сопротивлений выходная емкость гораздо быстрее ограничивает максимальную рабочую частоту. Отметим также, что из-за низкого эквивалентного сопротивления насыщения $r_{нас}$ и высокого напряжения на стоке КПД непосредственно транзистора может достигать 99%. При этом потери в LC-элементах выходной цепи связи в общем КПД генератора играют решающую роль. Для снижения их до минимума выходную цепь связи целесообразно строить в виде ФНЧ с фильтрами-пробками и фильтрами-дырками, настроенными точно на ближайшие 2-ю и 3-ю гармоники.

Предоконечный и предварительный каскады на частотах до 10...50 МГц строят с применением широкодиапазонных трансформаторов по одноконтурным и двухконтурным схемам. Нагрузкой в этих каскадах является входное сопротивление транзисторов последующего каскада с учетом элементов межкаскадной цепи связи. В первом приближении можно рассматривать данный каскад как ключевой генератор с резистивной нагрузкой и считать его по отношению ко входной цепи последующего каскада как генератор прямоугольных импульсов напряжения. Частотные ограничения обусловлены шунтирующим действием выходных (и входных) емкостей и индуктивностями выводов транзистора. Поэтому на частотах выше 10...50 МГц в таких каскадах применяются

ключевые генераторы с формирующим контуром, а межкаскадные цепи связи строят как на широкодиапазонных трансформаторах, так и на LC-элементах в виде Г-, Т- и П-цепочек.

Предварительные и предоконечный каскады можно выполнять как на биполярных, так и на полевых МДП-транзисторах. Преимущества последних в этих каскадах не столь ярко выражены (более высокий K_P , менее критична амплитуда входного сигнала), поскольку в полевых МДП-транзисторах сильнее проявляется шунтирующее действие выходных емкостей.

Проектирование ключевых генераторов. Проектирование начинают с выбора схемы генератора для оконечного каскада передатчика. Выбор схемы ключевого ГВВ определяется рабочей частотой, коэффициентом перекрытия диапазона рабочих частот, мощностью проектируемого генератора, допустимым рассогласованием нагрузки, а также типом используемых транзисторов.

На частотах до 1...2 МГц наилучшим образом подходят двухтактные ключевые генераторы с переключением напряжения и фильтровой нагрузкой (ПНФ), выполненные на полевых МДП-транзисторах. Такие ГВВ допускают рассогласование нагрузки до $K_{БВ_{вх}} = 0,5$ и ниже (значение $K_{БВ_{вх\min}}$ может оговариваться при проектировании ГВВ). Коэффициент перекрытия по частоте $K_f = f_v/f_H$ может достигать 1,7...1,8. Если требуемый K_f выше, то на выходе генератора надо устанавливать переключаемые фильтры на отдельных поддиапазонах с $K_{fi} < 1,7...1,8$. Данный ключевой ГВВ выполняется на двух транзисторах. Однако возможно к общей нагрузке последовательное подключение двух таких генераторов по условно названной мостовой схеме (см. § 2.7). При этом можно обеспечивать мощность в 2...4 раза больше, чем дает один транзистор. Включение параллельно двух-трех и более полевых транзисторов хотя и обсуждается в литературе и используется в реальных передатчиках, но требует дополнительных исследований. Поэтому для получения большей мощности необходимо применять мостовые схемы суммирования. При этом, во-первых, каждый отдельный генератор может выполняться на двух или четырех транзисторах. Во-вторых, на выходе каждого отдельного генератора необходимо устанавливать свой выходной фильтр, а при больших K_f — переключаемые фильтры на отдельные поддиапазоны. Именно эти фильтры должны создавать высокое сопротивление $|Z_{вх}|$ на частотах высших гармоник. Отметим, что при установке общего фильтра после мостовой схемы сложения из-за несогласованной нагрузки моста на частотах высших гармоник его входное сопротивление будет сложным образом меняться. Поэтому на тех или иных гармониках может не обеспечиваться высокое входное сопротивление, что может нарушить режим работы транзисторов в генераторе ПНФ. Это является серьезным недостатком ключевых генераторов ПНФ. Поэтому в тех случаях, когда заранее известно, что для получения необходимой мощности потребуется включение большого числа генераторов и мостовых схем сложения и неприемлемо на выходе каждого из них ставить широкодиапазонные и переключаемые

фильтры, в оконечных каскадах передатчика следует применять двухтактные ключевые генераторы с резистивной нагрузкой (см. рис. 2.12). Их можно также выполнить на полевых МДП-транзисторах. Для этих генераторов резистивная нагрузка обеспечивается фильтрующей системой в виде вилки фильтров (см. § 3.10). При этом потери мощности высших гармоник в дополнительном резисторе $R_{н.доп}$ составляют практически менее 15 % и некоторые усложнения ВФС компенсируются важным преимуществом таких генераторов: для суммирования мощностей большого числа генераторов можно применять одну общую ВФС в виде вилки фильтров, включаемую после мостовой схемы сложения. Правда, при этом мостовая схема должна обеспечивать рабочую полосу не до $f_{вп}$, а до $(7 \dots 9)f_{вп}$, чтобы при работе генератора на верхней рабочей частоте передатчика $f_{вп}$ создавалось резистивное входное сопротивление на частотах до (7-9)-й гармоник.

Частотные ограничения двухтактных ключевых генераторов с резистивной и с фильтровой нагрузкой на МДП-транзисторах определены ростом коммутативных потерь, обусловленных выходными емкостями транзистора, и находятся вблизи 1 МГц (см. ниже). Если коммутативные потери превышают 5...10 %, то либо переходят к аналогичным генераторам на биполярных транзисторах, либо к другому классу ключевых генераторов с формирующим контуром. В первом случае надо иметь в виду, что хотя частотный диапазон двухтактных ключевых генераторов на биполярных транзисторах увеличивается до 10...30 МГц, но при фильтровой нагрузке такие генераторы допускают КБВ_{вх} не ниже 0,7...0,8, а при резистивной нагрузке — КБВ_{вх} не ниже 0,5. Здесь важно, что при меньших значениях КБВ_{вх} не только ухудшаются энергетические показатели генераторов, но, главное, возникает опасность неустойчивой работы, самовозбуждения и выхода транзисторов из ключевого режима. Поэтому помимо непосредственной защиты транзисторов по перегрузкам по току и напряжению на коллекторе должны предусматриваться системы защиты при рассогласованиях нагрузки, при которых КБВ_{вх} становится ниже предельно допустимого.

Во втором случае переходят к ключевым генераторам с формирующим контуром. Частотный диапазон таких генераторов в 5...10 раз выше, т.е. при выполнении на полевых МДП-транзисторах достигает 10...30 МГц, а на биполярных 100...150 МГц. Генераторы с формирующим контуром, как правило, выполняют по одностактным схемам. Такие генераторы, как самые простые, используют и на более низких частотах, т.е. там, где можно реализовать двухтактные ключевые генераторы, при построении передатчиков небольшой мощности для портативных радиостанций. При этом емкость формирующего контура образуется не столько выходной емкостью транзистора, а специально включаемым конденсатором. Наоборот, ключевые генераторы с формирующим контуром на большие мощности целесообразно строить по двухтактной схеме (рис. 2.19,2), в том числе на балансных транзисторах. Возможно построение таких генераторов по квадратурной схеме. Отметим, что в генераторах с формирующим контуром из-за больших пик-факторов

$P_I = 3 \dots 5$ и $P_E = 3 \dots 5$ при ограничениях на I_{\max} и E_{\max} величина колебательной мощности может быть в 2...10 раз меньше, чем в генераторах с резистивной нагрузкой или в двухтактных генераторах с фильтровой нагрузкой (в расчете на один транзистор).

В качестве предоконечного и предварительных каскадов передатчика на частотах до 30 МГц следует использовать двухтактные ключевые генераторы с резистивной нагрузкой, а на более высоких частотах — ключевые генераторы с Г-образными формирующими контурами, выполняемыми как по двухтактной, так и по одностактной или квадратурной схеме. Выбор конкретной схемы того или иного класса ключевого генератора ведут исходя из ряда соображений. Во-первых, при относительно низких напряжениях питания $E_{к.п}$ (или $E_{с.п}$) и ограничениях на максимальный ток $I_{к.макс} < I_{к.доп}$ следует выбирать схемы генераторов, в которых в номинальном режиме наименьший пик-фактор по току и он не сильно возрастает в диапазоне частот и при рассогласованиях с нагрузкой. Наоборот, при высоком напряжении $E_{к.п}$, когда появляются ограничения на $E_{к.макс} < E_{к.доп}$ и нет ограничений на максимальный ток, надо брать схему генератора, в которой обеспечивается наименьший пик-фактор по напряжению и он заметно не возрастает в диапазоне частот и при рассогласованиях с нагрузкой. Во-вторых, необходимо учитывать возможность обеспечения входной цепью генератора заданного $\tau_{нас}$ или допустимого его отклонения от расчетного в рабочем диапазоне частот. В-третьих, учитывается схемная простота и практическая реализация генератора.

Среди двухтактных генераторов с резистивной нагрузкой генератор ПТ обеспечивает постоянный, равный минимальному пик-фактор по току $P_I = 2$ при $P_E > 2$, допускает $\tau_{нас} \geq \pi$ и наиболее прост в схемном исполнении. Наоборот, генератор ПН обеспечивает постоянный, равный минимальному пик-фактор по напряжению $P_E = 2$ при $P_I > 2$, допускает $\tau_{нас} \leq \pi$ и оказывается заметно сложнее из-за трансформатора, включаемого для закорачивания четных гармоник тока в коллекторной цепи. Двухтактный генератор с мостовой схемой занимает промежуточное положение между первыми двумя, поскольку в нем $P_E > 2$ и $P_I > 2$ и допускаются отклонения $\tau_{нас} \leq \pi$ от π в обе стороны. Из-за включения балластного сопротивления $R_б$ он оказывается сложнее, чем генератор ПН.

Двухтактные генераторы с фильтровой нагрузкой существенно различаются по пик-факторам P_E и P_I . В генераторе с последовательным контуром оказывается $P_E = 2$ при $P_I > 3,14$, и поэтому при полном использовании транзисторов по напряжению ($E_{к.макс} < E_{к.доп}$) в нем может обеспечиваться гораздо большая колебательная мощность. Наоборот, в генераторе с параллельным контуром $P_I = 2$ при $P_E > 3,14$, и поэтому здесь может обеспечиваться наибольшая мощность при полном использовании транзисторов по току $I_{к.макс} < I_{к.доп}$. В схемном отношении двухтактный генератор с параллельным контуром заметно проще из-за отсутствия трансформатора для закорачивания четных гармоник.

Ключевые генераторы с параллельным и Г-образным формирующими контурами по всем показателям примерно одинаковы. С позиции

практической реализации несколько лучше схема с Г-образным формирующим контуром.

При выборе транзисторов для ключевых ГВВ необходимо учитывать следующие обстоятельства. Специально для ключевых радиочастотных генераторов биполярные транзисторы не выпускаются. Исключение составляет транзистор КТ947А и некоторые другие, предназначенные для работы в ключевых генераторах на частотах до 0,1...1,0 МГц. В целом из-за более низкого коэффициента усиления по мощности и требования малой инерционности в ключевых ГВВ с резистивной и фильтровой нагрузкой, работающих до 10...30 МГц, применяют более высокочастотные биполярные транзисторы, предназначенные для работы в диапазоне ВЧ и СВЧ. В ключевых генераторах с формирующим контуром, используемых в первую очередь на СВЧ (30...150 МГц), максимальная рабочая частота транзистора может быть всего в 2...3 раза выше верхней рабочей частоты генератора. У некоторых транзисторов (КТ930, КТ931, КТ971 и др., см. [1.2-1.4]), предназначенных для работы в диапазоне СВЧ, внутри корпуса в цепи базы устанавливаются дополнительные сосредоточенные LC-элементы в виде ФНЧ-трансформатора, увеличивающие его входное сопротивление приблизительно до 1 Ом в заданном диапазоне частот. При использовании таких транзисторов в ключевых генераторах в диапазоне СЧ и ВЧ можно просто не учитывать LC-элементы трансформирующих цепочек, считая в первом приближении сопротивление индуктивностей бесконечно малым, а емкостей — бесконечно большим.

Полевые МДП-транзисторы серии КП700, предназначенные для импульсных устройств, а также иностранные типа IREP440, IREP450 и др. можно использовать на частотах приблизительно до 1 МГц в схемах ключевых генераторов с резистивной и фильтровой нагрузками и до 10...30 МГц — в схемах генераторов с формирующим контуром. Возможно также применение более высокочастотных и более дорогих транзисторов типа 2П920 и др.

При выборе питающих напряжений для ключевых генераторов четко прослеживается тенденция к стандартным значениям, определяемым напряжениями электрических батарей и аккумуляторов, а также источниками переменного тока. Это объясняется тем, что по КПД и массогабаритным показателям вторичные источники питания могут даже уступать самим радиочастотным ключевым генераторам. Для сравнительно низковольтных биполярных транзисторов следует ориентироваться на стандартные напряжения (см. § 2.3). В то же время у мощных МДП-транзисторов допустимые напряжения на стоке достигают несколько сотен вольт. Помимо отыскания оптимального напряжения $E_{с.п}$ исходя из минимальных потерь в транзисторе (см. ниже) здесь следует ориентироваться на стандартные напряжения, получаемые после выпрямителя переменного источника тока однофазного 220 В или трехфазного 380 В напряжения.

Расчет выходной цепи. После выбора схемы ключевого генератора проводится подборка подходящих транзисторов и электрический

расчет коллекторной (стоковой) цепи. Кроме рабочей частоты заданной считается номинальная мощность $P_{н1ном}$ (в двухтактных генераторах при $P_{н1ном}$, отдаваемая одним транзистором), а также КБВ_{вх} на входе эквивалентной нагрузки ключевого генератора. Для генераторов с формирующим контуром исходным является также коэффициент перекрытия по частоте ($1 \leq K_f \leq 1,6$), поскольку для данного генератора необходимо учитывать изменение сопротивлений реактивных LC-элементов формирующего контура в диапазоне рабочих частот.

В последующие расчетные соотношения для коллекторной (стоковой) цепи входят параметры транзисторов: сопротивление насыщения $r_{нас}$, напряжение коллекторного $E_{к.п}$ (стокового $E_{с.п}$) питания, а также предельно допустимые значения токов и напряжений транзистора. Кроме того, в формулы входят коэффициенты α , ν и χ , зависящие от схемы и условий работы генератора. Они характеризуют постоянную составляющую и первую гармонику относительно максимального значения: α — коэффициенты в импульсах тока коллектора (стока); ν — коэффициенты в импульсах напряжения на коллекторе (стоке) при $r_{нас} = 0$; χ — коэффициенты в импульсах напряжения, учитывающих изменение формы напряжения на коллекторе (стоке) при $r_{нас} > 0$.

В случае двухтактных генераторов с резистивной нагрузкой для всех трех схем (с переключением напряжения, с переключением тока и мостовой схемой) расчет коллекторной (стоковой) цепи можно вести для $r_{нас} = \pi$. В действительности в первую очередь экспериментальным путем отыскивается оптимальная из трех возможных схем, работоспособная в заданном интервале рабочих частот на том или ином типе биполярных или полевых МДП-транзисторов. Для приближенных расчетов для всех этих схем можно принять

$$\alpha_0 = 1/2; \alpha_1 = 2/\pi; \nu_0 = \pi/4; \nu_m = \pi/2; \chi_0 = 1; \chi_1 = 0; \chi_m = 1. \quad (2.39)$$

Для двухтактных ключевых генераторов с фильтровой нагрузкой должно обеспечиваться $r_{нас} \approx \pi$. Поэтому коэффициенты α , ν и χ зависят только от схемы:

в генераторе с последовательным фильтрующим контуром

$$\alpha_0 = 1/\pi; \alpha_1 = 1/2; \nu_0 = \pi/2; \nu_m = \pi/2; \chi_0 = 0; \chi_1 = 1; \chi_m = 0. \quad (2.40)$$

в генераторе с параллельным фильтрующим контуром

$$\alpha_0 = 1/2; \alpha_1 = 2/\pi; \nu_0 = 2/\pi; \nu_m = 2; \chi_0 = 1; \chi_1 = 0; \chi_m = 1. \quad (2.41)$$

Для генераторов с формирующим контуром значения коэффициентов α , ν и χ зависят главным образом от длительности этапа насыщения $t_{нас}$ (табл. 2.2). Для одновременного достижения близких к наибольшим значениям мощности P_1 , КПД и K_P следует выбирать $t_{нас} \approx \pi$. При работе на максимальных частотах, когда в качестве емкости формирующего контура используется выходная емкость транзистора, следует

Таблица 2.2

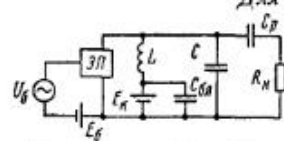
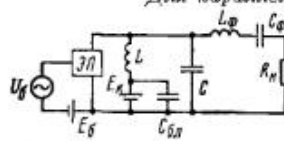
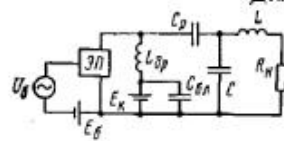
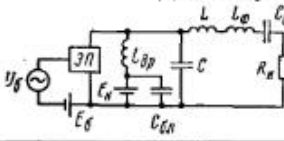
| $\tau_{нас}$, град | 120 | 150 | 180 | 210 | 240 |
|---|--------|--------|--------|--------|--------|
| $\alpha_0 = \chi_0$ | 0,2 | 0,282 | 0,375 | 0,437 | 0,468 |
| $\alpha_1 = \chi_1$ | 0,275 | 0,365 | 0,4525 | 0,496 | 0,509 |
| χ_m | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| ν_0 | 0,7025 | 0,6525 | 0,605 | 0,57 | 0,544 |
| ν_m | 1,96 | 2,05 | 2,22 | 2,49 | 2,941 |
| $\Pi_E^* = \nu_m/\nu_0$ | 2,79 | 3,14 | 3,67 | 4,37 | 5,4 |
| Для параллельной схемы | | | | | |
|  | 0,303 | 0,37 | 0,411 | 0,42 | 0,39 |
| | 2,41 | 1,5 | 1,02 | 0,7 | 0,45 |
| Для параллельной и фильтрующей схемы | | | | | |
|  | 0,35 | 0,51 | 0,71 | 1,08 | 1,76 |
| | 2,12 | 1,27 | 0,675 | 0,32 | 0,1473 |
| Для Г-образной схемы | | | | | |
|  | 3,165 | 2,28 | 1,83 | 1,39 | 1,132 |
| | 0,215 | 0,228 | 0,22 | 0,19 | 0,162 |
| Для Г-образной и фильтрующей схемы | | | | | |
|  | 2,15 | 1,55 | 1,136 | 0,8582 | 0,6331 |
| | 0,2515 | 0,2375 | 0,184 | 0,1125 | 0,06 |

Таблица 2.3

| $\tau_{нас}$, град | 108 | 144 | 180 | 216 | 252 |
|---------------------|-------|--------|-------|-------|--------|
| I | 3,265 | 2,11 | 1,43 | 0,995 | 0,667 |
| c | 0,173 | 0,1917 | 0,146 | 0,081 | 0,037 |
| Π_E^* | 3,31 | 3,85 | 4,68 | 6,7 | 17,65 |
| χ | 1,445 | 0,655 | 0,253 | 0,087 | 0,0279 |

ориентироваться на схему с Г-образным и последовательным фильтрующим контуром (рис. 2.19, в) и данные табл. 2.3.

В случае биполярных транзисторов расчет коллекторной цепи генератора ведется на заданную мощность первой гармоники P_1 при заданном напряжении коллекторного питания $E_{к.ном}$ или при полном использовании транзисторов по напряжению ($E_{к.мах} = E_{кэ.доп}$). Часто для повышения надежности работы транзистора задаются меньшим значением $E_{к.мах}$ по сравнению с $E_{кэ.доп}$.

Мощные МДП-транзисторы при тех же значениях выходных емкостей отличаются от биполярных более высоким допустимым напряжением на стоке, достигающим $E_{си.доп} \approx 1000$ В. Это приводит к тому, что относительная доля коммутативных потерь, пропорциональная примерно квадрату напряжения на стоке, гораздо выше. Поскольку потери на эквивалентном сопротивлении насыщения транзистора снижаются с ростом напряжения питания, а коммутативные потери, наоборот, увеличиваются, в случае МДП-транзисторов можно найти оптимальное напряжение на стоке, при котором достигается минимум суммарных потерь на $\tau_{нас}$ и коммутативных. В связи с этим ниже приводится методика расчета коллекторной цепи биполярных транзисторов, а затем особенности расчета стоковой цепи полевых транзисторов с учетом в них коммутативных потерь.

Расчет номинального режима (при $R_{эк} = R_{эк.ном}$) работы транзисторов в ключевых генераторах проводится с учетом рассогласования эквивалентной нагрузки по первой гармонике $КБВ_{вх} < 1$, обусловленной как непосредственным отклонением сопротивлений нагрузки (антенны), так и неточностью согласования в рабочей полосе частот, в том числе выходной цепи связи генератора. При этом определяют максимальные величины тока и напряжения на коллекторе (стоке), максимальную потребляемую мощность $P_{0.мах}$, максимальную и минимальную мощности $P_{н1.мах}$, $P_{н1.мин}$ нагрузки, максимальную мощность, рассеиваемую на коллекторе (стоке) $P_{к.мах}$, а в случае генераторов с резистивной нагрузкой — максимальную мощность высших гармоник $P_{нп.мах}$, поступающую в дополнительную нагрузку $R_{н.доп}$ (при работе на вилку фильтров — диплексер). В ключевых генераторах с формирующим контуром помимо $КБВ_{вх} < 1$ надо учитывать, что при $K_f > 1,2$ из-за изменений реактивных сопротивлений LC-элементов формирующего контура в рабочей полосе частот имеет место дополнительное, еще большее отклонение от оптимального ключевого режима. Поэтому в этих генераторах следует определять максимальные и минимальные токи, напряжения и мощности как с учетом $КБВ_{вх} < 1$, так и при отклонениях по частоте.

Во всех этих случаях при расчетах используют ряд дополнительных коэффициентов: $P_{н1.мах}$, $P_{н1.мин}$ — относительные значения максимальной и минимальной мощности первой гармоники $P_{н1}$; $P_{0.мах}$, $P_{к.мах}$, $P_{нп.мах}$ — относительные максимальные значения потребляемой мощности P_0 , рассеиваемой на транзисторе P_T , и мощности высших гармоник $P_{нп}$, поступающей в $R_{н.доп}$ (в ключевых генераторах при работе на вилку фильтров — диплексер), $\Pi_E.мах$, $\Pi_I.мах$ — максимальные значения пик-факторов по напряжению и току.

Отметим, что под пик-фактором Π_I принято отношение $I_{мах}$ к постоянной составляющей тока в номинальном режиме: $КБВ_{вх} = 1$ и $f = f_0$. Перечисленные коэффициенты в функции от $КБВ_{вх}$ приведены на графиках: на рис. 2.20 — для трех схем ключевых генераторов с резистивной нагрузкой; на рис. 2.21 — для двух схем двухтактных ключевых генераторов с фильтровой нагрузкой; на рис. 2.22 — для ключевых

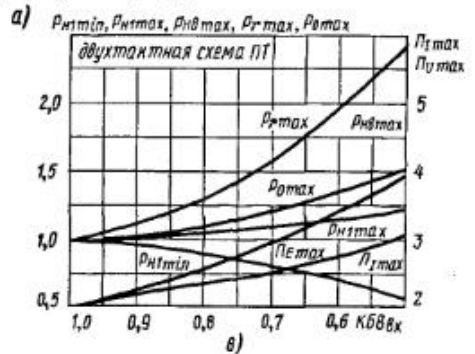
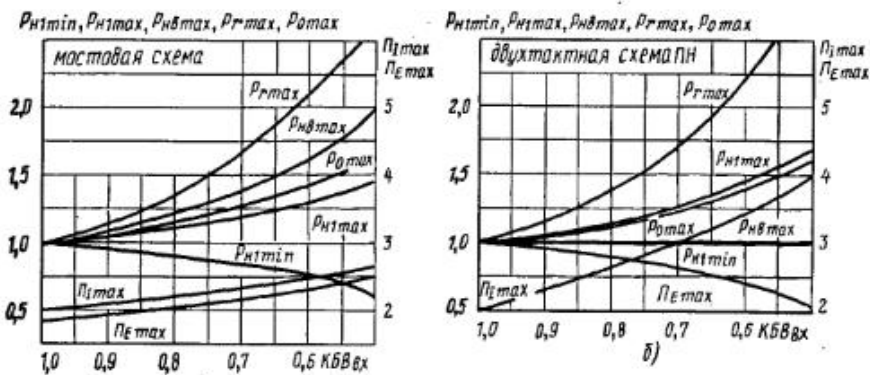


Рис. 2.20

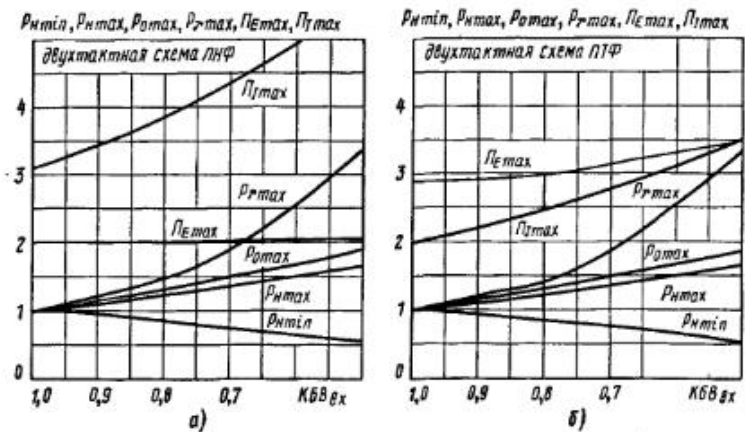


Рис. 2.21

генераторов с формирующим контуром при трех значениях K_f . Графики построены при $r_{нас}/R_{ЭК} = 0,1$. Они взяты из [2.5] для ключевых генераторов на биполярных транзисторах. Проведенное компьютерное

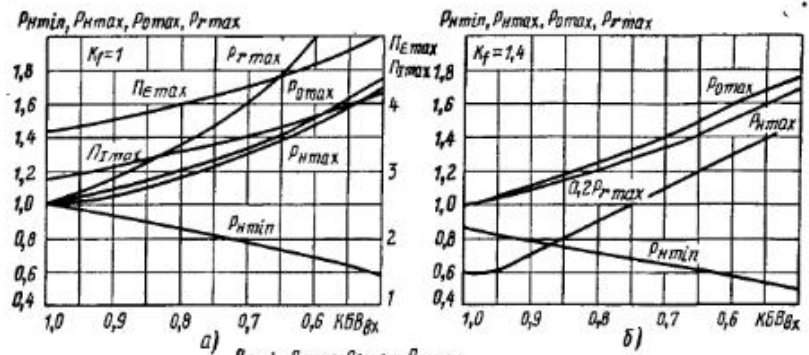


Рис. 2.22

исследование нагрузочных характеристик перечисленных классов ключевых генераторов, выполненных как на биполярных так и на полевых МДП-транзисторах, в целом подтвердило теоретические и экспериментальные характеристики, полученные ранее. Отметим, что в некоторых схемах полевые транзисторы допускают большие рассогласования и обеспечивают меньшие потери.

Зависимости $P_{н1\max}$ и $P_{н1\min}$ на графиках рис. 2.20–2.22 определяют изменения выходной мощности при изменении сопротивления нагрузки в пределах круга $KBB_{вх}$. Если отношение $P_{н1\max}/P_{н1\min}$ или в децибелах $\Delta P = 10 \lg(P_{н1\max}/P_{н1\min})$ превышает допустимое, то должна быть предусмотрена система автоматической регулировки мощности (АРМ). Регулировка может вводиться специально согласно техническим условиям на ту или иную систему связи, например в передатчиках для подвижных систем связи. Поскольку в ключевом режиме выходная мощность генератора главным образом зависит от напряжения на коллекторе (в данном случае для биполярного транзистора) и пропорциональна $E_{к.п}^2$, то АРМ может осуществляться автоматическим изменением напряжения питания $E_{к.п}$ окончного каскада передатчика. Для этих целей используют специально регулируемый вторичный источник питания с широтно-импульсной модуляцией. Для стабилизации $P_{н1}$ он осуществляет регулировку напряжения $E_{к.п}$ в пределах от

$E_{к.п.мин} = E_{к.п.ном} / \sqrt{P_{н1max}}$ до $E_{к.п.мах} = E_{к.п.ном} / \sqrt{P_{н1min}}$. При этом не должно быть превышения допустимых значений токов, напряжений и рассеиваемой мощности в транзисторе. Аналогичное положение для полевых транзисторов. В этом случае расчет генератора ведут на номинальную мощность $P_{н1ном}$, но так, чтобы не превышать предельно допустимые параметры в процессе АРМ.

При выборе марки транзистора и расчетной оценки уровня мощности, какую он может дать в ключевом режиме, есть определенные трудности. Напомним, что в генераторах, работающих в недонапряженном и граничном режимах, обычно используют специально предназначенные для этих целей генераторные биполярные и полевые транзисторы (см. справочную литературу [1.2–1.5] и табл. 1.1 и 1.2). В ключевых генераторах часто используют как генераторные транзисторы, так и импульсные, непосредственно не предназначенные для работы в схемах ключевых генераторов гармонических колебаний. В частности приводимые на эти транзисторы ограничения на рассеиваемую на них мощность $P_{расс}$ почти ничего не говорят о возможном уровне колебательной мощности, поскольку $P_1 = P_{расс}[\eta/(1-\eta)]$ и при КПД, близком к единице, P_1 может меняться в громадных пределах. Поэтому для оценки P_1 следует ввести ограничения, обусловленные тем или иным предельно допустимым параметром транзистора.

Ограничения на номинальную мощность $P_{н1ном}$ следуют при заданном напряжении питания на коллекторе $E_{к.п}$ или стоке $E_{с.п}$ и сопротивлении насыщения $r_{нас}$:

$$P_{н1ном} \leq (\eta - \eta^2) \frac{\alpha_1}{2\nu_0(\chi_0 + \nu_0\chi_1)} \frac{E_{п}^2}{r_{нас}}, \quad (2.42a)$$

где величина η задается в пределах 0,85...0,95.

Если задано предельно допустимое напряжение на коллекторе $E_{к.доп}$ или стоке $E_{с.доп}$, то в (2.42a) вместо $E_{п}$ подставляют $E_{доп}/P_E$, где $P_E = \nu_m/\nu_0$. При работе ключевого генератора на цепь связи с КБВ_{вх} < 1, а в случае генератора с формирующим контуром при $K_f > 1$ значения P_E берут из графиков на рис. 2.20–2.22.

Ограничения (2.42a) в первую очередь специфично для биполярных транзисторов. С появлением мощных высоковольтных полевых транзисторов, у которых $E_{с.доп}$ достигает 500...1000 В при том же по величине эквивалентном сопротивлении $r_{нас}$, потери на нем могут составлять менее 1% и на первое место выступает ограничение, обусловленное предельно допустимым значением тока. При КПД, близком к 1, $P_{н1ном} \approx P_{оном} = E_{п} I_{оном}$. Откуда

$$P_{н1ном} < \frac{I_{доп}}{P_I} E_{п} \quad \text{или} \quad P_{н1ном} < \frac{I_{доп}}{P_I} \frac{E_{доп}}{P_E}, \quad (2.42b)$$

где значение пик-факторов по току $P_I = 1/\alpha_0$ и по напряжению $P_E = \nu_m/\nu_0$. С учетом КБВ_{вх} < 1, а в случае ключевого генератора с формирующим контуром при $K_f > 1$ значения P_I и P_E берут

из графиков на рис. 2.20–2.22. Если даются ограничения на постоянную составляющую тока коллектора или стока, то в (2.42b) вместо $I_{доп}/P_I$ подставляют $I_{доп}$.

Кроме ограничений (2.42a) и (2.42b) в ключевых генераторах на полевых транзисторах с резистивной и фильтровой нагрузкой появляется дополнительное ограничение на $P_{н1ном}$, обусловленное коммутативными потерями (см. ниже).

После определения величины $P_{н1ном}$ расчет выходной цепи ключевого генератора ведут в следующей последовательности.

1. Рассчитывают пик-фактор напряжения на коллекторе в номинальном режиме:

при заданном или выбранном, равном стандартному напряжению $E_{к.п}$:

$$P_E = \frac{\nu_m}{\nu_0} - \frac{\nu_m\chi_0 - \nu_0\chi_m}{2\nu_0(\chi_0 + \nu_0\chi_1)} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{8\nu_0(\chi_0 + \nu_0\chi_1)}{\alpha_1} \frac{r_{нас}}{E_{к.п}^2} P_{н1ном}} \right]; \quad (2.43a)$$

при заданном $E_{к.доп}$:

$$P_E = \frac{\nu_m}{\nu_0} \times \quad (2.43b)$$

$$\times \left\{ 1 + \frac{\nu_m\chi_0 - \nu_0\chi_m}{2\nu_0(\chi_m + \nu_m\chi_1)} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{8\nu_m(\chi_m + \nu_m\chi_1)}{\alpha_1} \frac{r_{нас}}{E_{к.доп}^2} P_{н1ном}} \right] \right\}^{-1}$$

При КБВ_{вх} < 1 значения P_E определяют по графикам на рис. 2.20–2.22:

$$P_E = P_{Emax} = f(\text{КБВ}_{вх}).$$

2. Определяют максимальное напряжение на коллекторе:

$$E_{кmax} = P_{Emax} E_{к.п} < E_{к.доп} \quad (2.44a)$$

или напряжение коллекторного питания:

$$E_{к.п} = E_{к.доп} / P_{Emax}. \quad (2.44b)$$

Если предусматривается АРМ, то расчеты выходной цепи ключевых ГВВ выполняют на номинальную мощность $P_{н1ном}$ при номинальном напряжении питания $E_{к.п.ном}$, но $E_{кmax}$ определяют при $E_{к.пmax}$.

3. Электронный КПД, обусловленный потерями на $r_{нас}$,

$$\eta_b = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8\nu_0(\chi_0 + \nu_0\chi_1)}{\alpha_1} \frac{r_{нас}}{E_{к.п.ном}^2} P_{н1ном}}. \quad (2.45)$$

4. КПД по первой гармонике

$$\eta_1 = \eta_2/k,$$

где для генераторов с резистивной нагрузкой $k = 1,2,3$; для остальных генераторов $k = 1$.

5. Мощность, потребляемая от источника питания в номинальном режиме,

$$P_{0ном} = kP_{н1ном}/\eta_2. \quad (2.46)$$

6. Постоянная составляющая тока коллектора в номинальном режиме

$$I_{к0ном} = P_{0ном}/E_{к.п.ном}. \quad (2.47)$$

7. При $KБВ_{вх} < 1$ рассчитывают максимальные значения потребляемой мощности и постоянной составляющей тока:

$$P_{0max} = p_{0max}P_{0ном}; \quad I_{к0max} = p_{0max}I_{к0ном} \leq I_{к0доп}. \quad (2.48)$$

8. Максимальное значение тока коллектора, которое не должно превышать предельно допустимое, при номинальном нагрузочном сопротивлении ($KБВ_{вх} = 1$)

$$I_{кmax} = I_{к0}/\alpha_0 \leq I_{кmaxдоп}. \quad (2.49a)$$

при рассогласованиях нагрузки ($KБВ_{вх} < 1$)

$$I_{кmax} = \Pi_{Imax}I_{к0ном} \leq I_{кmaxдоп}. \quad (2.49b)$$

Если предусматривается АРМ, то $I_{к0max}$ и $I_{кmax}$ надо дополнительно увеличить в $(E_{к.п.max}/E_{к.п.ном})$ раз.

9. Мощность потерь на коллекторе транзистора при номинальной нагрузке ($KБВ_{вх} = 1$)

$$P_r = (1 - \eta_2)P_{0ном}. \quad (2.50)$$

10. В генераторах с резистивной нагрузкой, работающих на вилку фильтров — диплексор, определяют мощность высших гармоник, поступающую в дополнительный резистор $R_{н.доп}$ при $KБВ_{вх} = 1$:

$$P_{н.в.ном} = (k - 1)P_{н1ном}. \quad (2.51)$$

11. Максимальные значения мощностей P_r и $P_{н.в}$ при $KБВ_{вх} < 1$

$$P_{rmax} = p_{rmax}P_r; \quad P_{н.вmax} = p_{н.вmax}P_{н.в.ном}. \quad (2.52)$$

12. Номинальное сопротивление нагрузки в коллекторной цепи транзистора (в двухтактных генераторах для каждого транзистора)

$$R_{эк.ном} = \frac{\alpha_0}{\alpha_1\nu_0} \left[1 - (\chi_0 + \nu_0\chi_1) \frac{\tau_{нас}}{\alpha_0} \frac{I_{к0ном}}{E_{к.п.ном}} \right] \frac{E_{к.п.ном}}{I_{к0ном}}. \quad (2.53)$$

13. В случае ключевых генераторов с формирующим контуром определяют величины его LC-элементов. Для ключевого генератора с Г-образным контуром (см. рис. 2.19) предварительно рассчитывают сопротивление нагрузки R_n^* :

$$R_{н.ном}^* = R_{эк.ном}/[1 + l^2(\tau_{нас})].$$

Параметры элементов параллельного или Г-образного формирующего контура

$$L = \frac{l(\tau_{нас})R}{2\pi f_0}; \quad C_{факт} = \frac{c(\tau_{нас})}{2\pi f_0 R} - C_k,$$

где $R = R_{эк.ном}$ при параллельном формирующем контуре или $R = R_{н.ном}^*$ при Г-образном формирующем контуре; коэффициенты $l(\tau_{нас})$ и $c(\tau_{нас})$ берут из табл. 2.2 для генераторов с формирующим и дополнительными фильтрующими контурами; f_0 принимают равной $\sqrt{f_H f_B}$.

Если емкость $C_{факт} < 0$, необходимо уменьшить напряжение питания $E_{к.п.ном}$ либо длительность $\tau_{нас}$.

В ряде случаев, в первую очередь в широкодиапазонных ключевых генераторах с резистивной нагрузкой, в двухтактных ключевых генераторах с фильтровой нагрузкой используются цепи связи и схемы сложения (деления) мощности на трансформаторах на длинных линиях с дискретным коэффициентом трансформации. В этом случае после приведенного выше предварительного расчета выходной цепи транзистора составляют эскиз схемы выходной цепи связи для окончательного каскада (либо межкаскадную цепь связи для предварительных каскадов) так, чтобы реальное значение $R_{эк}$ было как можно ближе к расчетному $R_{эк}^*$ (2.53). При этом, если транзистор недоиспользован по напряжению ($E_{кmax} < E_{к.доп}$), то допустимо $R_{эк} \geq R_{эк}^*$; если транзистор недоиспользован по току ($I_{кmax} < I_{к.доп}$), то допустимо $R_{эк} \leq R_{эк}^*$. После этого при известном сопротивлении $R_{эк}$ уточняют параметры коллекторной цепи генератора: $E_{кmax}$ (или $E_{к.п}$), $I_{к0ном}$, $I_{кmax}$, $P_{н1ном}$, $P_{0ном}$ и т.д.

1. Определяют номинальное значение постоянной составляющей тока

$$I_{к0ном} = E_{к.п.ном} \left(\frac{\alpha_1\nu_0}{\alpha_0} R_{эк} + \frac{\chi_0 + \chi_1\nu_0}{\alpha_0} \tau_{нас} \right)^{-1}.$$

2. Рассчитывают мощность в нагрузке:

$$P_{н1ном} = 0,5 \frac{\alpha_1}{\alpha_0\nu_0} E_{к.п.ном} I_{к0ном} \left[1 - (\chi_0 + \chi_1\nu_0) \frac{\tau_{нас}}{\alpha_0} \frac{I_{к0ном}}{E_{к.п.ном}} \right].$$

Если мощность $P_{1ном}$ заметно больше (или меньше) требуемой, то необходимо снизить (или увеличить) напряжение питания $E_{к.п.ном}$.

3. По (2.44а) рассчитывают максимальное напряжение на коллекторе.

4. Далее расчет ведут по формулам (2.45), (2.46), (2.48)–(2.52).

В предоконечном и предварительных каскадах на частотах до 10...100 МГц, в которых используются ключевые генераторы с резистивной нагрузкой, как правило, транзисторы заметно недоиспользуются по мощности (работают со значительным запасом). В этих случаях очень часто нагрузочное сопротивление $R_{эк}$ бывает непосредственно задано из эскизного расчета цепей связи с последующим каскадом. Поэтому коллекторную цепь данного каскада, и в частности величину напряжения питания $E_{к.п.ном}$, рассчитывают исходя из заданных $P_{н1} \approx 0,82P_{н}$ и $R_{эк}$:

$$E_{к.п.ном} = \nu_0 \left[1 + \frac{\chi_0 + \chi_1 \nu_0}{\alpha_1 \nu_0} \frac{r_{нас}}{R_{эк}} \right] \sqrt{2P_{1ном} R_{эк}}. \quad (2.54)$$

Далее вычисления ведут по (2.44)–(2.50) при заданном $E_{к.п.ном}$ и $KБВ_{вх} = 1$.

Формула (2.54) позволяет решать и обратную задачу — приближенная оценка величины $R_{эк}$ в той или иной схеме ключевого генератора для получения заданной мощности $P_{1ном}$ при заданном напряжении питания $E_{к.п.ном}$

$$R_{эк} \approx \frac{1}{2\nu_0^2} \frac{E_{к.п.ном}^2}{P_{1ном}} \quad \text{при} \quad \frac{r_{нас}}{R_{эк}} < 0,1. \quad (2.55)$$

Рассмотрим особенности проектирования выходной цепи ключевых генераторов на полевых МДП-транзисторах. На относительно низких частотах (см. ниже) целесообразно применять двухтактные генераторы с резистивной или с фильтровой нагрузками с переключением напряжения соответственно по схемам на рис. 2.12, а и 2.14. Во-первых, полевые транзисторы допускают протекание отрицательного тока стока при $e_{си} \approx 0$ и поэтому ГВВ данных классов выдерживают рассогласование нагрузки с $KБВ_{вх}$, существенно меньшее, чем при использовании биполярных транзисторов (см. рис. 2.20–2.22). Во-вторых, благодаря высоким допустимым напряжениям на стоке, достигающим 500...1000 В, и отсюда более высоким напряжению питания $E_{с.п.ном}$ и нагрузочному сопротивлению $R_{эк}$ в генераторах на полевых МДП транзисторах, в частности серии MOSFET, гораздо сильнее проявляется шунтирующее действие выходной емкости. Это, в конечном счете, примерно на порядок снижает частотный диапазон тех или иных схем ключевых генераторов.

В двухтактных генераторах с резистивной нагрузкой и с последовательным фильтрующим контуром из-за высоких $E_{с.п.ном}$ и $R_{эк}$ резко возрастает относительная доля коммутативных потерь. Поэтому при проектировании следует задача достижения минимальных суммарных потерь на сопротивлении $r_{нас}$ и коммутативных.

Мощность потерь на $r_{нас}$ в расчете на один транзистор в двухтактных генераторах с резистивной нагрузкой и с последовательным фильтрующим контуром

$$P_r = k P_{1ном} \left(1 - \sqrt{1 - \pi^2 \frac{r_{нас} P_{1ном}}{E_{с.п.ном}^2}} \right) / \left(1 + \sqrt{1 - \pi^2 \frac{r_{нас} P_{1ном}}{E_{с.п.ном}^2}} \right). \quad (2.56)$$

Соотношение (2.56) следует из (2.45), поскольку $P_r = P_0(1 - \eta_s)$, с учетом значений коэффициентов α_1 , ν_0 , χ_0 и χ_1 для данных классов ключевых генераторов.

Мощность коммутативных потерь также в расчете на один транзистор

$$P_{ком} = 4f C_{\Sigma} E_{с.п.}^2 = 4f(C_{си} + 0,5C_{монт}) E_{с.п.}^2, \quad (2.57)$$

где f — рабочая частота; C_{Σ} — суммарная емкость, которая складывается из выходной емкости данного транзистора $C_{си}$ и емкости монтажа $C_{монт}$ с коэффициентом 0,5 в расчете на один транзистор в двухтактном генераторе.

Мощность $P_{ком}$ определяется электрической энергией $W_{эл} = 0,5C_{\Sigma}E_{с.п.}^2$, запасенной в конденсаторе C_{Σ} , усредненной за период колебаний ($P_{ком} = W_{эл}/T = W_{эл}f$) с учетом того, что в течение периода происходит заряд и разряд C_{Σ} и что в данных схемах ключевых генераторов $E_{с.п.} = 2E_{с.п.}$.

Значение $C_{си}$ определяется из паспортных данных на МДП-транзистор:

$$C_{си}(E_{си}) = C_{си}^* \sqrt{E_{си}^*/E_{си}}, \quad (2.58)$$

где $C_{си}^*$ — значение емкости сток-исток транзистора при определенном напряжении на стоке $E_{си}^*$. Величины $C_{си}^*$ и $E_{си}^*$ приводятся в паспортных данных на транзистор (см. [1.2–1.4] и табл. 1.2).

Мощность P_r согласно (2.56) уменьшается с ростом $E_{с.п.}$, а мощность $P_{ком}$, наоборот, согласно (2.57) растет пропорционально $E_{с.п.}^2$. Поэтому существует оптимальное значение $E_{с.п.опт}$, при котором $P_r = P_{ком}$ и суммарные потери $P_{рас} = P_{нас} + P_{ком}$ будут минимальны. Для отыскания $E_{с.п.опт}$ при заданной мощности $P_{1ном}$ и на данной рабочей частоте f можно рассчитать зависимости от $E_{с.п.}$ величины: P_r (2.56) и $P_{ком}$ (2.57) с учетом того, что $C_{си}$ изменяется от $E_{с.п.}$ согласно (2.58). Напряжение $E_{с.п.}$, при котором достигается равенство $P_r = P_{ком}$, будет равно оптимальному $E_{с.п.опт}$. Величину $E_{с.п.опт}$ можно рассчитать по формуле

$$E_{с.п.опт} = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{r_{нас} P_{1ном}}{f C_{\Sigma}} + r_{нас}}} P_{1ном} \approx 0,5 \sqrt{\pi P_{1ном}} \sqrt{\frac{r_{нас} P_{1ном}}{f C_{\Sigma}}}. \quad (2.59)$$

Так как $C_{\Sigma} = C_{си} + 0,5C_{монт}$ и $C_{си}$ (2.56) зависит от $E_{си}$, необходимо путем последовательных приближений отыскивать значения $C_{си}$ ($2E_{с.п.опт}$) и $E_{с.п.опт}$.

Одновременно величина $E_{с.п.опт}$ не должна превышать половину от допустимого напряжения на стоке $E_{с.доп}$, поскольку для данных классов ключевых ГВВ пик-фактор стокового напряжения P_E не превышает 2.

На практике может быть заданной величина напряжения источника питания $E_{с.п.}$, в частности она может определяться напряжением выпрямителя одно- или трехфазной сети переменного тока. Тогда согласно (2.57) и (2.58) мощность $P_{ком}$ оказывается заданной. В этом случае целесообразно проектировать генератор на оптимальные значения $P_{1опт}$ и $R_{эк.опт}$, при которых мощность P_r согласно (2.56) будет равна или близка $P_{ком}$. Величина $P_{1опт}$ определяется из (2.59), а нагрузочное сопротивление $R_{эк.опт}$ из (2.55):

$$P_{1опт} = \frac{4}{\pi^2} E_{с.п.}^2 \frac{1 - \pi^2 r_{нас} f C_{\Sigma} / k}{\frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{r_{нас} k}{f C_{\Sigma}} + r_{нас}}} \approx \frac{4}{\pi} E_{с.п.}^2 \sqrt{\frac{f C_{\Sigma}}{r_{нас}}}; \quad (2.60)$$

$$R_{эк.опт} = 2 \frac{\frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{r_{нас} k}{f C_{\Sigma}} + r_{нас}}}{1 - \pi^2 r_{нас} f C_{\Sigma} / k} \approx \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{r_{нас} k}{f C_{\Sigma}}}. \quad (2.61)$$

При (2.59)–(2.61) будет обеспечиваться наибольший КПД стоковой цепи.

Таким образом, проектирование стоковой цепи следует вести на заданную мощность P_1 при оптимальном напряжении питания согласно (2.59) либо при заданном напряжении питания $E_{с.п.}$ на оптимальное значение мощности согласно (2.60). Непосредственно расчет стоковой цепи можно проводить, как для коллекторной цепи биполярного транзистора, но только на частотах, где коммутативные потери значительны, величины $E_{с.п.}$, P_1 и $R_{эк}$ должны быть близкими к оптимальным. В конце расчета необходимо уточнить P_r (2.56), определить $P_{ком}$ (2.57), потребляемую мощность $P_0 = kP_1 + P_r + P_{ком}$, постоянную составляющую тока стока $I_{с0} = P_0 / E_{с.п.}$ и КПД генератора по первой гармонике $\eta = P_1 / P_0$.

Найдем частотные ограничения для данных классов ключевых генераторов на полевых МДП-транзисторах. При $E_{с.п.} = E_{с.п.опт}$, величина которого зависит от колебательной мощности $P_{1ном}$, рабочей частоты f и параметров транзистора $r_{нас}$, $C_{си}$, будет $P_r = P_{ком}$ и достигается максимальным КПД стоковой цепи:

$$\eta_{\max} = \frac{kP_{1ном}}{P_0} = \frac{kP_{1ном}}{kP_{1ном} + P_r + P_{ком}} \approx \frac{1}{1 + 2\pi \sqrt{r_{нас} f C_{\Sigma} / k}}.$$

Отметим, что КПД не зависит от снимаемой с транзистора мощности. Допуская величину КПД не ниже 0,9 находим ограничение на

произведение $f C_{\Sigma} r_{нас} < k \cdot 3,13 \cdot 10^{-4}$ и максимальную рабочую частоту данных классов ключевых генераторов на полевых МДП транзисторах:

$$f_{\max} \leq \frac{3,13 \cdot 10^{-4} k}{r_{нас} [C_{си} (2E_{с.п.}) + 0,5C_{монт}]}.$$

На более высоких частотах следует переходить к ключевым ГВВ с формирующим контуром. В этих генераторах ограничения по частоте могут быть обусловлены не только снижением коэффициента усиления по мощности транзистора, но также его выходной емкостью. С ростом частоты все большую долю емкости формирующего контура составляет выходная емкость транзистора $C_{си}$. Максимальной частотой можно считать ту, на которой емкость формирующего контура образована только емкостью $C_{си}$ и обеспечивается оптимальный режим работы ключевого ГВВ. В [2.19] рассмотрен этот случай на примере генератора по схеме рис. 2.19, в с учетом нелинейности емкости $C_{си}$ согласно (2.58). В табл. 2.3 приведены значения нормированных элементов формирующего контура L и $C_{си}(E_{с.п.})$ в виде коэффициентов $l(\tau_{нас}) = 2\pi f L / R_{н.}^*$, $c(\tau_{нас}) = 2\pi f C_{си}(E_{с.п.}) R_{н.}^*$ и пик-фактора напряжения на стоке $P_E^*(\tau_{нас})$ (аналогично, как в табл. 2.2), а также коэффициент $\chi(\tau_{нас}) = 2\pi f C_{си}(E_{с.п.}) E_{с.п.}^2 / P_1$.

Из-за нелинейности емкости $C_{си}(E_c)$ пик-фактор возрастает в 1,5...3,0 раза по сравнению с $P_E^* = v_m / v_0$ в схемах ГВВ на рис. 2.19 при постоянной емкости, а коэффициент $\chi(\tau_{нас})$ определяет максимальную частоту ключевого ГВВ с формирующим контуром:

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi} \frac{P_{1ном}}{E_{с.п.}^2 C_{си}(E_{с.п.})} \chi(\tau_{нас})$$

— при заданном напряжении стокового питания $E_{с.п.}$ и

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi} \frac{P_{1ном}}{E_{с.доп.}^2 C_{си}(E_{с.доп.} / P_E^*)} \chi(\tau_{нас}) (P_E^*(\tau_{нас}))^2$$

— при полном использовании транзистора по напряжению ($E_{с.макс} = E_{с.доп.}$).

Важно, что для повышения f_{\max} следует уменьшать $\tau_{нас}$ до 120° и ниже. Для мощных МДП-транзисторов f_{\max} находится в пределах 10...20 МГц. Отметим, что для биполярных она составляет 100...150 МГц и ограничивается не только выходной емкостью, но и усилительными свойствами прибора.

Расчет входной цепи. При построении широкодиапазонных ключевых генераторов на биполярных транзисторах можно использовать методику расчета, приведенную в [2.1, с. 129–131]. Ниже приводится порядок расчета входной цепи транзисторов, используемых в ключевых генераторах с формирующим контуром и двухтактных генераторах с последовательным фильтрующим контуром. Возбуждение транзисторов в

схеме с ОЭ осуществляется током базы гармонической формы. В случае двухтактного генератора с последовательным LC-контуром, чтобы не было режима перекрытия ($\tau_{нас} > \pi$) и сквозных токов, оба транзистора раздельно возбуждаются от предыдущего каскада и режим выстраивается так, чтобы $\tau_{нас}$ было близко к π . Методика расчета составлена на основе [2.10].

Расчет входной цепи генератора с формирующим контуром ведут в следующей последовательности.

1. Коэффициент, учитывающий вклад емкости C_k транзистора в емкость формирующего контура $\chi = C_k / (C_{факт} + C_k)$.

2. Коэффициентом насыщения транзистора ν задаются в пределах 1,5...30. На частотах $f > 3f_T/h_{21э0}$ величина ν должна быть не ниже

$$\nu_{min} = \frac{\chi |h_{21э}| \left[\sin \left(\frac{\tau_2 + \tau'}{2} - \Psi \right) \sin \left(\frac{\tau' - \tau_2}{2} \right) - \left(\frac{\tau' - \tau_2}{2} \right) \sin(\tau_1 - \Psi) \right]}{\sin \left(\frac{\tau' + \tau_2}{2} \right) \sin \left(\frac{\tau' - \tau_2}{2} \right)},$$

где $|h_{21э}| = h_{21э0} / \sqrt{1 + (h_{21э0} f / f_T)^2}$ — модуль коэффициента усиления по току транзистора в схеме с ОЭ;

$$\tau_1 = 90^\circ + \varphi - \frac{\tau_{нас}}{2}; \quad \tau_2 = 90^\circ + \varphi + \frac{\tau_{нас}}{2}; \quad \tau' = -\arctg \frac{\cos \Psi + \nu / |h_{21э}| \chi}{\sin \Psi};$$

$$\Psi = 90^\circ + \varphi - \frac{\tau_{нас}}{2} - \tau_1^*; \quad \varphi = \arctg \frac{h_{21э0} f}{f_T}; \quad \tau_1^* = \arctg \frac{\cos \tau_{нас} - 1}{2\pi - \tau_{нас} + \sin \tau_{нас}}.$$

3. Коэффициент передачи по току первой гармоники в ключевом режиме

$$k = \frac{|h_{21э}| [1 - \cos(\tau_{нас}/2)]}{\nu (1 - \sin \tau_1^*)}$$

4. Сопротивление, включаемое параллельно выводам база-эмиттер транзистора, $R_{доп} = h_{21э0} / (2\pi f_T C_э)$ (на частотах $f > 3f_T/h_{21э0}$ сопротивление $R_{доп}$ можно не устанавливать в схеме генератора, но надо оставлять в последующих расчетных соотношениях).

5. Резистивная и реактивная составляющие входного сопротивления транзистора по первой гармонике:

$$r_{вх} = r_{б1} + (1 + \chi k \gamma_{1д}^*) r_{б2} + \frac{\gamma_1 (\pi - \tau_{нас}/2)}{1 + (2\pi f R_{доп} C_э)^2} R_{доп} [1 + \chi k (\gamma_{1д}^* - 2\pi f R_{доп} C_э \gamma_{1м}^*)] + [1 + k (\chi \gamma_{1д}^* + \gamma_{1д})] r_э + k (\chi \gamma_{1м}^* + \gamma_{1м}) 2\pi f L_э;$$

$$X_{вх} = 2\pi f L_б - \chi k \gamma_{1м}^* \left[r_{б2} + \frac{\gamma_1 (\pi - \tau_{нас}/2)}{1 + (2\pi f R_{доп} C_э)^2} R_{доп} \right] - k (\chi \gamma_{1м}^* + \gamma_{1м}) r_э - (1 + \chi k \gamma_{1д}^*) \frac{2\pi f R_{доп} C_э \gamma_1 (\pi - \tau_{нас}/2)}{1 + (2\pi f R_{доп} C_э)^2} R_{доп} + [1 + k (\chi \gamma_{1д}^* + \gamma_{1д})] 2\pi f L_э,$$

где $r_{б1} = (C_{к.э}/C_k) r_{б1}$, $r_{б2} = (C_{к.п}/C_k) r_{б2}$ (ориентировочно $C_{к.э}/C_k = 0, 2 \dots 0, 3$, $C_{к.п}/C_k = 0, 8 \dots 0, 7$); $\gamma(\pi - \tau_{нас}/2)$ — коэффициент разложения косинусоидального импульса с эквивалентным углом отсечки $\theta_{эвк} = \pi - 0,5\tau_{нас}$;

$$\gamma_{1д} = \frac{\tau_{нас}}{2\pi} \cos \Psi - \lambda_д; \quad \gamma_{1м} = \frac{\tau_{нас}}{2\pi} \sin \Psi + \lambda_м;$$

$$\gamma_{1д}^* = \frac{2\pi - \tau_{нас}}{2\pi} \cos \Psi + \lambda_д; \quad \gamma_{1м}^* = \frac{2\pi - \tau_{нас}}{2\pi} \sin \Psi - \lambda_м;$$

$$\lambda_д = \frac{1}{4\pi} \left[\sin(2\tau_2 - \Psi) - \sin(2\tau_1 - \Psi) - \frac{\sin \tau_1^*}{\pi} (\cos \tau_2 - \cos \tau_1) \right];$$

$$\lambda_м = \frac{1}{4\pi} \left[\cos(2\tau_2 - \Psi) - \cos(2\tau_1 - \Psi) + \frac{\sin \tau_1^*}{\pi} (\sin \tau_2 - \sin \tau_1) \right].$$

6. Амплитуда тока базы $I_б = I_n/k$, где $I_n = \sqrt{2P_{н1}/R_{н}}$ — амплитуда тока в сопротивлении нагрузки $R_{н}$ в схеме с Г-образным формирующим контуром, в схеме с параллельным формирующим контуром подставляют $I_{н.эк} = \sqrt{2P_{н1}/R_{эк}} [1 + l^2(\tau_{нас})]$, где $l(\tau_{нас})$ берут из табл. 2.2 для генератора с параллельным формирующим и дополнительным фильтрующим контуром.

7. Входную мощность и коэффициент усиления по мощности рассчитывают по (2.19) и (2.20).

8. Напряжение смещения на базе транзистора: на высоких частотах ($f > 3f_T/h_{21э0}$)

$$E_{бэ} = \frac{I_б}{2\pi f C_э} \{ \cos \tau_2 - \cos \tau_1 + \chi k [\cos(\tau_1^* + \tau_{нас}) - \cos \tau_1^* + (2\pi - \tau_{нас}) \sin \tau_1^*] \} + |E_{отс}|;$$

на низких и средних ($f < 3f_T/h_{21э0}$)

$$E_{бэ} = -I_б \frac{\gamma_0 (\pi - \tau_{нас}/2)}{\sqrt{1 + (h_{21э0} f / f_T)^2}} R_{доп} + |E_{отс}|.$$

9. Постоянная составляющая тока базы $I_{б0} \approx \nu I_{к0}/h_{21э0}$.

Расчет входной цепи двухтактного генератора с последовательным фильтрующим контуром можно вести по этой методике для одного из транзисторов. При этом п. 1 опускают; в п. 2 опускают расчет ν_{min} ; принимают $\tau_1^* = 0$, в п. 6 подставляют $I_n = \sqrt{2P_{н1}/R_{эк}^*}$, где $P_{н1}$ и $R_{эк}^*$ — мощность и приводимое к коллектору сопротивление нагрузки в расчете на один транзистор.

В конце расчета выходной и входной цепей ключевых генераторов определяют суммарную мощность, рассеиваемую в транзисторе: $P_{рас\Omega} \approx P_{рас\max} + P_{вх}$.

2.7. Особенности проектирования модульных транзисторных каскадов

Требуемая мощность P_n может превышать мощность P_1 , развиваемую одним транзистором в однотактном генераторе, балансным транзистором в двухтактном генераторе, либо соответственно $2P_1$ в двухтактных и квадратурных схемах построения генераторов. В этом случае встает задача суммирования мощностей отдельных генераторов.

Отметим, что для повышения мощности ГВВ параллельное включение мощных биполярных транзисторов практически не используется. Помимо снижения надежности (непосредственно из-за увеличения числа приборов, из-за их взаимного влияния и разброса параметров, большей опасности самовозбуждения на рабочей частоте и возбуждения паразитных колебаний) главное состоит в том, что при параллельном включении снижаются и так очень низкие нагрузочные и входные сопротивления транзисторов. В этом отношении лучше МДП-транзисторы. Благодаря высоким напряжениям на стоке (у некоторых оно составляет 500...1000 В) и на затворе (5...10 В) оказываются на один-два порядка выше нагрузочные и входные сопротивления. Кроме того, благодаря отрицательному температурному коэффициенту для тока стока эти транзисторы менее критичны к разбросу параметров. Все это позволяет, например, при работе в ключевом режиме на достаточно низких частотах приблизительно до 1,5 МГц параллельно включать в каждое плечо двухтактных генераторов до 20 МДП-транзисторов без специальной подборки и применения мер симметрирования. Однако и здесь прослеживается тенденция применения не более одного-двух (соответственно в однотактных, двухтактных или квадратурных схемах) мощных полевых МДП-транзисторов, а для получения больших мощностей используется модульный принцип построения с суммированием отдельных генераторов-модулей в специальных схемах.

Модуль — это стандартный узел или блок, имеющий унифицированные характеристики и законченное конструктивное выполнение. В виде модулей выполняют как активные узлы, так и пассивные цепи, например устройства суммирования (деления) мощности, выходные фильтрующие системы и т.д. Построение передатчиков по блочно-модульному принципу помимо увеличения выходной мощности повышает его надежность, устойчивость работы усилительного тракта, стабильность характеристик в течение срока эксплуатации, позволяет унифицировать элементную базу передатчиков различного уровня мощности. Усилительные модули имеют, как правило, стандартные входное и нагрузочное сопротивления, что упрощает разработку межблочных и межкаскадных устройств, а также проведение измерений. Кроме того, имеется явная тенденция перевода питания каждого модуля от своего сравнительно маломощного выпрямителя. Питание всех модулей от одного мощного выпрямителя, хотя и резко снижает число деталей и электронных устройств, но и одновременно понижает надежность, особенно во

время замены неисправного модуля (модулей) без отключения остальных. Недостаток устройств с модульными узлами узкого назначения по сравнению с устройствами в виде отдельного блока — необходимость значительного числа межмодульных соединений и, как следствие, необходимость применения дополнительных разъемов, увеличение размеров устройства, т.е. дезинтеграция.

Мощности отдельных модулей, как правило, суммируют в специальных мостовых схемах, обеспечивающих их независимую работу и тем самым резко повышающих надежность всего устройства. Аналогичные мостовые схемы устанавливают на входе модулей для соответствующего распределения (деления) мощности на входы отдельных модулей от предыдущего или предоконечного каскада.

Модульный принцип построения позволяет строить транзисторные передатчики на мощности до 50...100 кВт и выше. Однако ограничения на максимальную мощность транзисторных передатчиков в первую очередь диктуются экономическими соображениями. При уровнях мощности выше единиц киловатт оказывается дешевле выполнение оконечного каскада передатчика на одной-двух лампах. В то же время модульное построение на транзисторах хотя и дороже, но при выходе из строя одного из модулей происходит всего лишь снижение выходной мощности в допустимых пределах, а не выход всего передатчика.

Рассмотрим особенности модульного построения транзисторных генераторов различных диапазонов частот. На частотах до 30...100 МГц генераторы строят по двухтактным схемам на широкодиапазонных трансформаторах. Модуль представляет собой от одного до двух-четырех двухтактных генераторов. В последнем случае мощности двух-четырех генераторов суммируются с применением аналогичных широкодиапазонных мостовых схем сложения (деления) мощности, как и для суммирования мощности отдельных модулей. Главные особенности построения состоят в том, что благодаря высокому коэффициенту усиления транзисторов в модулях используют однокаскадные ГВВ, а для возбуждения двух-четырех модулей оконечного каскада передатчика часто используется аналогичный модуль в качестве предоконечного каскада. Кроме того, на этих частотах применяют синфазные мостовые схемы сложения (деления) большого числа генераторов до $N = 8-12$ одновременно. Все это позволяет благодаря дискретным коэффициентам трансформации сопротивлений в согласующих широкодиапазонных трансформаторах и непосредственно в самих двухтактных генераторах (...1/16; 1/9; 1/4; 1; 4; 9; 16; ...), а также в мостовых схемах (N или $1/N$) приводить к стандартным значениям нагрузочные и входные сопротивления модулей при данных нагрузочных и входных сопротивлениях отдельных транзисторов в ГВВ.

На рис. 2.23,а показано построение мощного радиочастотного тракта. В оконечном каскаде используются модули, состоящие из одного-четырех двухтактных генераторов ($N_1 = 1-4$), а мосты выполняются на одновременное сложение (деление) мощности от 2 до 12 модулей

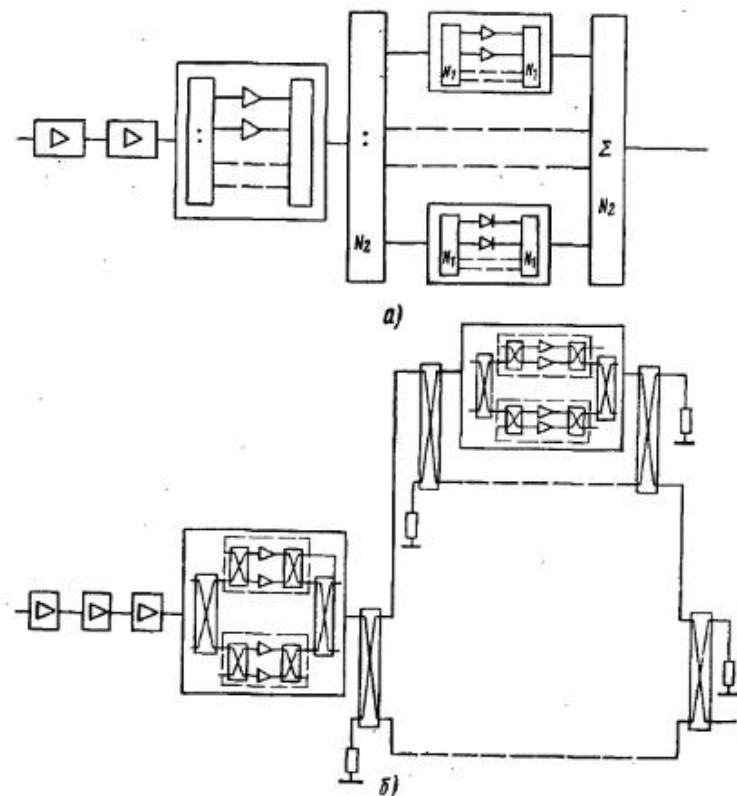


Рис. 2.23

($N_2 = 2-12$). Как показывают исследования [1.45], с точки зрения надежности предпочтительнее $N_1 > N_2$. В целом надежность выше при увеличении N_1 и N_2 и соблюдении условия $N_1 > N_2$. Если мост сложения двух или трехступенчатый, то и в нем желательно выдерживать условия $N_1 > N_2 > N_3$.

Пример построения модуля, в котором последовательно включены три двухтактных генератора, приведен на рис. 2.24. Здесь показаны только коллекторные цепи двухтактных ГВВ, причем опущены трансформаторы T_1 и дроссели $L_{БК}$ (согласно обозначениям на рис. 2.12), обеспечивающих ту или иную схему построения генератора. В схеме на рис. 2.24, а насчитывается шесть трансформаторов-линий 1:1, первые три относятся к двухтактным генераторам и осуществляют переход к несимметричной нагрузке, вторые три являются элементами моста. В двухтактных генераторах можно существенно упростить схему, сократив число трансформаторов в два раза (рис. 2.24, б), хотя теперь осуществляется развязка не генераторов друг от друга, а между собой синфазно работающих в них транзисторов и схема содержит не три, а шесть балластных резисторов. Аналогично можно строить входную цепь модуля.

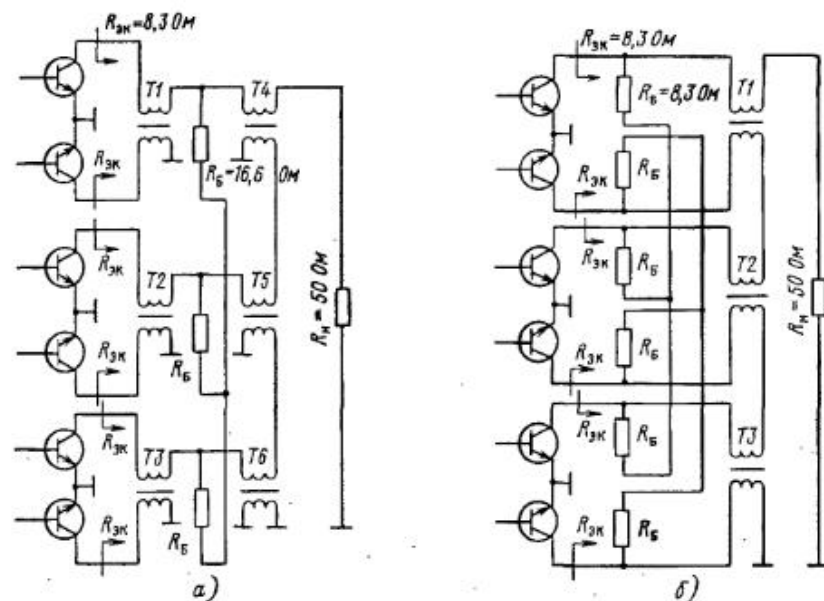


Рис. 2.24

На частотах выше порядка 100 МГц мощные генераторы выполняют главным образом по квадратурным схемам. В их состав входят квадратурные мосты деления и сложения, генераторы, построенные на обычных транзисторах по однотактным схемам (см. рис. 2.8) либо на балансных транзисторах, построенных по двухтактным схемам (см. рис. 2.7). Из-за трудностей в обеспечении симметрии схемы (монтажа) при расположении всех генераторов в одной плоскости редко используется одновременно суммирование трех и более генераторов. Поэтому, как правило, суммирование мощностей отдельных генераторов осуществляется на аналогичных квадратурных мостах. Здесь под модулем принимают отдельные генераторы либо несколько (от двух до четырех) вместе с мостами деления и сложения. Структурная схема такого построения показана на рис. 2.23, б.

В этом диапазоне частот коэффициент перекрытия по частоте K_f , как правило, не превышает 1,5...2 и конструирование квадратурных мостов не вызывает серьезных трудностей. В генераторах, построенных по квадратурным схемам, входные и нагрузочные сопротивления R обычно равны стандартным значениям 50 или 75 Ом. Квадратурные мосты в свою очередь также проектируют на эти значения входных и нагрузочных сопротивлений, т.е. без дополнительной трансформации сопротивлений. В связи с низкими входными и нагрузочными сопротивлениями транзисторов достаточно часто снижают R до 25 и даже до 12,5 Ом. В этом случае мостовые схемы генераторов и модулей выполняют на такие же R . Однако на входе и выходе модулей включают дополнительные трансформирующие цепи для перехода к 50 или 75 Ом.

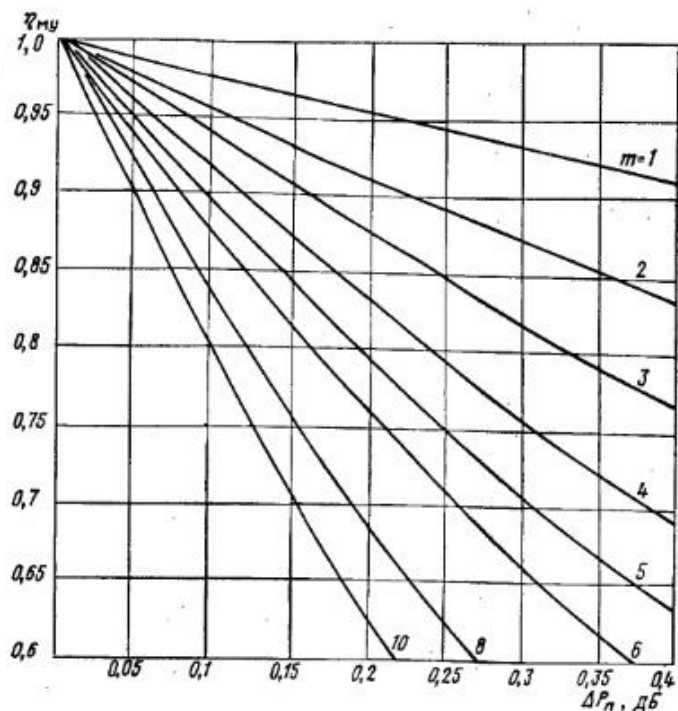


Рис. 2.25

При попарном (или бинарном) суммировании, рассмотренном на рис. 2.23, б, общее число суммируемых генераторов может составлять $N = 2^m$, где $m = 1, 2, 3, \dots$ — число ступеней мостового устройства (МУ). При большом N резко возрастает число ступеней m и, как следствие этого, происходит суммирование и увеличение потерь в мостах. На рис. 2.25 построены зависимости КПД многоступенчатого МУ:

$$\eta_{МУ} = 10^{-0,1m\Delta P_{н}}, \quad (2.62)$$

где $\Delta P_{н} = -10 \lg(P_{\text{вых}}/P_{\text{вых.ном}})$ — потери мощности в одной из ступеней в децибелах. Видно, что с ростом m резко снижается КПД МУ.

С ростом рабочих частот падает мощность, развиваемая одним транзистором, и, следовательно, при заданной мощности $P_{н}$ и бинарном построении мостовых схем возрастает число ступеней. Отсюда происходит снижение КПД МУ. Кроме того, снижается непосредственно коэффициент усиления по мощности транзисторов. Оба обстоятельства приводят к снижению коэффициента усиления каскада, поскольку $K_{Р\text{каскад}} = K_{РГВВ} \eta_{МУ\text{дел}} \eta_{МУ\text{сум}}$.

При низких $K_{Р}$ транзистора, который может снижаться до 3 дБ, становится бессмысленным подобное, как на рис. 2.23, б, построение выходного каскада передатчика. Выходом из этого может быть переход

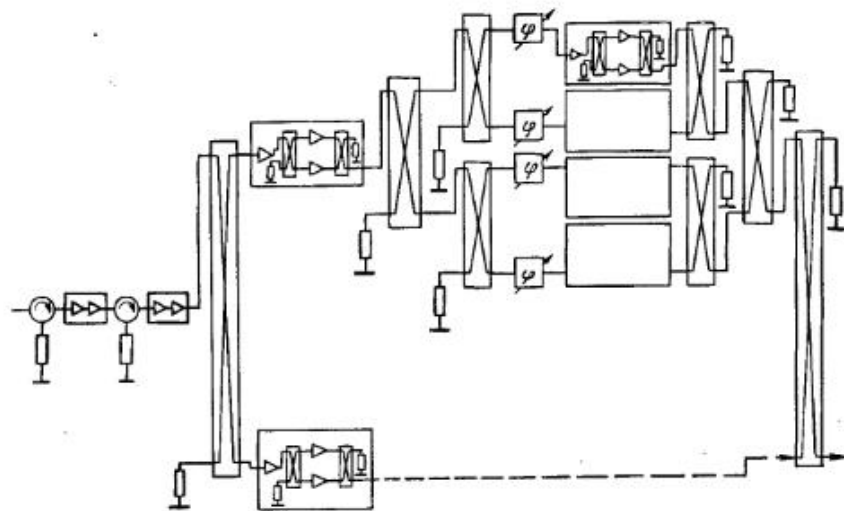


Рис. 2.26

к двухкаскадным ГВВ как в оконечном, так и в предоконечном каскаде передатчика. Более того, с целью снижения общего числа мостов сложения и деления и повышения $\eta_{МУ}$ предоконечный каскад строят из двух модулей, каждый из которых без промежуточного суммирования и деления работает на свои модули оконечного каскада, как показано на рис. 2.26. В этом случае предъявляются более жесткие требования к идентичности коэффициентов усиления в каждом двухкаскадном модуле и не менее жесткие к идентичности их фазовых характеристик. Для выравнивания фазовых характеристик часто включают специальные фазовращатели на входе модулей (рис. 2.26).

Квадратурное бинарное построение ГВВ повышает устойчивость и во многих случаях позволяет обойтись без установки циркуляторов для ослабления отраженных волн, как это приходится делать в предварительных каскадах (рис. 2.26). Примеры структурных схем транзисторных передатчиков с применением квадратурных мостовых схем даны в [1.1, с. 478], [1.5.3] и [2.17].

При выборе (проектировании) балластных резисторов для мостовых схем ориентируются на то, что в R_6 выделяется незначительная мощность, обусловленная небольшим разбросом параметров (амплитуд и фаз) отдельных суммируемых генераторов или модулей из-за их неидентичности. При этом сопротивления R_6 , как правило, даже не выбирают и не конструируют исходя из рассеивания на нем большой мощности, например при выходе из строя отдельных генераторов или модулей. Увеличение допустимой мощности рассеивания на R_6 ведет к неоправданному увеличению их массогабаритных показателей и всего моста, а на УВЧ — СВЧ геометрические размеры сопротивлений R_6 становятся соизмеримыми с длиной рабочей волны. Поэтому при выходе из

строю одного или нескольких генераторов или модулей, когда происходит резкое увеличение рассеиваемой мощности на балластных резисторах, специальные устройства это контролируют и автоматически понижают мощности работающих генераторов (модулей) вплоть до полного их отключения либо включается система обхода моста. В этом случае мостовые схемы обеспечивают только независимую работу отдельных генераторов (модулей) и не обеспечивают необходимую надежность в работе передатчика в случае значительного понижения выходной мощности при выходе отдельных генераторов (модулей) из строя.

Из сказанного следует, что в ряде случаев применение мостовых схем для суммирования мощности может быть даже неоправданным. Это в первую очередь относится к ключевым генераторам. В случае двухтактных ключевых генераторов с резистивной нагрузкой мостовые схемы должны пропускать до 7–9 гармоник, т.е. их рабочий диапазон должен быть от f_H до $(7...9)f_B$. В случае двухтактных ключевых генераторов с фильтровой нагрузкой мостовые схемы устанавливают после фильтрующих цепей каждого из суммируемых генераторов, которые обеспечивают определенные (относительно низкие или высокие) входные сопротивления на частотах высших гармоник, необходимые для данного класса ключевых генераторов. При смене рабочей частоты (поддиапазона) производят коммутацию фильтрующих цепей на выходе отдельных генераторов. При использовании сравнительно дешевых транзисторов осуществляют коммутацию отдельных генераторов, например однотактных ключевых генераторов вместе с формирующими контурами и фильтрующими цепями. При установке мостовых схем после фильтрующих цепей обеспечивается развязка генераторов между собой только на частоте первой гармоники.

Таким образом, для ключевых генераторов сложности в построении мостовых схем возрастают, эффективность их падает, а потери на балластных сопротивлениях, обусловленные неидентичностью генераторов, и главным образом их фильтрующих цепей, сохраняются. Поэтому для их суммирования бывает не оправдано применение мостовых схем, и генераторы непосредственно параллельно или последовательно подключают к общему нагрузочному сопротивлению.

Двухтактные ключевые генераторы ПН с резистивной нагрузкой допускают последовательное включение, а параллельное для них оказывается непригодным [2.11]. Наоборот, двухтактные ключевые генераторы ПТ с резистивной нагрузкой практически можно включать только параллельно (последовательное включение возможно при очень малом разбросе параметров и равенстве питающих напряжений). Двухтактные генераторы с мостовой схемой допускают как параллельное, так и последовательное включение. Двухтактные ключевые генераторы с последовательным фильтрующим контуром допускают только последовательное включение, а двухтактные ключевые генераторы с параллельным фильтрующим контуром — только параллельное [2.12].

Примером является схема двух двухтактных ключевых генераторов с переключением напряжения и последовательным подключением к на-

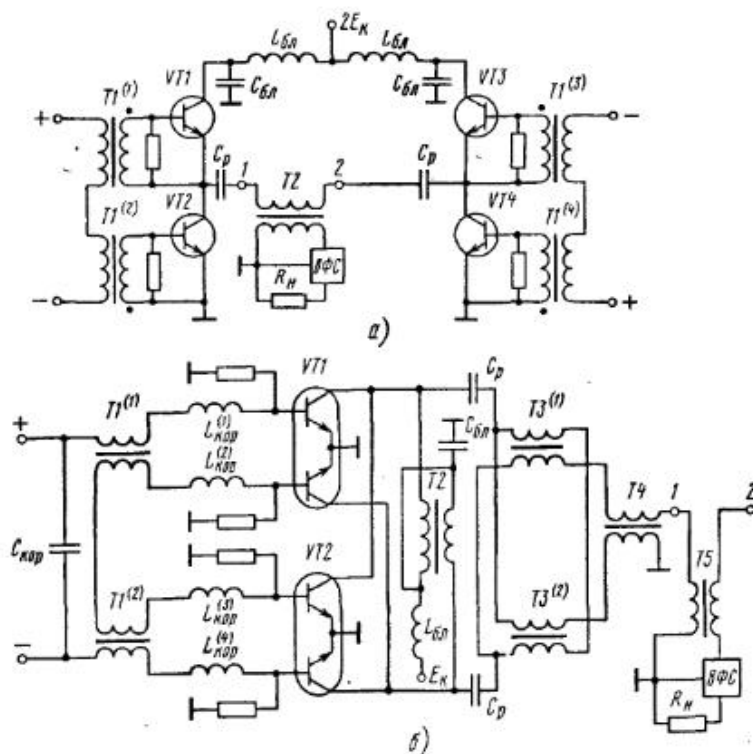


Рис. 2.27

грузке на рис. 2.27. Ее условно называют "мостовой", хотя она не содержит балластных резисторов и не обеспечивает независимость работы отдельных транзисторов. Схема на рис. 2.27,а при последовательном включении транзисторов по постоянному току (см. исходную схему на рис. 2.14,а) в выходной цепи содержит всего один трансформатор Т2, обеспечивающий последовательное подключение двух генераторов к общей несимметричной нагрузке. Эта схема используется на частотах до единиц мегагерц, на которых несложно реализовать хорошие блокировочные конденсаторы в виде слюдяных прокладок в коллекторных цепях транзисторов VT1 и VT3. Одновременно эти транзисторы, у которых эмиттеры соединены с корпусом, устанавливают на радиаторы через прокладки, обеспечивающие малое тепловое сопротивление и малую паразитную емкость (много меньшую, чем выходная емкость транзисторов). На частотах выше единиц мегагерц выполнить одновременно перечисленные требования оказывается трудно, и поэтому переходят к схемам двухтактных генераторов с трансформаторными закоротками в коллекторных цепях (см. рис. 2.14,б). В качестве примера на рис. 2.27,б приведена аналогичная мостовая схема на балансных транзисторах. Трансформаторы на линиях Т1 обеспечивают последовательное включение по-

входу как кристаллов внутри балансных транзисторов, так и их самих. По выходу транзисторы включены параллельно. Трансформатор Т2 создает короткое замыкание по четным гармоникам, а трансформатор Т3 на двух линиях, включенных параллельно по входу и последовательно по выходу, повышает нагрузочное сопротивление в 4 раза. Трансформатор Т4 осуществляет переход к несимметричной нагрузке, а Т5 обеспечивает подключение аналогичной схемы и переход к несимметричной нагрузке, как Т2 в схеме рис. 2.27, а.

2.8. Проектирование систем воздушного охлаждения транзисторных ГВВ

В передатчиках в зависимости от уровня рассеиваемой мощности используются различные виды охлаждения: естественно воздушное, принудительное воздушное либо жидкостное. Охлаждающую способность любого радиатора можно охарактеризовать его тепловым сопротивлением

$$R_{\text{рад}} = (t_{\text{рад}} - t_{\text{ср}}) / P_{\text{рас}}, \quad (2.63)$$

где $t_{\text{рад}}$ [°C] — температура радиатора; $t_{\text{ср}}$ [°C] — температура окружающей среды, $P_{\text{рас}}$ [Вт] — мощность, рассеиваемая тепловыделяющим элементом, например транзистором, расположенным на радиаторе.

С одной стороны, формула (2.63) позволяет найти необходимое тепловое сопротивление радиатора, если известно максимальное значение его температуры $t_{\text{рад max}}$, определяемое допустимым тепловым режимом транзистора, приближенно допустимой температурой корпуса транзистора. С другой стороны, температура окружающей среды находится в определенных пределах $t_{\text{ср min}} - t_{\text{ср max}}$, но при расчете величины $R_{\text{рад}}$ подставляют максимальное значение $t_{\text{ср max}}$. Аналогично подставляют максимальное значение $P_{\text{рас}}$, например при максимальном напряжении питания и максимальном рассогласовании с нагрузкой. Формула (2.63) удобна для экспериментального измерения величины $R_{\text{рад}}$ спроектированного радиатора. Практически исходным параметром задается не температура радиатора, близкая к температуре корпуса транзистора, а максимально допустимая температура структуры (р-п-переходов или кристалла) транзистора $t_{\text{п доп}}$.

Если транзистор не устанавливают на радиатор, то температура $t_{\text{п}}$ связана с температурой окружающей среды: $t_{\text{п}} = t_{\text{ср}} + P_{\text{рас}} R_{\text{п.с}}$; при наличии радиатора

$$t_{\text{п}} = t_{\text{ср}} + P_{\text{рас}} (R_{\text{пк}} + R_{\text{кт}} + R_{\text{рад}}), \quad (2.64)$$

где $R_{\text{п.с}}$ — тепловое сопротивление между структурой и средой, которое определяется массой и поверхностью, т.е. конструкцией всего транзистора; $R_{\text{пк}}$ — внутреннее тепловое сопротивление между структурой и корпусом транзистора, которое определяется конструкцией внутренней части транзистора; $R_{\text{кт}}$ — сопротивление теплового контакта между корпусом и теплоотводом.

Поскольку геометрические размеры современных мощных транзисторов относительно малы, то $R_{\text{п.с}}$ оказывается относительно большим и обычно не указывается в справочных данных на транзистор. Предполагается, что такие транзисторы обязательно ставятся на радиатор. Необходимое тепловое сопротивление радиатора в градусах Цельсия на ватт можно определить из (2.64):

$$R_{\text{рад}} \leq \frac{1}{P_{\text{рас}}} (t_{\text{п доп}} - t_{\text{ср max}}) - R_{\text{пк}} - R_{\text{кт}}, \quad (2.65)$$

где $P_{\text{рас}}$ берут из электрического расчета ГВВ (см. § 2.3–2.6); $t_{\text{п доп}}$ и $R_{\text{пк}}$ — из справочных данных на транзистор; $t_{\text{ср max}}$ — из технического задания на проектируемый передатчик. В зависимости от материала и прижимного усилия величина $R_{\text{кт}} = (1 \dots 3) \cdot 10^{-4} / S_{\text{к}}$, где $S_{\text{к}}$ [м²] — площадь поверхности контакта транзистора и радиатора. Отметим, что применение различных теплопроводящих паст снижает тепловое сопротивление контакта до 5 раз [1.44, с. 60]. Величина $R_{\text{рад}}$ является исходной для проектирования теплоотвода.

При $R_{\text{рад}} > 2 \dots 3$ °C/Вт в качестве радиатора можно использовать прямоугольную пластину (медную или алюминиевую), прямую либо загнутую по краям, толщиной в несколько миллиметров. При $R_{\text{рад}} < 2 \dots 3$ °C/Вт размеры пластинчатого радиатора становятся слишком велики, поэтому переходят к ребристым или игольчато-штыревым либо одно- и двуслойным жалюзийным радиаторам.

В первом приближении при естественно воздушном охлаждении на этапе эскизного проектирования геометрических размеров можно считать, что тепловое сопротивление радиатора не зависит от числа ребер или штырей и их толщины и определяется только его объемом. Считается, что толщина ребер или штырей подобраны оптимальными, ребра или штыри располагаются вертикально. Это относится и к пластинчатому радиатору. В этом случае геометрические размеры (площадь $S_{\text{р}}$) пластины или объем радиатора $V_{\text{р}}$ можно определить по графикам на рис. 2.28 и 2.29 [2.13].

Для точного расчета эффективности системы охлаждения следует обращаться к [1.28–1.32; 2.14–2.15]. В [1.44, с. 58–60] приводятся соотношения, полученные на основе обработки приведенных в [1.28] результатов экспериментальных исследований ряда радиаторов. При принудительном воздушном охлаждении потоком воздуха:

для пластинчатого радиатора

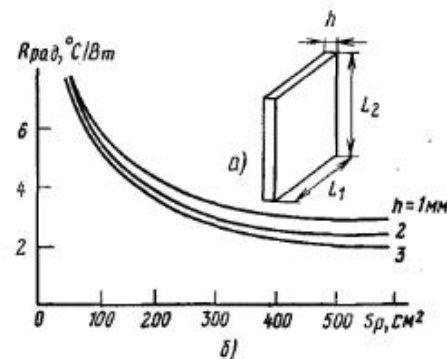
$$R_{\text{рад}} = (0,1 \dots 0,15) / (\nu S_{\text{р}}); \quad (2.66)$$


Рис. 2.28

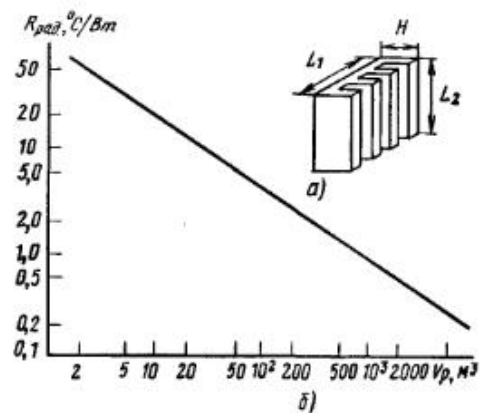


Рис. 2.29

для ребристого радиатора при высоте ребер 12,5...32 мм и шаге 5...10 мм

$$R_{\text{рад}} = (3 \dots 4) \cdot 10^{-4} / (\nu V_p); \quad (2.67)$$

для игольчато-штыревого радиатора при высоте штырей 12,5...32 мм и шаге 7...9 мм

$$R_{\text{рад}} = (1 \dots 2) \cdot 10^{-4} / (\nu V_p); \quad (2.68)$$

для одно- и двухслойного жалюзийного радиатора при высоте жалюзей 7 мм

$$R_{\text{рад}} = (0,4 \dots 0,8) \cdot 10^{-4} / (\nu V_p). \quad (2.69)$$

В этих формулах $R_{\text{рад}}$ измеряется в градусах Кельвина на ватт, ν [м/с] — скорость воздушного потока, S_p [м²] — площадь радиатора, V_p [м³] — объем радиатора.

Тепловое сопротивление радиаторов в свободном пространстве при естественном воздушном охлаждении можно определить по этим формулам, приняв $\nu \approx 0,5$ м/с. Тогда [1.28]: для пластинчатого радиатора $R_{\text{рад}} = (0,1 \dots 0,25) / S_p$; для ребристого $R_{\text{рад}} = (4 \dots 8) \cdot 10^{-4} / V_p$; для игольчато-штыревого $R_{\text{рад}} = (2 \dots 4) \cdot 10^{-4} / V_p$.

Еще более эффективным является жидкостное охлаждение, в частности водяное. Например, такое охлаждение использовалось в усилителе мощностью 5 кВт, состоящем из 24 200-ваттных модулей, каждый размером $10 \times 10 \times 17$ см³ и массой 0,7 кг [2.13]. Отрезок трубы водяного охлаждения одновременно является основой конструкции модулей, из которых собран усилитель. При расходе воды 4,8 л/мин температура модулей достигает 60 °С, воды — около 40 °С при температуре окружающего воздуха 20 °С.

Транзисторы, используемые в двухтактных генераторах, а также в генераторах по квадратурной схеме и в модулях, конструктивно бывает удобнее размещать на одном основании — радиаторе. Если они располагаются на плоскости радиатора достаточно далеко друг от друга, то после расчета радиатора для одного транзистора его размеры необходимо увеличить в число раз, соответствующее количеству транзисторов. Наоборот, если два и более транзисторов крепятся относительно близко друг к другу, например в схемах УВЧ-СВЧ, то при расчете радиатора их заменяют одним с суммарной рас-
сеиваемой мощностью. В первом случае получают заниженные, а во втором — завышенные размеры необходимого для транзисторов радиатора. Для более точных расчетов, в том числе если транзисторы располагаются не точно в центре радиатора либо площадь самого транзистора (кристалла) соизмерима с площадью радиатора, необходимо переходить к более сложным методам расчета [2.16].

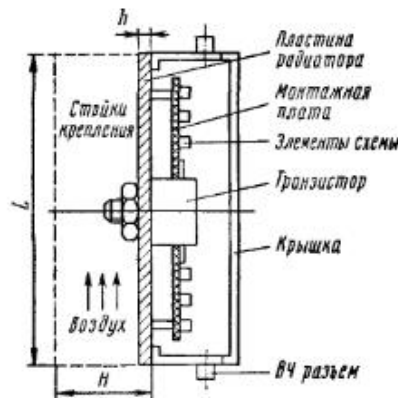


Рис. 2.30

Установка транзистора на пластине радиатора показана на рис. 2.30. Пластина радиатора является конструктивной основой генератора данного каскада или модуля. На ней с одной стороны укреплены все части конструкции: монтажная плата с элементами схемы согласующих и фильтрующих цепей, цепей питания и т.д., транзисторы, разъемы высокочастотные и цепей питания, крышка, предохраняющая монтаж от механических повреждений. Другая свободная сторона пластины используется для теплового контакта с воздухом.

Таким образом, здесь пластина имеет лишь одну охлаждающую поверхность. Для определения теплового сопротивления такого радиатора можно использовать рис. 2.28, б. Поскольку в этом случае охлаждается лишь половина поверхности, надо параметр h принимать в 2 раза меньшим реальной толщины пластины и одновременно увеличивать полученное тепловое сопротивление в 2 раза. Если оно получается недостаточным, необходимо переходить к радиатору с ребрами, изображенному на рис. 2.29, а. Чтобы значительно не увеличивать размеры устройства, площадь радиатора $L_1 L_2$ на рис. 2.29, а следует принять равной площади монтажной платы, а высоту ребер H вычислить по необходимому объему радиатора.

2.9. Расчет лампового ГВВ с резонансной нагрузкой

Исходные данные для расчета резонансного ГВВ приведены в § 2.1. Ниже рассмотрен расчет ГВВ, работающего при постоянной амплитуде

колебаний, например при усилении колебаний с ЧМ или ФМ, при амплитудном телеграфировании. Особенности режима ГВВ при амплитудной модуляции рассмотрены в гл. 5, однополосной — в гл. 6, для телевизионных сигналов изображения — в гл. 7. Приводимые рекомендации могут быть также использованы при расчете режима наибольшей мощности при усилении колебаний с меняющейся амплитудой (АМ и ОМ).

Генератор с постоянной амплитудой колебаний рассчитывают при слегка перенапряженном режиме. При этом коэффициент использования анодного напряжения выбирают равным $\xi = U_a/E_a = (1 \dots 1,1)\xi_{гр}$. Такой выбор обеспечивает хороший КПД анодной цепи и малую чувствительность режима к небольшим изменениям напряжения возбуждения U_c и сопротивления анодной нагрузки R_a , возможным в реальных условиях эксплуатации.

Угол отсечки анодного тока берут $\theta = 75 \dots 90^\circ$ [1.1]. Для современных генераторных тетродов, имеющих большую крутизну ($S > 25$ мА/В), при построении ГВВ по схеме ОК целесообразно применение меньших углов отсечки $\theta = 60 \dots 75^\circ$, что способствует увеличению КПД [1.1] и не сопровождается недопустимым увеличением напряжения возбуждения U_c . При использовании схемы с ОС применяют $\theta \approx 90^\circ$, так как при большем θ снижается КПД, а при меньшем возрастает амплитуда возбуждения и существенно снижается и без того низкий коэффициент усиления по мощности $K_{РОС} = P_1/(P_{с1} + P_{прох})$ в такой схеме [1.1].

Расчет режима необходимо вести в следующей последовательности.

1. Уточнить выбор типа и числа ламп для рассчитываемого каскада. Первоначально лампы выбирают во время составления ориентировочной структурной схемы передатчика (§ 1.6). При расчете каждого каскада полезно проверить принятые ранее решения с учетом результатов уже выполненных расчетов (см. § 1.6 и 1.7). Всегда предпочтительно использовать более дешевые и экономичные лампы. В эксплуатации удобнее иметь дело с меньшим числом типов ламп при большем числе ламп каждого типа, так как это способствует взаимозаменяемости и упрощает снабжение радицентра лампами. Поэтому при проектировании целесообразно придерживаться тех типов ламп (из числа безусловно перспективных), которые наиболее распространены в том ведомстве, для которого предназначается новая разработка. Для уменьшения числа типов ламп в передатчике иногда практикуется использование в промежуточных каскадах радио- и звуковой частоты одинаковых ламп при значительном их недоиспользовании по мощности в одних каскадах и при совместной работе двух-шести ламп в других, более мощных.

В тех случаях, когда в каком-либо мощном каскаде и особенно в выходном по техническим соображениям возможно применение нескольких разных вариантов комплектов радиоламп, выбирают вариант, обеспечивающий наименьшую себестоимость часа его эксплуатации. Себестоимость часа эксплуатации комплекта ламп каскада складывается из затрат на приобретение комплекта ламп, отнесенных к часу работы, и затрат на оплату электроэнергии питания. Срок службы ламп принимают по данным справочника (например, [1.4]); тариф на электроэнергию — в

соответствии с вероятными условиями эксплуатации передатчика; стоимость ламп — по прейскурантам.

Надежность работы ГВВ во многом определяется правильным выбором режима и точностью его соблюдения в процессе эксплуатации (§ 1.7). Некоторые рекомендации по особенностям применения генераторных радиоламп, перечень необходимых устройств защиты, правила включения питающих напряжений изложены в [1.6, с. 10, 618–631].

Верхняя частота ГВВ, как правило, не должна превышать максимальную частоту лампы f_{max} . Желательно не использовать лампы на предельных частотах, т.е. $f_b \leq (0,75 \dots 0,8)f_{max}$. Превышение максимальной для данной лампы частоты приводит к опасной перегрузке ее электродов емкостными токами, чрезмерному нагреву изоляции лампы и снижению усиления. Как правило, экономически нецелесообразно, хотя технически и допустимо, применение на относительно низких частотах существенно более высокочастотных ламп (например, в передатчике с рабочей частотой 1 МГц — ламп с максимальной рабочей частотой 250 МГц), так как такие лампы дороже и потребляют больше энергии. В исключительных случаях возможно применение ламп на частотах, превышающих f_{max} , но не более чем на 15...20% с обязательным существенным снижением анодного напряжения (см. § 1.4) и при наличии официального разрешения ведомства — изготовителя ламп.

Колебательная мощность ГВВ P_1 , получаемая от лампы, не должна превышать ее номинальную мощность $P_{ном}$. В каскадах могут использоваться одна или несколько ламп. Практикуется параллельное включение двух, реже трех радиоламп и не более. В двухтактных каскадах используют одну, две или три лампы в плече.

При выборе ламп по выходной колебательной мощности необходимо руководствоваться не максимальной мощностью, указанной в справочнике для лампы, а выходной мощностью, принятой в качестве критерия долговечности лампы, т.е. той мощностью, которая гарантируется в конце срока работы лампы. Например, колебательная мощность лампы ГУ-46 700 Вт, ее гарантируемая долговечность 1000 ч, после чего гарантируется мощность лампы не менее 600 Вт. Этой мощностью и следует руководствоваться при выборе ламп. Как показала практика, чрезвычайно полезно иметь запас по мощности в размере 20...30% номинала. Таким образом, от лампы ГУ-46 не следует стремиться получить более 500 Вт [1.6, с. 627].

Если в справочнике по лампам отсутствуют указания о мощности, являющейся критерием долговечности, можно условно принять ее равной $(0,8 \dots 0,85)P_{ном}$.

Предприятия-изготовители радиоламп запрещают их применение с одновременным использованием нескольких предельно допустимых эксплуатационных значений. Недопустима также длительная эксплуатация при одном предельно допустимом параметре режима. Так, запрещено использование лампы в таком режиме, когда рассеиваемые на электродах мощности равны допустимым. Здесь необходим запас 25% и более.

С повышением запаса по рассеиваемой на электродах мощности увеличивается надежность работы лампы и устройства в целом.

Для некоторых ламп в справочниках приводят несколько значений максимальных частот и соответствующие значения номинальных мощностей и допустимого питающего напряжения E_a . Большим частотам соответствуют меньшие напряжение и мощность. Снижение напряжения анодного питания E_a сопровождается, как правило, снижением колебательного напряжения U_a и, следовательно, емкостных токов через лампу. Номинальная мощность может быть получена от лампы только при номинальном напряжении. Если $P_1 < P_{1ном}$, то на коротких и ультракоротких волнах целесообразно снижение питающего напряжения в пределах $E_{a,ном} \geq E_a \geq (P_1/P_{1ном})E_{a,ном}$. При этом облегчаются условия работы лампы вблизи максимальной частоты, понижаются требования к анодному колебательному контуру (уменьшается необходимое сопротивление анодной нагрузки $R_{эк}$), но ухудшается КПД анодной цепи и коэффициент усиления лампы по мощности K_P . Если пониженная мощность получается от лампы (как это практикуется на НЧ и СЧ, а иногда и на ВЧ) при $E_a = E_{a,ном}$, то КПД анодной цепи и K_P получаются выше, но требуется большее $R_{эк}$ (последнее приводит к снижению КПД контура).

В современных генераторных тетрадах для подавления динаotronного эффекта и для уменьшения токов экранирующей и управляющей сеток используют электростатическое фокусирование потока электронов и ряд других мер. Оптимальное распределение электронов рассчитывается для номинального (паспортного) значения анодного тока. Поэтому современные лампы, как правило, следует применять в режимах, близких к режиму полного использования по току.

2. При выборе ламп и определении напряжений на аноде и экранирующей сетке E_a и $E_{с2}$ очень важно так подобрать стандартные значения питающих напряжений, чтобы сделать возможным питание анодных и экранирующих цепей всех ламповых каскадов передатчика от минимального числа выпрямителей. Нежелательно применение гасящих резисторов в цепях питания, так как они снижают общий КПД передатчика. Полезно применение выпрямителей со средней точкой — схема Ларионова, двухфазная мостовая схема (схема Греца), — позволяющих простейшим путем получить два значения напряжения, отличающихся друг от друга в 2 раза.

Выходные напряжения выпрямителей, изготавливаемых из унифицированных деталей (трансформаторов, дросселей и конденсаторов фильтров), стандартизованы (ГОСТ 18275-72 и ГОСТ 23366-78). В некоторых ведомствах существуют внутренние нормы на рекомендуемые питающие напряжения, разработанные в соответствии с ГОСТом. Для учебных целей можно использовать следующие часто встречающиеся на практике значения напряжений: 100, 125, 150, 200, 250, 300, 400, 500, 600, 800, 1000, 1250, 1500, 2000, 2500, 3000, 5000, 8000, 10000, 12000 В. Использование стандартных напряжений позволяет применять в выпрямителях стандартные силовые трансформаторы, полупроводни-

ковые диоды или тиристоры, дроссели и конденсаторы фильтров, что упрощает проектирование и удешевляет производство.

3. Наметьте возможное значение КПД выходной фильтрующей системы (ВФС) рассчитываемого каскада ($\eta_{к.ор}$), которое можно определить по табл. 1.13. В конце расчета ГВВ, завершающегося расчетом его ВФС, необходимо вычислить действительное значение КПД ВФС (см. § 3.2, 3.3, 3.9). Вычислить колебательную мощность каскада $P_1 = P_{вых}/\eta_{к.ор}$.

4. Произвести расчет в следующей последовательности.

4.1. Вычислить граничное значение коэффициента использования анодного напряжения:

для схемы ОК при характеристиках по рис. 1.10, а

$$\xi_{гр} = 0,5 + 0,5\sqrt{1 - 8P_1/[\alpha_1(\theta)S_{гр}E_a^2]};$$

для ламп со сдвинутым на E'_a началом характеристик по схеме с ОК (см. § 1.4, рис. 1.10, б)

$$\xi_{гр} = \frac{E_a - E'_a}{E_a} \left[0,5 + 0,5\sqrt{1 - \frac{8P_1}{\alpha_1(\theta)S_{гр}(E_a - E'_a)^2}} \right].$$

Для ламп, на анодных характеристиках которых не показан участок зависимости $i_a(e_a)$ при малых e_a (см. § 1.4), приходится считать минимальное значение $e_{a,мин}$, для которого приводятся анодные характеристики, соответствующие граничному значению $e_{a,мин} \approx e_{a,мингр}$, и вычислять $\xi_{гр} = U_{a,гр}/E_a = (E_a - e_{a,мингр})/E_a$.

Для ГВВ по схеме с ОС в первом приближении можно воспользоваться теми же формулами, уменьшив подставляемое значение мощности P_1 на ожидаемую величину проходной мощности, т.е. примерно на 5...10 % [1.1, с. 74]. При необходимости можно воспользоваться более точной формулой*

$$\xi_{гр} = \frac{1+D}{2} + \sqrt{\frac{(1+D)^2}{4} - \frac{2P_1(1+D)}{\alpha_1(\theta)S_{гр}E_a^2} + \frac{2P_1}{S(1-\cos\theta)}}.$$

Затем выбрать рабочее значение ξ , как указано выше или в соответствии с рекомендациями гл. 5, 6, 9.

4.2. Дальнейший расчет анодной и сеточных цепей ведется по методике, изложенной в [1.1, с. 53-55; 71-74].

Полезно проверить правильность расчетов, сопоставив найденную расчетным путем высоту импульса анодного тока $i_{a,махрасч} = I_{a1}/\alpha_1(\theta)$ со значением $i_{a,махфакт}$, определенным по реальным характеристикам лампы: $i_{a,махфакт}(e_{a,мин}; e_{с,мах}; e_{с,мах}; E_{с2})$. Расхождение не должно

* Вывод формулы см. на с. 45-48 учебника "Радиопередающие устройства" под ред. Г.А. Зейтленка. — М.: Связь, 1969. — 542 с.

превышать $\pm(15...20)\%$. В противном случае следует проверить правильность определения по реальным характеристикам эквивалентных расчетных параметров лампы и прежде всего $S_{гр}$ (см. § 1.4). Частой ошибкой является завышение значения $S_{гр}$.

Расчет режимов цепей сеток следует проводить по реальным характеристикам их токов [1.1, с. 53–55; 1.4]. Применение эмпирических формул, приводимых в некоторых старых учебниках, при расчете современных генераторных ламп приводит к большим расхождениям расчета и практики.

У генераторных тетродов напряжение сдвига проходных (анодно-сеточных) характеристик E'_c часто не совпадает с напряжением сдвига для характеристик тока экранирующей сетки E''_c (см. § 1.4, рис. 1.10, з, д). В этом случае характеристики токов экранирующей сетки располагаются несколько правее анодных и угол отсечки тока экранирующей сетки θ_{c2} оказывается меньше угла отсечки анодного тока θ . Значение определяется из выражения $\cos \theta_{c2} = (E''_c - E_c)/U_c$. У некоторых ламп $\theta_{c2} \approx \theta$. При отсутствии статических характеристик тока экранирующей сетки $i_{c2}(e_a, e_{c1}, e_{c2})$, допустимо условно принимать $\theta_{c2} \approx \theta$; при этом вычисляемое значение I_{c20} будет на 10...15% завышено. И если даже при этом соблюдается условие $P_{c2} = E_{c2}I_{c2} \leq P_{c2доп}$, то режим сетки можно считать приемлемым.

В процессе расчета определяют мощности, рассеиваемые на аноде P_a , экранирующей сетке P_{c2} , управляющей сетке P_{c1} . Эти мощности должны быть по крайней мере на 25% меньше соответствующих предельных значений, известных из справочников [1.4].

4.3. У передатчика бывает состояние, когда все источники питания включены, а напряжение возбуждения отсутствует — режим покоя. При фиксированном смещении, часто применяющемся в каскадах, работающих в режиме усиления меняющихся по амплитуде колебаний (однополосные, телевизионные) при $\theta \leq 90^\circ$, режим покоя не опасен, так как токи в лампе либо отсутствуют ($\theta < 90^\circ$), либо малы ($\theta \approx 90^\circ$). В каскадах с автоматическим смещением за счет тока управляющей сетки, используемого, например, в передатчиках с анодной модуляцией, в отсутствие возбуждения, как правило, отсутствует ток управляющей сетки и, следовательно, отсутствует напряжение автоматического смещения. Напряжение на управляющей сетке получается равным нулю, и через лампу с "левыми" проходными характеристиками протекает недопустимо большой ток анода или экранирующей сетки $I_{a,пок}$, $I_{c2,макс}$ ($E_a, E_{c2}, e_c = 0$), приводящий к недопустимо большим потерям мощности на аноде или экранирующей сетке. Для триодов, имеющих "правые" проходные характеристики, режим покоя при автоматическом смещении не опасен.

Часто применяется комбинированное смещение (ГВВ без амплитудной модуляции, с анодной модуляцией и др.). При этом от выпрямителя подается такое фиксированное напряжение смещения, чтобы в режиме покоя рассеиваемые на электродах лампы мощности не превышали допустимых значений. Недостающее до расчетного значения напряжение

смещения создается за счет тока управляющей сетки. При фиксированном смещении постоянное напряжение, равное E_c , получают от потенциометра, нагружающего выпрямитель. При автоматическом смещении за счет сеточного тока $E_c = I_{c10}R_c$. В случае комбинированного смещения $E_c = E_{c,факт} + I_{c10}R_c = E'_c - (U_c - DU_a) \cos \theta$.

4.4. При использовании радиолампы в режиме без тока управляющей сетки (линейное усиление колебаний с меняющейся амплитудой, усилитель с распределенным усилением (УРУ) или т.п.) необходимая мощность предшествующего каскада определяется через расчет устойчивого коэффициента усиления, по § 2.11. В крайнем случае можно воспользоваться значением N_p , взятым из табл. 1.12.

2.10. Расчет ламповых ГВВ с распределенным усилением

В широкодиапазонных передатчиках диапазонов ВЧ–ОВЧ предельные, предоконечный, а иногда и окончательный каскады мощностью приблизительно от 0,5 до 10 кВт часто выполняют на лампах неперестраиваемыми в виде УРУ. Схемы УРУ выполняют однотактными и двухтактными. Первые более простые, но в них лампы работают в режиме класса А ($\theta = 180^\circ$), что приводит к низкому КПД, составляющему не более 15...20%, и к низкому использованию ламп по мощности (см. ниже).

В двухтактных схемах лампы могут работать в режиме класса В и АВ ($\theta = 90...110^\circ$). При однородной анодной линии КПД может достигать около 30%, неоднородной — до 40...50%, т.е. всего на 25...30% меньше, чем в резонансных каскадах. Одновременно в двухтактных УРУ в режиме класса В ($\theta = 90^\circ$) в импульсах анодного тока незначителен уровень нечетных гармоник, а четные закорачиваются в первичной обмотке выходного трансформатора, т.е. в широкодиапазонной нагрузке без применения дополнительных фильтрующих цепей обеспечивается гармоническое напряжение. В значительной степени здесь аналогия с широкодиапазонным двухтактным ГВВ на трансформаторах (см. § 2.2).

В широкодиапазонных ламповых, как и в транзисторных каскадах сказывается шунтирующее действие их выходных емкостей. Известно (см. § 3.4), что в рабочей полосе частот $\Delta f = f_b - f_n$ можно компенсировать влияние этих емкостей, применяя двух-трехзвенные (двух-трехконтурные) полосовые фильтры (ПФ) с оптимально подобранными параметрами. При этом есть ограничения на величину входного сопротивления ПФ, т.е. на величину нагрузочного сопротивления ГВВ. Согласно (3.19а)

$$R_{э,к.шир} = \frac{\alpha_1}{2\pi(f_b - f_n)(C_1 + C_{монт})} \quad (2.70)$$

Здесь α_1 — коэффициент, зависящий от числа контуров ПФ и допустимой неравномерности АЧХ в рабочей полосе частот от f_n до f_b (величина находится в пределах 1,1...1,5); C_1 — емкость первого контура

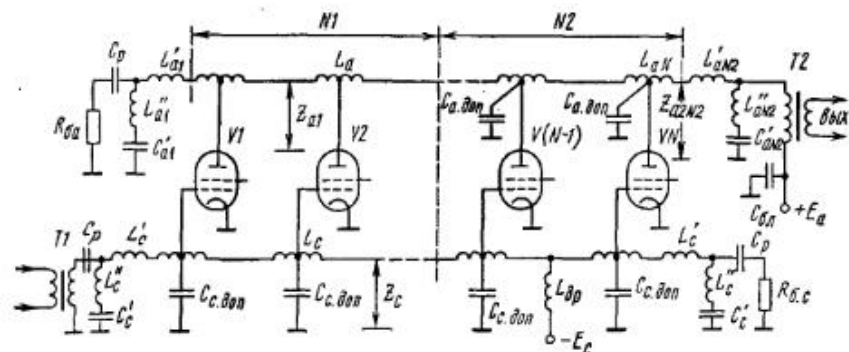


Рис. 2.31

ПФ, образованного выходной емкостью лампы $C_{\text{вых.л}}$. К емкости C_1 добавлена емкость монтажа $C_{\text{монт}}$.

В отличие от мощных МДП-полевых и тем более биполярных транзисторов в лампах ограничение (2.70) приводит к тому, что $R_{\text{эк.шир}}$ оказывается существенно меньше, чем $R_{\text{эк.рез}}$, определяемое из расчета резонансного ГВВ. Например, в усилительных каскадах телевизионных передатчиков, где рабочая полоса частот составляет $\Delta f = 8$ МГц, величина $R_{\text{эк.шир}}$ меньше в 2...3 раза $R_{\text{эк.рез}}$. В ВЧ-ОВЧ передатчиках, где диапазон рабочих частот может достигать $\Delta f = 20...30$ МГц и выше, нагрузочное сопротивление снижается до 300...500 Ом.

При столь низких $R_{\text{эк}}$ пропорционально снижается выходная мощность и коэффициент усиления по мощности K_p лампы. Возможен только недонапряженный режим работы с очень низким $\xi = U_a/E_a$ и, значит, малым КПД. Для повышения КПД требуется значительное снижение напряжений анодного питания и на экранной сетке и одновременно увеличение амплитуды импульса тока анода $I_{a\text{max}}$, что оказывается, как правило, невозможным, так как ведет к значительному отклонению режима работы от паспортного для данной генераторной лампы. Отметим также, что и параллельное включение нескольких ламп не решает проблему, так как суммирование их токов сопровождается суммированием их выходных емкостей и соответственно снижением общего нагрузочного сопротивления.

В УРУ, как и при параллельном включении ламп, также происходит суммирование токов отдельных ламп в общем нагрузочном сопротивлении. Но здесь нет сложения их выходных емкостей, поскольку они являются элементами (либо составляют часть емкостей) отдельных звеньев искусственной длинной линии, рабочая полоса частот которой не зависит от числа звеньев (числа ламп).

Рассмотрим принципы построения и работу на примере однотактного УРУ с неоднородной анодной линией. Схема УРУ приведена на рис. 2.31. Она содержит $N = N_1 + N_2$ одинаковых ламп, причем первые N_1 образуют однородную часть, а остальные N_2 — неоднородную

часть анодной длинной линии. Практически в мощных УРУ используется от 4 до 10-12 ламп. По входу все лампы подключены к звеньям сеточной искусственной длинной линии, причем входные емкости ламп $C_{\text{вх.л}}$ являются элементами звеньев этой линии. С одной стороны линия подключена к источнику возбуждения U_r , а с другой — нагружена на балластное сопротивление $R_{б.с}$, равное волновому сопротивлению сеточной линии Z_c . Величина Z_c определяется примерно, как $R_{\text{эк.шир}}$, по (2.70) при подстановке $C_1 = C_{\text{вх.л}}$, где $C_{\text{вх.л}}$ — входная емкость лампы. Для согласования линии по входу с генератором U_r и по выходу с нагрузкой $R_{б.с}$ включаются дополнительные звенья L'_c, L''_c, C'_c (рис. 2.31). Аналогичные согласующие звенья $L'_{a1}, L''_{a1}, C'_{a1}$ и $L'_{aN2}, L''_{aN2}, C'_{aN2}$ устанавливают с обеих сторон анодной линии.

В УРУ используют специальные тетроды и пентоды, обеспечивающие номинальные режим работы и мощность без тока управляющей сетки и обладающие наибольшей крутизной тока анода и минимальными входными и выходными емкостями. При работе без сеточных токов, при малых диссипативных потерях в сеточной линии и при $R_{б.с} = Z_c$ в ней устанавливается режим бегущей волны. При этом напряжения на управляющих сетках всех ламп можно считать одинаковыми по амплитуде $U_c = U_r$, но сдвинутыми по фазе, а вся мощность, потребляемая от предыдущего каскада, рассеивается в сопротивлении $R_{б.с}$ и равна $P_{\text{вх}} = 0,5U_c^2/R_{б.с}$.

По выходу все лампы подключены к анодной линии, причем емкости однородной ее части образованы выходными емкостями N_1 ламп с учетом емкости монтажа. Эти емкости $C_{\text{вых.л}} + C_{\text{монт}}$ определяют аналогично волновое сопротивление однородного участка анодной линии Z_{a1} , величина которого близка к $R_{\text{эк.шир}}$ (2.70). На неоднородном участке волновое сопротивление анодной линии последовательно снижается, так что последняя N -я лампа нагружается на сопротивление Z_{aN2} . Поскольку волновые сопротивления на неоднородном участке понижаются, дополнительно к $(C_{\text{вых.л}} + C_{\text{монт}})$ подключаются конденсаторы $C_{a,\text{доп}1} \dots C_{a,\text{доп}N2}$.

Анодная линия слева также нагружена на балластное сопротивление $R_{б.а} = Z_{a1}$, а справа — на $R_{б.н} = Z_{aN2}$, к которому приводит нагрузочное сопротивление $R_{б.н}$ УРУ согласующий широкодиапазонный трансформатор. Поскольку лампы $V1 \dots VN$ возбуждаются с задержкой по фазе, их первые гармоники анодного тока I_{a1} также сдвинуты по фазе и суммируются на сопротивлении $R_{б.н}$ и компенсируются (вычитаются) на $R_{б.а}$.

Первая и последующая $N_1 - 1$ лампы однородного участка анодной линии нагружены на сопротивления, равные Z_{a1} . Переменное напряжение на аноде первой лампы равно $U_a^{(1)} = I_{a1}Z_{a1}$, и она работает в сильно недонапряженном режиме с $U_a^{(1)} \ll E_a$. Переменное напряжение на аноде второй лампы определяется суммой токов двух ламп $U_a^{(2)} = 2I_{a1}Z_{a1}$. Аналогично в третьей лампе $U_a^{(3)} = 3I_{a1}Z_{a1}$, в N_1 -й

лампе $U_a^{(N_1)} = N_1 I_{a1} Z_{a1}$. Первая и последующие $N_1 - 1$ лампы развивают соответственно мощности $P_1^{(1)} = 0,5 I_{a1}^2 Z_{a1}$, $P_1^{(2)} = 0,5 (2I_{a1})^2 Z_{a1}$, $P_1^{(3)} = 0,5 (3I_{a1})^2 Z_{a1}$, $P_1^{(N_1)} = 0,5 (N_1 I_{a1})^2 Z_{a1}$. Приравняем мощность, развиваемую N_1 лампами однородного участка УРУ $P_1^{(N_1)}$, и мощность в резонансном ГВВ на одной лампе $P_{1\text{рез}} = 0,5 I_{a1}^2 R_{\text{эк.рез}}$ при одной и той же величине анодного тока I_{a1} . При этом условии следует соотношение для числа ламп однородного участка УРУ $N_1 = \sqrt{R_{\text{эк.рез}}/Z_{a1}}$. Таким образом, N_1 ламп обеспечивают ту же мощность, что и резонансный ГВВ, но не на $f = \text{const}$, а в диапазоне частот $\Delta f = f_B - f_H$.

Подключение к однородной части анодной линии с N_1 лампами дополнительно неоднородного участка с понижающимся от звена к звену волновым сопротивлением позволяет дополнительно увеличивать мощность УРУ. Каждая из N_2 ламп неоднородной части УРУ работает на эквивалентное нагрузочное сопротивление, равное $R_{\text{эк.рез}}$, и обеспечивает мощность $P_{1\text{рез}}$ в граничном (или недонапряженном) режиме, как в резонансном ГВВ. Таким образом, если однородная часть УРУ на N_1 лампах развивает мощность $P_{1\text{рез}}$, как одна лампа в резонансном ГВВ, то каждая из N_2 ламп неоднородной части вносит добавку, равную $P_{1\text{рез}}$. Так происходит непосредственно суммирование мощностей: к мощности $P_{1\text{рез}}$, развиваемой N_1 лампами, добавляется мощность $N_2 P_{1\text{рез}}$, развиваемая N_2 лампами. Поэтому выходная мощность УРУ равна $P_{\Sigma} = (1 + N_2) P_{1\text{рез}}$. Одновременно включение неоднородной части позволяет повысить КПД:

$$\eta = P_{\Sigma} \left(\sum_{i=1}^{N_1+N_2} P_0 \right)^{-1} = \frac{1 + N_2}{N_1 + N_2} \frac{P_{1\text{рез}}}{P_0} = \eta_{\text{рез}} \frac{1 + N_2}{N_1 + N_2}. \quad (2.71)$$

Чтобы каждая из N_2 ламп работала на эквивалентную нагрузку $R_{\text{эк.рез}}$, волновое сопротивление на неоднородной части анодной линии должно последовательно снижаться с Z_{a1} до Z_{a2N_2} :

$$Z_{a2j} = \frac{Z_{a1} R_{\text{эк.рез}}/j}{Z_{a1} + R_{\text{эк.рез}}/j} \quad (j = 1, 2, \dots, N_2). \quad (2.72)$$

При практической реализации неоднородного участка анодной линии к выходным емкостям лампы добавляются внешние емкости $C_{\text{а.доп}1} - C_{\text{а.доп}N_2}$ (рис. 2.31).

Определим возможную величину $P_{1\text{рез}}$ при использовании данной генераторной лампы в УРУ. Для лампы оговаривается мощность: максимальная $P_{1\text{мах}}$, номинальная $P_{1\text{ном}}$ или развиваемая в линейном режиме $P_{1\text{лин}}$. При использовании данных ламп в УРУ надо учитывать, что его первая лампа работает с очень низким переменным напряжением на аноде ($\xi = U_a^{(1)}/E_a \approx \xi_{\text{гр}}/N_1$). Поэтому у первой лампы можно приближенно (с запасом) считать, что вся потребляемая от источника анодного питания мощность $P_0 = E_a I_{a0}$ рассеивается на ее аноде.

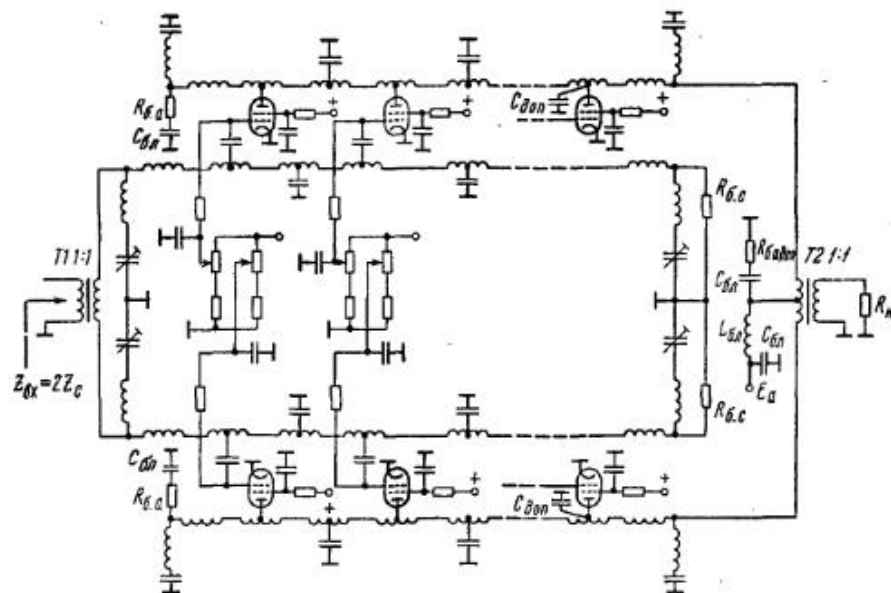


Рис. 2.32

Это и является критерием при расчете величины $P_{1\text{рез}}$ при использовании данной лампы в УРУ.

Если непосредственно известна допустимая рассеиваемая мощность на аноде лампы $P_{\text{а.доп}}$, то можно принять $P_0 = P_{\text{а.доп}}$. При этом колебательная мощность, которую может создавать N_1 ламп однородной части анодной линии и каждой из N_2 ламп неоднородной части анодной линий, равна

$$P_{1\text{рез}} \approx \eta P_0 = \eta P_{\text{а.доп}}, \quad (2.73)$$

где $\eta \approx 0,4$ и $\eta \approx 0,6 \dots 0,7$ при работе лампы соответственно в классе А ($\theta = 180^\circ$) и в классе АВ и В ($\theta = 110 \dots 90^\circ$).

Если на данную лампу не указывается $P_{\text{а.доп}}$, то ее величину можно определить приближенно из колебательной мощности P_1 с учетом расчетного или экспериментально известного КПД анодной цепи лампы в резонансном ГВВ:

$$P_{\text{а.доп}} \approx P_1 (1/\eta^* - 1),$$

где $P_1 = P_{1\text{мах}}$ либо $P_{1\text{ном}}$ или $P_{1\text{лин}}$ и $\eta^* \approx 0,6 \dots 0,7$. Важно, что требование $P_{\text{а.доп}} = P_0$ ведет к 1,5-...2-кратному недоиспользованию ламп в УРУ по мощности.

На рис. 2.32 показан пример построения двухтактного УРУ. Трансформатор T1 осуществляет переход от несимметричного входа к симметричному выходу и противофазное возбуждение плеч УРУ; трансформатор T2, наоборот, обеспечивает переход к несимметричной нагрузке R_n . При коэффициентах трансформации 1:1 входное сопротивление УРУ $R_{\text{вх}} = 2Z_c$, а нагрузочные сопротивления у обоих плеч равны

$R_n^* = 0,5R_n$. Применяя Т1 и Т2 с другими коэффициентами трансформации, можно изменять $R_{вх}$ и R_n (при заданном R_n^*).

Геометрические размеры ламп могут быть больше, чем продольные размеры индуктивностей звеньев сеточной и анодной искусственных длинных линий. В этих случаях в промежутках между основными звеньями включают "холостые" звенья, содержащие индуктивности и сосредоточенные емкости (рис. 2.32).

Для улучшения симметрии двухтактного УРУ, создания нагрузки для синфазных составляющих тока анода (токов четных гармоник) среднюю точку трансформатора Т2 не закорачивают по радиочастоте, а включают балластное сопротивление $R_{б.а.доп} \approx 0,5R_n^*$.

Исходными данными для расчета являются: мощность в нагрузке P_n , коэффициент бегущей волны (КБВн) в нагрузке; режим усиления колебаний с постоянной или переменной амплитудой; нижняя f_n и верхняя f_b граничные частоты рабочего диапазона. Обычно f_n составляет не более 1,0...3,0 МГц при $K_f = f_b/f_n > 3...10$. При этом искусственные сеточные и анодные линии строят в виде ФНЧ с полосой от 0 приблизительно до f_b .

Порядок расчета. Определяют мощность, которую непосредственно должны обеспечивать лампы УРУ:

$$P_n^* = 0,5P_n \frac{(1 + КБВн)^2}{4КБВн} \frac{1}{\eta_{а.л}\eta_{тр}}, \quad (2.74)$$

где $\eta_{а.л} = 0,8...0,85$ — КПД анодной линии; $\eta_{тр} = 0,9...0,95$ — КПД выходного трансформатора. Коэффициент 0,5 определяет мощность одного плеча двухтактного УРУ, в случае однотактного УРУ его опускают.

Выбирают лампы для УРУ согласно табл. 1.5. Наиболее подходят лампы, колебательная мощность которых, развиваемая в резонансных ГВВ в режиме, близком к граничному, с учетом угла отсечки анодного тока $\theta \approx 90^\circ$, находится в пределах 0,25...4 кВт. При использовании их в УРУ из-за ограничения $P_0 = P_{а.доп}$ колебательная мощность данной лампы снижается в 1,5...2 раза. Отметим также, что выбирать для УРУ слишком мощные лампы не оправдано. Мощность, которую обеспечивает данная лампа, согласно (2.74) будет определять мощность P_n^* , т.е. мощность однотактного УРУ или половинную мощность двухтактного УРУ с однородной анодной линией. Однако УРУ с однородной линией обеспечивает низкий КПД. Для повышения КПД необходимо переходить к УРУ с неоднородной анодной линией. В этом случае мощность одной лампы должна быть в $(1 + N_2)$ раз ниже:

$$P_{1рез} = P_n^*/(1 + N_2), \quad (2.75)$$

где $N_2 = 3...8$.

Для выбранного типа лампы помимо электрических параметров, включая предельно допустимые значения напряжений и токов, статических (вольт-амперных) характеристик, должны быть известны входные $C_{вх} \approx C_{с.кат}$ и выходные $C_{вых} \approx C_{а.кат}$ емкости.

Проводят электрический расчет ГВВ на данной лампе с учетом рекомендаций, приведенных в § 2.9 в режиме А ($\theta = 180^\circ$) либо АВ или В ($\theta = 110...90^\circ$) при усилении колебаний с постоянной или переменной амплитудой. Главные особенности расчета в случае УРУ состоят в том, чтобы мощность, потребляемая анодной цепью, не превышала предельно допустимую рассеиваемую на аноде $P_0 = E_a I_{a0} \leq P_{а.доп}$ и чтобы амплитуда напряжения на сетке U_c была меньше напряжения сеточного смещения E_c (лампы УРУ должны работать без токов управляющих сеток). В результате электрического расчета должны быть известны колебательная мощность $P_{1рез}$ и нагрузочное сопротивление $R_{эк.рез}$.

Определяют волновое сопротивление однородной части анодной линии:

$$Z_{a1} = \frac{m}{\pi f_{гр.а} C_a}, \quad (2.76)$$

где m выбирают в пределах 1,35...1,45 и $f_{гр.а} = (1,15...1,25)f_b$. Коэффициент, равный 1,15...1,25, учитывает увеличение граничной частоты анодной линии $f_{гр.а}$ по сравнению с f_b на 15...25%. В емкость $C_a = C_{вых.л} + C_{монт}$ входит емкость монтажа, обычно составляющая 5...15 пФ.

Рассчитывают число ламп: однородной части

$$N_1 = \sqrt{R_{эк.рез}/Z_{a1}} \quad (2.77)$$

и неоднородной части

$$N_2 = (P_n^*/P_{1рез}) - 1. \quad (2.78)$$

Числа N_1 и N_2 округляют до целых в большую сторону. Если они значительно отличаются от целых, целесообразно пересчитать резонансный ГВВ на другие значения $R_{эк.рез}$ и $P_{1рез}$.

Определяют волновое сопротивление последнего звена неоднородной части анодной линии (из (2.72) при $j = N_2$):

$$Z_{a2N_2} = \frac{Z_{a1} R_{эк.рез}/N_2}{Z_{a1} + R_{эк.рез}/N_2}$$

и волновое сопротивление сеточной линии:

$$Z_c = \frac{m}{\pi f_{гр.с} C_c}, \quad (2.79)$$

где $f_{гр.с} = (1,05...1,1)f_{гр.а}$, т.е. граничную частоту сеточной линии задают на 5...10% больше анодной, что повышает устойчивость УРУ. В емкость C_c входит $C_c = C_{вх.л} + C_{монт} + C_{доп}$, где дополнительные конденсаторы $C_{доп}$ включают для снижения влияния разброса входных

емкостей ламп, а также для возможности некоторого варьирования величины Z_c . Величины Z_{a2N2} и Z_c определяют соответственно нагрузочное и входное сопротивления: для двухтактного УРУ $R_H = 2R_H^* = 2Z_{a2N2}$, $R_{вх} = 2Z_c$; для однотактного УРУ коэффициенты 2 опускаются.

В техническом задании на УРУ или из расчета предыдущего и последующего каскадов могут оговариваться требования на R_H и $R_{вх}$, которые не всегда удается обеспечить ввиду дискретных значений коэффициентов трансформации в широкодиапазонных трансформаторах как с магнитной связью, так и на линиях. Поэтому варьируя m в числителях (2.76) и (2.79), изменяя в небольших пределах $f_{гр.а}$ и $f_{гр.с}$, а также величину $C_{доп}$ в сеточной линии, стремятся приблизить R_H и $R_{вх}$ к требуемым с учетом дискретных коэффициентов трансформации в согласующих трансформаторах. В отдельных случаях может потребоваться пересчет ламп УРУ на другие значения $R_{эк.рез}$.

По (2.72) определяют волновые сопротивления неоднородной части УРУ $Z_{a21}, Z_{a22}, \dots, Z_{a2(N2-1)}$. Если между основными звеньями неоднородной части включаются "холостые", то их волновые сопротивления выбирают как среднегеометрическое от значений волновых сопротивлений соседних звеньев.

Определяют значения двух частот [2.1, с. 152] $f'_H = 1,25 \frac{f_{гр.а}}{m(N-1)}$, $f'_B = f_{гр.а} \left[1 - \frac{2,5}{m^2(N-1)^2} \right]$, и если любая из этих частот оказывается внутри рабочего диапазона $f'_H > f_H$, $f'_B < f_B$, то на аноде первой лампы на некоторых частотах будет рассеиваться повышенная мощность

$$P_{а.мах}^{(1)} = P_0^{(1)} + \Delta P_a = E_{a0} I_{a0} + 0,25 I_{a1}^2 Z_{a1} (0,2N_1 - 0,5).$$

Должно обеспечиваться $P_{а.мах}^{(1)} \leq P_{а.доп}$.

Определяют КПД УРУ как отношение мощности в нагрузке P_H к мощности, потребляемой анодными цепями всех ламп:

$$\eta_{УРУ} = P_H / [2P_0(N_1 + N_2)], \quad (2.80)$$

В случае однотактного УРУ коэффициент 2 опускается.

Рассчитывают балластное сопротивление анодной линии и максимальную рассеиваемую в нем мощность:

$$R_{б.а} = Z_{a1}; \quad P_{б.а} = I_{a1}^2 R_{б.а} / 4КБВ_H^2. \quad (2.81)$$

Определяют балластное сопротивление сеточной линии и рассеиваемую в нем мощность:

$$R_{б.с} = Z_c; \quad P_{б.с} = 0,5U_c^2 / R_{б.с}. \quad (2.82)$$

Мощность, потребляемая от предыдущего каскада

$$P_{вх} = 2P_{б.с} / (\eta_{с.л} \eta_{тр}), \quad (2.83)$$

где $\eta_{с.л} = 0,75 \dots 0,85$ — КПД сеточной линии; $\eta_{тр} = 0,7 \dots 0,8$ — КПД входного широкодиапазонного трансформатора. В случае однотактного УРУ в (2.83) коэффициент 2 опускают.

Коэффициент усиления по мощности УРУ

$$K_{УРУ} = P_H / P_{вх}. \quad (2.84)$$

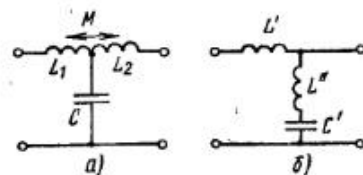


Рис. 2.33

Рассчитывают индуктивности и взаимную индукцию между ними в Т-образных звеньях искусственных длинных линий (рис. 2.33, а):

$$L = \frac{Z}{\pi f_{гр}} \left(\frac{m^2 + 1}{4m} \right); \quad M = \frac{Z}{\pi f_{гр}} \left(\frac{m^2 - 1}{4m} \right), \quad (2.85)$$

где $Z = Z_c$ либо $Z_{a1}, Z_{a21}, \dots, Z_{a2N2}$, $f_{гр} = f_{гр.с}$ или $f_{гр.а}$.

Находят LC-элементы согласующих звеньев (рис. 2.33, б), устанавливаемых на входе и выходе линий:

$$L' = \frac{m^* Z}{2\pi f_{гр}}; \quad L'' = \frac{Z[1 - (m^*)^2]}{m^* 2\pi f_{гр}}; \quad C' = \frac{m^*}{2\pi f_{гр} Z}, \quad (2.86)$$

где $m^* \approx 0,6$; $Z = Z_c$ либо Z_{a1} или Z_{a2N2} , $f_{гр} = f_{гр.с}$ или $f_{гр.а}$.

Определяют величины $C_{доп}$ неоднородного участка анодной линии:

$$C_{а.допj} = \frac{m}{\pi f_{гр.а} Z_{a2j}} - C_{а} \quad (j = 1, 2, \dots, N_2). \quad (2.87)$$

Пример. Рассчитать УРУ с выходной мощностью 5 кВт, диапазон частот $f_H = 1,5$ и $f_B = 30$ МГц при $КБВ_H = 0,8$, схема однотактная с неоднородной анодной линией.

Определяем мощность P_H^* , которую должны обеспечить лампы УРУ:

$$P_H^* = 5 \cdot 10^3 \frac{(1 + 0,8)^2}{4 \cdot 0,8} \frac{1}{0,8 \cdot 0,9} \approx 7 \text{ кВт},$$

где $\eta_{а.л} = 0,8$ и $\eta_{тр} = 0,9$.

Выбираем тип лампы ГУ-84Б со следующими параметрами: колебательная мощность $P_{длн} = 1,5$ кВт; мощности, рассеиваемые на аноде: $P_{а.доп} = 2,5$ кВт и на экранной сетке $P_{с2доп} = 30$ Вт; крутизна анодного тока $S = 58$ мА/В; напряжение отсечки $E_c = -75$ В; проницаемость $D \approx 0$, емкости $C_{вх} = 102,5 \pm 12,5$ пФ, $C_{вых} = 20,5 \pm 2,5$ пФ.

Из электрического расчета ГВВ на ГУ-84Б в классе А ($\theta = 180^\circ$) следует: анодная цепь $P_1 = 1,1$ кВт, $E_a = 2000$ В, $E_{с2} = 400$ В, $e_{а.ост} = 100$ В, $U_a = 1900$ В, $I_{a0} = I_{a1} = 1,16$ А, $P_0 = 2,32$ кВт $< P_{а.доп}$, КПД = 47,5%, $R_{вх} \approx 1640$ Ом; сеточная цепь $U_c = 20$ В, $E_c = -55$ В, $e_{сmax} = -35$ В, $I_{с20} = 70$ мА, $P_{с20} = 28$ Вт $< P_{с2доп}$.

Определяем волновое сопротивление однородной части анодной линии:

$$Z_{a1} = \frac{1,41}{3,14 \cdot 37,5 \cdot 10^6 \cdot 25 \cdot 10^{-12}} = 479 \text{ Ом},$$

где $m = 1,41$; $f_{гр.а} = 1,25 \cdot f_a = 37,5$ МГц; $C_a = C_{вх} + C_{монт} = 20,5 + 4,5 = 25$ пФ.

Рассчитываем число ламп: однородной части $N_1 = \sqrt{1640/479} = 1,95$ и неоднородной части $N_2 = (7 \cdot 10^3 / 1,1 \cdot 10^3) - 1 = 5,36$. Округляем $N_1 = 2$ и $N_2 = 6$.

Рассчитываем волновые сопротивления неоднородной части анодной линии:

$$Z_{a21} = \frac{479 \cdot 1640}{479 + 1640} = 371 \text{ Ом}; \quad Z_{a22} = \frac{479 \cdot 1640/2}{479 + 1640/2} = 302 \text{ Ом};$$

$$Z_{a23} = 260 \text{ Ом}; \quad Z_{a24} = 221 \text{ Ом}; \quad Z_{a25} = 195 \text{ Ом}; \quad Z_{a26} = 174 \text{ Ом}$$

и сеточной линии

$$Z_c = \frac{1,41}{3,14 \cdot 41,25 \cdot 10^6 \cdot 145 \cdot 10^{-12}} \approx 75 \text{ Ом},$$

где $f_{гр.с} = 1,1 f_{гр.а} = 41,25$ МГц; $C_c = C_{вх} + C_{монт} + C_{доп} = 102,5 + 10 + 32,5 = 145$ пФ.

Нагрузочное сопротивление УРУ $R_{н} \approx 150$ Ом, входное сопротивление $R_{вх} = 75$ Ом.

Определяем значения вспомогательных частот $f'_n = 1,25 \cdot 37,5 / 1,41 \cdot (10 - 1) = 3,69$ МГц и $f'_b = 37,5 \cdot \left[1 - \frac{2,5}{1,41^2 \cdot (8 - 1)^2} \right] = 32,3$ МГц. Поскольку $f_n > 1,5$ МГц,

то определяем $P_{a, макс} = 2,32 \cdot 10^3 + 0,25 \cdot 1,16^2 \cdot 492,5 \cdot (0,2 \cdot 4 - 0,5) = 2,37$ кВт $< P_{a, доп}$.

Рассчитываем КПД:

$$\eta = \frac{5 \cdot 10^3}{2,32 \cdot 10^3 (2 + 6)} = 27 \%$$

Определяем балластное сопротивление анодной линии и максимально возможную рассеиваемую в нем мощность: $R_{6,а} = 479 \approx 500$ Ом, $P_{6,а} = 1,16^2 \cdot 500 / 4 \cdot 0,8^2 = 260$ Вт.

Аналогично находим балластное сопротивление сеточной линии и рассеиваемую на нем мощность: $R_{6,с} = 75$ Ом, $P_{6,с} = 0,5 \cdot 20^2 / 75 = 2,66$ Вт.

Мощность, потребляемая от предыдущего каскада, $P_{вх} = 2,66 / 0,7 \cdot 0,8 \approx 5$ Вт.

Коэффициент усиления УРУ $K_{УРУ} = 5000 / 5 = 1000$.

Рассчитываем индуктивности и взаимоиндуктивности между ними сеточной линии:

$$L_c = \frac{75}{3,14 \cdot 41,25 \cdot 10^6} \frac{1,41^2 + 1}{4 \cdot 1,41} = 0,3 \text{ мкГн};$$

$$M_c = \frac{75}{3,14 \cdot 41,25 \cdot 10^6} \frac{1,41^2 - 1}{4 \cdot 1,41} = 0,1 \text{ мкГн}$$

и LC-элементы на ее входе и выходе:

$$L'_c = \frac{0,6 \cdot 75}{2 \cdot 3,14 \cdot 41,25 \cdot 10^6} = 0,174 \text{ мкГн}; \quad L''_c = \frac{75(1 - 0,6^2)}{0,6 \cdot 3,14 \cdot 41,25 \cdot 10^6} = 0,31 \text{ мкГн};$$

$$C'_c = \frac{0,6}{2 \cdot 3,14 \cdot 41,25 \cdot 10^6 \cdot 75} = 30 \text{ пФ}.$$

Аналогично определяют LC-элементы однородной и неоднородной частей анодной линии, для которой $f_{гр.а} = 37,5$ МГц, $Z_{a21} = 479, \dots, Z_{a26} = 133$ Ом.

Определяем величины дополнительных конденсаторов неоднородного участка анодной линии:

$$C_{a, доп1} = \frac{1,41}{3,14 \cdot 37,5 \cdot 10^6 \cdot 371} - 25 = 7 \text{ пФ}; \quad C_{a, доп2} = \frac{1,41}{3,14 \cdot 37,5 \cdot 10^6 \cdot 302} - 25 = 15 \text{ пФ};$$

$$C_{a, доп3} = 21 \text{ пФ}; \quad C_{a, доп4} = 29 \text{ пФ}; \quad C_{a, доп5} = 36 \text{ пФ}; \quad C_{a, доп6} = 44 \text{ пФ}.$$

2.11. Расчет устойчивости и функций ГВВ

Как указано в § 1.6, при разработке структурной схемы передатчика необходимое число ВЧ каскадов определяют на основе приближенных эмпирических данных об усилении тех или иных электронных приборов в известных схемах и режимах (см. табл. 1.11). Вместе с тем в [1.1] показано, что паразитная обратная связь (ОС) существенно влияет на устойчивость и функции ГВВ, причем влияние возрастает пропорционально квадрату частоты. Поэтому при расчетах электрических режимов и функций ВЧ каскадов необходимо учитывать всегда имеющиеся в них цепи ОС. Предполагается, что читатель знаком с теорией устойчивости Найквиста [2.6 и 1.1, гл. 5]. Цель настоящего расчета — анализ и обеспечение требуемого запаса устойчивости ГВВ и определение функций ГВВ с ОС.

На рис. 2.34 показаны схемы ГВВ с единственным усилительным прибором — генератором тока, управляемого напряжением, с комплексной векторной крутизной S_1 , комплексными проводимостями Y_1, Y_2, Y_3 и сопротивлениями выводов $Z_{4,1}, Z_{5,1}, Z_{6,1}$. Когда переключатель SA находится в положении 1, схема соответствует каскаду с общим катодом, истоком или эмиттером (схема У). При этом узел 4 — общий, а узел 5 — входной. Сопротивление Z_0 отображает выходное сопротивление возбудителя во всех случаях. Сопротивление $Z_{6,2}$ — нагрузка, $Y_{4,1} = Z_{4,1}^{-1}$, $Y_5 = (Z_0 + Z_{5,1})^{-1}$.

Если переключатель SA находится в положении 3, схема соответствует каскаду с ОС, ОЭ или ОБ (схема Д). В этом случае узел 5 — общий, а узел 4 — входной; $Y_4 = (Z_0 + Z_{4,1})^{-1}$, $Y_5 = Z_{5,1}^{-1}$. Переключатель SA позволяет изобразить две схемы на одном рисунке.

На рис. 2.35 показаны схемы ГВВ с генератором тока, управляемого током, которые отображают свойства каскадов на мощных биполярных транзисторах при управлении током и являются частным случаем схем рис. 2.34 при $|S_1| \rightarrow \infty$, $|Y_1| \rightarrow \infty$, $S_1/Y_1 \rightarrow B$. В табл. 2.4

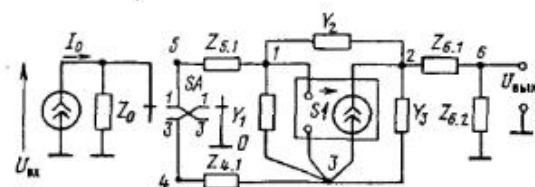


Рис. 2.34

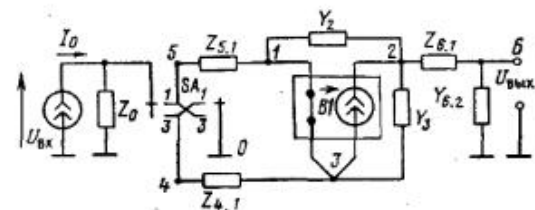


Рис. 2.35

Таблица 2.4

| Прибор | Режим | Формулы для проводимостей | | | | |
|------------------------------|-------|---------------------------|------------------|--|-------------------------------|-------------------------------|
| | | Y_1 | Y_2 | Y_3 | S_1 | B_1 |
| Лампа | НР | | | $R_i^{-1}\gamma_1(\theta) + i\omega C_{ак}$ | $S\gamma_1(\theta)$ | |
| | КР | $I_{c1}U_c^{-1} +$ | $i\omega C_{ас}$ | $R_{с,гр}^{-1}\gamma_1(\theta) + i\omega C_{ак}$ | $S\gamma_1(\theta)$ | |
| | ПР | $+i\omega C_{сх}$ | | $0,5S_{кр} + i\omega C_{ак}$ | $S\gamma_1(\theta, \theta_1)$ | |
| Транзистор полевой | НР | | | $R_i^{-1}\gamma_1(\theta) + i\omega C_{сх}$ | $S\gamma_1(\theta)$ | |
| | ГР | $i\omega C_{эп}$ | $i\omega C_{ас}$ | $R_{с,гр}^{-1}\gamma_1(\theta) + i\omega C_{сх}$ | $S\gamma_1(\theta)$ | |
| | ПР | | | $0,5S_{кр} + i\omega C_{сх}$ | $S\gamma_1(\theta, \theta_1)$ | |
| Транзистор мощный биполярный | НР | | | $R_i^{-1}\gamma_1(\theta) + i\omega C_{кэ}$ | | $B\gamma_1(\theta)$ |
| | ГР | ∞ | $i\omega C_{к}$ | $R_{с,гр}^{-1}\gamma_1(\theta) + i\omega C_{кэ}$ | ∞ | $B\gamma_1(\theta)$ |
| | ПР | | | $0,5S_{кр} + i\omega C_{кэ}$ | | $B\gamma_1(\theta, \theta_1)$ |

приведены наиболее часто встречающиеся формулы проводимостей обобщенных схем рис. 2.34 и 2.35.

В табл. 2.4 введены обозначения: НР, ГР, ПР — недонапряженный, граничный, перенапряженный режимы соответственно. Комплексная крутизна S и комплексный коэффициент усиления тока B определяются формулами

$$S = [S_0 \exp(i\omega\tau_s)](1 + i\omega/\omega_s)^{-1};$$

$$B = [B_0 \exp(i\omega\tau_b)](1 + i\omega/\omega_b)^{-1},$$

где S_0 и B_0 — крутизна и коэффициент усиления тока на низкой частоте; ω_s и ω_b — круговые частоты, на которых $|S(i\omega_s)| = S_0/\sqrt{2}$; $|B(i\omega_b)| = B_0/\sqrt{2}$; τ_s и τ_b — времена запаздывания сигнала в приборах, управляемых напряжением и током соответственно.

Если нет справочных данных, то при ориентировочных расчетах полное сопротивление Z любого проводника вывода электрода на частоте f можно оценить с учетом скин-эффекта по формуле

$$Z = \operatorname{Re}(Z) + i \operatorname{Im}(Z) = R_0 \sqrt{(f_0 + f)/f_0} + i2\pi f d L_0,$$

где R_0 — сопротивление проводника для постоянного тока; $f_0 \approx 1$ кГц — частота, на которой начинает сказываться скин-эффект; d — длина проводника; $L_0 \approx 10^{-6}$ Гн/м — погонная индуктивность. В частности, для оценки сопротивления вывода катода для ламп прямого накала можно пользоваться формулой

$$Z_k = (U_{нак}/I_{нак}) \sqrt{(f + f_0)/f_0} + i2\pi f d L_0,$$

где $U_{нак}$ и $I_{нак}$ — напряжение и ток накала; d — длина лампы, м. В [1.1] указано, что при

$$|T| < 0,2 \text{ для всех } 0 \leq \omega \leq \infty \quad (2.88)$$

система с ОС устойчива и влияние ОС на ее функции достаточно мало. Такой упрощенный критерий рационален при неопределенной фазе ОС и при наличии значительной задержки сигнала в цепи ОС.

Если же требуется обеспечить только устойчивость системы, то достаточно, чтобы выполнялся критерий Найквиста (диаграмма Найквиста не охватывает точку (1,0)). Если диаграмма нигде не пересекает положительную действительную полуось, то замкнутая система с ОС будет устойчивой при любом усилении в кольце. Если диаграмма пересекает действительную положительную полуось, то система, устойчивая при разомкнутой петле ОС, может стать как устойчивой, так и неустойчивой после замыкания этой петли в соответствии с критерием Найквиста. Замкнутую систему, устойчивость которой сохраняется при непрерывном плавном уменьшении усиления, но может нарушаться при увеличении усиления, называют просто устойчивой. Замкнутую систему, устойчивость которой нарушается при уменьшении усиления, называют условно устойчивой. Диаграмма Найквиста условно устойчивой системы пересекает действительную положительную полуось правее точки (1,0) четное число раз и не охватывает указанную точку. Если диаграмма Найквиста пересекает действительную положительную ось координат правее точки (1,0) нечетное число раз, то она охватывает эту точку, и система неустойчива. В этом суть так называемого критерия пересечений, который помогает исследовать устойчивость по Найквисту.

Как отмечено в [1.1, гл. 5], кроме устойчивости следует учитывать влияние ОС на параметрическую чувствительность. Если потребовать, чтобы за счет ОС параметрическая чувствительность не могла возрасти более чем в ζ_ω раз, то диаграмма Найквиста должна удовлетворять условию для всех

$$1 \leq |1 - T|_{\zeta_\omega} \text{ для всех } 0 \leq \omega \leq \infty. \quad (2.89)$$

Расчет диаграммы Найквиста, т.е. T , можно выполнить по формулам, следующим из [1.1], учитывая, что для схем типа У $Y_4 = Z_{4.1}^{-1}$, $Y_5 = (Z_0 + Z_{5.1})^{-1}$, а для схем типа Д $Y_4 = (Z_0 + Z_{4.1})^{-1}$, $Y_5 = Z_{5.1}^{-1} = Y_{5.1}$.

Для схем с генератором тока, управляемого напряжением (см. рис. 2.34),

$$T = -S_1 Z_1 Z_3 (Z_1 + Z_2 + Z_3)^{-1}. \quad (2.90)$$

Для схем с генератором тока, управляемого током (см. рис. 2.35),

$$T = -B_1 Z_3 (Z_2 + Z_3)^{-1}. \quad (2.91)$$

Входящие в формулы (2.90) и (2.91) символы определены так:

$$Z_1 = (Y_1 + Y_9)^{-1}; \quad Z_2 = (Y_2 + Y_8)^{-1}; \quad Z_3 = (Y_3 + Y_7)^{-1};$$

$$Y_6 = (Z_{6.1} + Z_{6.2})^{-1}; \quad Y_7 = Y_4 Y_6 (Y_4 + Y_5 + Y_6)^{-1};$$

$$Y_8 = Y_5 Y_6 (Y_4 + Y_5 + Y_6)^{-1}; \quad Y_9 = Y_4 Y_5 (Y_4 + Y_5 + Y_6)^{-1}.$$

При проектировании ГВВ с учетом ОС свойства возбудителя, как правило, неизвестны. Возбуждающий каскад проектируется после расчета возбуждаемого каскада. Но выходная проводимость возбудителя Y_0 входит в определитель уравнений рассматриваемого каскада, и от нее зависят T , все функции и параметрическая чувствительность проектируемого ГВВ. Поэтому необходимо знать условия, из которых можно определить Y_0 .

Если входная проводимость генератора $Y_{вх}$ удовлетворяет условию

$$\operatorname{Re} Y_{вх} > 0 \text{ для всех } 0 \leq \omega \leq \infty, \quad (2.92)$$

то при возбуждении ГВВ от реальных устойчивых источников, у которых $\operatorname{Re} Y_0 \geq 0$, ГВВ будет, как правило, устойчив. В таком случае комплексную выходную проводимость возбудителя можно определить из условия комплексно-сопряженного согласования на входе, т.е. выбрать

$$Y_0 = \operatorname{Re} Y_{вх} - \operatorname{Im} Y_{вх}.$$

При таком выборе Y_0 источник возбуждения будет отдавать на вход ГВВ наибольшую возможную для него мощность при коэффициенте полезного действия, равном 0,5. Чтобы осуществить такое согласование во всей полосе частот от нуля до бесконечности, необходимо применять отрицательные емкости и индуктивности. Поэтому комплексно-сопряженное согласование выполняют лишь приближенно и только в конечной полосе частот.

Если (2.92) не выполняется, то следует так выбирать Y_0 , чтобы выполнялось условие $\operatorname{Re}(Y_0 + Y_{вх}) > 0$ для всех тех значений ω , при которых $\operatorname{Im}(Y_0 + Y_{вх}) = 0$.

В любом случае, после выбора выражения для Y_0 необходимо вычислить диаграмму Найквиста и оценить запас устойчивости и параметрическую чувствительность или хотя бы степень влияния ОС на функции ГВВ по критериям (2.88) и (2.89). Расчет комплексной входной проводимости ГВВ с источником тока, управляемого напряжением, можно выполнить по следующим формулам, вытекающим из [2.1]:

для схем типа У:

$$Y_{вх.у} = \left[\frac{(Y_1 + S_1 + Y_3 + Y_{4.1})(Y_2 + Y_6) + (Y_1 + Y_{4.1})Y_3}{(Y_1 + S_1 + Y_3 + Y_{4.1})Y_2 Y_6 + (Y_3 + Y_{4.1})Y_1 Y_6 + (Y_1 + Y_2)Y_3 Y_{4.1} + (Y_1 + S_1)Y_2 Y_{4.1}} + Z_{4.1} \right]^{-1};$$

для схем типа Д:

$$Y_{вх.д} = \left[\frac{(Y_1 + S_1 + Y_{5.1})Y_3 + (Y_1 + Y_2 + Y_{5.1})(Y_3 + Y_6)}{(Y_2 Y_{5.1} + Y_2 Y_6 + Y_{5.1} Y_6)(Y_1 + S_1 + Y_3) + Y_1 Y_3 Y_{5.1} + Y_1 Y_3 Y_6} + Z_{4.1} \right]^{-1}.$$

Соответствующие выражения для схем с генератором тока, управляемого током, можно получить из предшествующих формул предельным переходом при $Y_1 \rightarrow \infty$, $S_1 \rightarrow \infty$, $S_1/Y_1 \rightarrow B_1$:

для схем типа У:

$$Y_{вх.у} = \left[\frac{Y_3 + (1 + B_1)(Y_2 + Y_6)}{Y_3 Y_{4.1} + Y_6(Y_3 + Y_{4.1}) + (1 + B_1)Y_2(Y_{4.1} + Y_6)} + Z_{5.1} \right]^{-1};$$

для схем типа Д:

$$Y_{вх.д} = \left[\frac{Y_2(1 + B_1) + Y_3 + Y_6}{(Y_2 Y_{5.1} + Y_2 Y_6 + Y_{5.1} Y_6)(1 + B_1) + Y_3(Y_{5.1} + Y_6)} + Z_{4.1} \right]^{-1}.$$

Если устойчивость нарушена или (2.88), (2.89) не выполняются, можно применить какие-либо способы повышения устойчивости. Наиболее рациональные из них: уменьшение проходной емкости и индуктивности, применение нейтрализации, введение отрицательной ОС по току или напряжению, переход от схем типа У к схемам типа Д, применение режимов с токами сетки и перенапряженного режима при усилении сигналов постоянной амплитуды, применение демпфирующих (снижающих добротность паразитных и рабочих контуров) резисторов и как крайняя мера — снижение крутизны или коэффициента усиления по току. В случае, когда можно выбрать Y_6 и Y_4 так, чтобы выполнялось условие $Y_1 Y_6 = Y_2 Y_4$, T в схемах с генератором тока, управляемого напряжением, становится инвариантным по отношению к комплексной проводимости Y_5 и, как правило, условия устойчивости выполняются.

После того как установлено, что запас устойчивости достаточен, можно перейти к расчету функций ГВВ с ОС.

Напряжения в узлах схем можно определить по следующим формулам (далее обозначено $I_0 Z_0 = U_0$ — ЭДС возбудителя):

1. С генератором тока, управляемого напряжением.

1.1. Для схем типа У:

$$U_1 = U_0(Z_0 + Z_{5.1})^{-1} \Delta_{y_s}^{-1} [(Y_2 + Y_6)(Y_1 + S_1 + Y_3 + Y_{4.1}) + Y_3(Y_1 + Y_{4.1})];$$

$$U_2 = U_0(Z_0 + Z_{5.1})^{-1} \Delta_{y_s}^{-1} [-S_1 Y_{4.1} + Y_2(Y_1 + S_1 + Y_3 + Y_{4.1}) + Y_1 Y_3];$$

$$U_3 = U_0(Z_0 + Z_{5.1})^{-1} \Delta_{y_s}^{-1} [-S_1 Y_{4.1} + Y_2 Y_3 + (Y_1 + S_1)Y_2 Y_3 Y_6];$$

$$U_4 = 0; \quad U_5 = U_0(Z_0 + Z_{5.1})^{-1} Z_{вх.у}; \quad U_6 = U_2 Z_{6.2} Y_6;$$

$$\Delta_{y_s} = (Y_1 + S_1 + Y_3 + Y_{4.1})(Y_2 Y_6 + Y_5 Y_6 + Y_2 Y_6) + Y_5 Y_3(Y_1 + Y_{4.1}) + Y_1 Y_6(Y_6 + Y_{4.1}) + Y_3 Y_{4.1}(Y_1 + Y_2) + Y_2 Y_{4.1}(Y_1 + S_1);$$

$$Y_5 = (Z_0 + Z_{5.1})^{-1}.$$

1.2. Для схем типа Д:

$$\begin{aligned}
 U_1 &= U_0(Z_0 + Z_{4.1})^{-1} \Delta_{дс}^{-1} [Y_2(S_1 + Y_3) + Y_1(Y_2 + Y_3 + Y_6)]; \\
 U_2 &= U_0(Z_0 + Z_{4.1})^{-1} \Delta_{дс}^{-1} [-(S_1 + Y_3)(Y_1 + Y_2 + Y_{5.1}) + Y_1(S_1 - Y_2)]; \\
 U_3 &= U_0(Z_0 + Z_{4.1})^{-1} \Delta_{дс}^{-1} [(Y_1 + S_1 + Y_3)Y_2 + \\
 &\quad + (Y_1 + Y_2 + Y_{5.1})(Y_3 + Y_6)]; \\
 U_4 &= U_0 Z_{вх.дс} (Z_0 + Z_{вх.дс})^{-1}; \quad U_5 = 0; \quad U_6 = U_2 Z_{6.2} (Z_{6.1} + Z_{6.2})^{-1}; \\
 Y_4 &= (Z_0 + Z_{4.1})^{-1}.
 \end{aligned}$$

2. С генератором тока, управляемого током.

2.1. Для схем типа У:

$$\begin{aligned}
 U_1 &= U_0(Z_0 + Z_{5.1})^{-1} \Delta_{уб}^{-1} [(Y_2 + Y_6)(1 + B_1 + Y_3)]; \\
 U_2 &= U_0(Z_0 + Z_{6.1})^{-1} \Delta_{уб}^{-1} [-B_1 Y_{4.1} + Y_2(1 + B_1) + Y_3]; \\
 U_3 &= U_1; \quad U_4 = 0; \quad U_5 = U_0 Z_{вх.уб} (Z_0 + Z_{вх.уб})^{-1}; \\
 U_6 &= U_2 Z_{6.2} (Z_{6.2} + Z_{6.1})^{-1} = U_2 Z_{6.2} Y_6; \\
 \Delta_{уб} &= (1 + B_1)(Y_2 Y_5 + Y_5 Y_6 + Y_2 Y_6) + Y_5 Y_3 + Y_6(Y_3 + Y_{4.1}) + Y_3 Y_4 + \\
 &\quad + Y_2 Y_{4.1}; \quad Y_5 = (Z_0 + Z_{5.1})^{-1}.
 \end{aligned}$$

2.2. Для схем типа Д:

$$\begin{aligned}
 U_1 &= U_0(Z_0 + Z_{4.1})^{-1} \Delta_{дв}^{-1} (Y_2 B_1 + Y_2 + Y_3 + Y_6); \\
 U_2 &= U_0(Z_0 + Z_{4.1})^{-1} \Delta_{дв}^{-1} [-B_1(Y_2 + Y_{5.1}) - Y_2]; \\
 U_3 &= U_1; \quad U_4 = U_0 Z_{вх.дв} (Z_0 + Z_{вх.дв})^{-1}; \quad U_5 = 0; \quad U_6 = U_2 Z_{6.2} Y_6; \\
 \Delta_{дв} &= (1 + B_1)(Y_2 Y_{5.1} + Y_{5.1} Y_6 + Y_2 Y_6) + Y_{5.1} Y_3 + Y_4 Y_3 + \\
 &\quad + Y_2 Y_4 (1 + B_1); \quad Y_4 = (Z_0 + Z_{4.1})^{-1}.
 \end{aligned}$$

Полная комплексная входная мощность усилителя или ГВВ с ОС

$$S_{м.вх} = 0,5 U_{вх}^2 Y_{вх}.$$

Полная комплексная выходная мощность в нагрузке

$$S_{м.н} = 0,5 U_6^2 Y_{6.2}.$$

Модуль коэффициента передачи полной мощности

$$K_P = |S_{м.н} / S_{м.вх}|.$$

Коэффициент передачи действительной части мощности

$$K_P = \text{Re}(S_{м.н}) / \text{Re}(S_{м.вх}).$$

В устойчивом усилителе или ГВВ с ОС K_P может быть равным конечному положительному числу, положительной бесконечности и даже отрицательному конечному числу. Поэтому для полной характеристики системы с ОС необходимо вместе с K_P рассматривать запас устойчивости, параметрическую чувствительность, полные мощности на входе и выходе и коэффициент K_S .

Если $K_P < 0$, то часть активной мощности, генерируемой выходной цепью ГВВ, равная $P_{н}/K_P$, поступает в источник сигнала и рассеивается на его внутреннем сопротивлении. Это может вызвать его перегрев или пробой даже при устойчивости электрического режима по расчету. Разумеется, и реактивная часть полной выходной мощности может поступать по цепям ОС на вход и вызывать перегрузку или пробой входной цепи без ее нагрева. В подобных случаях следует принимать меры по снижению T - или увеличить допустимые токи, напряжения и мощности в возбудителе, или снизить выходную мощность и проверить режим возбудителя.

Обычно $Y_{в} = Y_{6.2}$ имеет или должна иметь действительный характер, чего нельзя сказать об $Y_{вх}$. Поэтому низкое значение K_S , как правило, указывает на наличие значительной реактивной мощности, требующейся на входе ГВВ. Это обстоятельство затрудняет согласование на входе в заданной полосе частот и может иногда приводить к недопустимым для входа токам или напряжениям. Практически всегда увеличение требуемой реактивной входной мощности нежелательно. Поэтому коэффициент K_S , так же как и K_P , имеет существенное значение при оценке усилительных свойств ГВВ.

Представленные точные формулы позволяют избежать методических ошибок при вычислениях даже в таких трудных случаях, как расчеты узкополосных высокочастотных систем. Разумеется ошибки округления остаются, но при современных высокоразрядных средствах и программах могут быть достаточно малыми.

Порядок расчетов устойчивости и функций усилительной степени с ОС.

1. Собрать и самостоятельно дополнить все сведения, необходимые для обсуждения выше математической модели степени. Отсутствующие в справочниках данные усилительных приборов можно оценить по аналогии с ближайшими по типу, мощности и рабочей частоте приборами.

2. Построить в желаемом диапазоне частот графики частотных характеристик входного иммитанса.

3. Выбрать иммитанс возбудителя (см. выше).

4. Построить диаграмму Найквиста и определить по ней характер устойчивости и запасы устойчивости по амплитуде и фазе.

5. Если нужно, применить способы повышения устойчивости.

6. Если запасы устойчивости достаточны, желательно вычислить частотные характеристики параметрической чувствительности [1.1, § 5.4].

7. Если параметрическая чувствительность приемлема, вычислить графики частотных характеристик передачи в различные узлы схемы.

Программы и примеры расчетов. Формулы § 2.11 позволяют легко проводить расчеты на любой ЭВМ, желательно с помощью языков и программ, имеющих комплексный тип переменного, например Фортран, Derive, MathCAD и др. Но для графического представления результатов расчетов удобнее всего пользоваться системой MathCAD, подобно приводимым ниже примерам.

Далее представлены записи исходных данных (параметров транзистора и усилителя в целом с источником и нагрузкой), программы и результаты расчетов возвратного отношения $T(i\omega) = T(f)$ и входного адмиттанса $Y_{вхху} = Y_{вс}(f)$, иммитанса нагрузки $Z_{6,2}(i\omega) = Z_{6,2}(f)$ и некоторых других параметров. Вводимые здесь новые обозначения очень близки к прежним, но упрощают записи в системе MathCAD и позволяют представить как исходные данные для расчетов, так и программы расчетов в системе MathCAD 6-й и 7-й версий.

Рассмотрим примеры расчетов частотных характеристик входной комплексной проводимости и диаграмм Найквиста резонансной ступени усиления на полевом транзисторе 2П907 со следующими параметрами. Диапазон рабочих частот 800...1200 МГц. На входе и выходе транзистора включены обычные параллельные колебательные контуры с волновыми сопротивлениями 5 Ом каждый и с рабочими добротностями 40 и 10 соответственно. Транзистор представлен схематической моделью генератора тока, управляемого напряжением, в соответствии с рис. 2.34. Численные значения параметров транзистора введены в определения комплексных проводимостей, сопротивлений и крутизны транзистора. Проводимость возбудителя отождествлена с проводимостью контура на входе ступени. Такое отождествление допустимо, если проводимость возбудителя пренебрежимо мала по сравнению с проводимостью контура на входе транзистора. Поскольку эта проводимость определена, можно сразу перейти к расчету петлевого усиления (возвратного отношения) T .

Если же проводимость возбудителя неизвестна, то исследование устойчивости и функций ГВВ следует начинать (как указывалось ранее) с расчетов частотных характеристик входного иммитанса. Тексты программ и результаты расчетов представлены ниже. Напомним, что в системе MathCAD порядок следования операторов (формул) строго определен и его изменение почти всегда приводит к ошибкам. Поэтому тексты программ обведены рамкой и внутри рамки недопустимо изменение каких-либо операторов или порядка их следования.

Результаты расчетов представлены на рис. 2.36. Как видно из полученных диаграмм, усилитель в диапазоне частот 800...1200 МГц работает вполне устойчиво. Однако при понижении рабочего диапазона частот и при тех же иммитансах источника и нагрузки он может работать неустойчиво и даже самовозбуждаться в этом пониженном рабочем

Исходные данные и текст программы 1

```

i := √1      w(f) := i·2·π·f·106      f := 800,801..1200
z61(f) := 13 + w(f)·1.5·10-9      z62(f) := (0.02 + 2·π·109 / w(f)·5 + w(f) / (2·π·5·109))-1
z41(f) := 0.6 + w(f)·10-10      z51(f) := 5 + w(f)·1.5·10-9      z0(f) := (0.005 + w(f) / (2·π·109·5) + 2·π·109 / w(f)·5)-1
y1(f) := (10 + 1 / (w(f)·20·10-12))-1      s1(f) := 0.2·e-w(f)·50·10-12 / (1 + 2.5·109·2·π·w(f))
y2(f) := w(f)·1.5·10-12      y41(f) := (z41(f))-1      y5(f) := (z0(f) + z51(f))-1
y3(f) := w(f)·5·10-12      y4(f) := (z41(f))-1      y6(f) := (z61(f) + z62(f))-1
z456(f) := (y4(f) + y5(f) + y6(f))-1      y7(f) := y4(f)·y5(f)·z456(f)      y8(f) := y5(f)·y6(f)·z456(f)
y9(f) := y4(f)·y5(f)·z456(f)      z1(f) := (y1(f) + y9(f))-1      z2(f) := (y2(f) + y8(f))-1
z3(f) := (y3(f) + y7(f))-1      T(f) = -s1(f)·z1(f)·z3(f) / (z1(f) + z2(f) + z3(f))
zv(f) := ((y1(f) + s1(f) + y3(f) + y41(f))·y2(f) + y41(f))·(y2(f) + y6(f)) + (y1(f) + y41(f))·y3(f) / ((y1(f) + y3(f) + y41(f))·y2(f)·y6(f) + (y1(f) + y2(f))·y3(f)·y41(f)) + (y1(f) + s1(f) + y41(f))·y2(f)·y41(f))-1
yvs(f) := (zv(f) + z51(f))-1

```

$$f := 80, 80, 1..120 \quad i := \sqrt{-1} \quad w(f) := i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot 10^6 \quad z62(f) := \left(0,02 + \frac{2 \cdot \pi \cdot 10^8}{w(f) \cdot 5} + \frac{w(f)}{2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot 10^8} \right)^{-1}$$

$$z51(f) := 5 + w(f) \cdot 1,5 \cdot 10^{-9} \quad z61(f) := 13 + w(f) \cdot 1,5 \cdot 10^{-9} \quad z0(f) := \left(0,005 + \frac{w(f)}{2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot 10^8} + \frac{2 \cdot \pi \cdot 10^8}{w(f) \cdot 5} \right)^{-1}$$

$$z41(f) := 0,6 + w(f) \cdot 10^{-10} \quad y1(f) := \left(10 + \frac{1}{w(f) \cdot 20 \cdot 10^{-12}} \right)^{-1} \quad s1(f) := \frac{0,2 \cdot e^{w(f) \cdot 60 \cdot 10^{-12}}}{1 + \frac{w(f)}{2,5 \cdot 10^9 \cdot 2 \cdot \pi}}$$

$$y2(f) := w(f) \cdot 1,5 \cdot 10^{-12} \quad y4(f) := (z41(f))^{-1} \quad y5(f) := (z0(f) + z51(f))^{-1}$$

$$y3(f) := w(f) \cdot 5 \cdot 10^{-12} \quad y41(f) := (z41(f))^{-1} \quad y6(f) := (z61(f) + z62(f))^{-1}$$

$$z456(f) := (y4(f) + y5(f) + y6(f))^{-1} \quad y7(f) := y4(f) \cdot y5(f) \cdot z456(f) \quad y8(f) := y5(f) \cdot y6(f) \cdot z456(f)$$

$$y9(f) := y4(f) \cdot y5(f) \cdot z456(f) \quad z1(f) := (y1(f) + y9(f))^{-1} \quad z2(f) := (y2(f) + y8(f))^{-1}$$

$$z3(f) := (y3(f) + y7(f))^{-1} \quad T(f) = \frac{-s1(f) \cdot z1(f) \cdot z3(f)}{z1(f) + z2(f) + z3(f)}$$

$$zv(f) := \frac{((y1(f) + s1(f) + y3(f) + y41(f)) \cdot (y2(f) + y6(f)) + (y1(f) + y41(f)) \cdot y3(f))}{(y1(f) + s1(f) + y3(f) + y41(f)) \cdot y2(f) \cdot y6(f) + (y1(f) + y2(f)) \cdot y3(f) \cdot y41(f) + (y1(f) + s1(f)) \cdot y2(f) \cdot y41(f)}$$

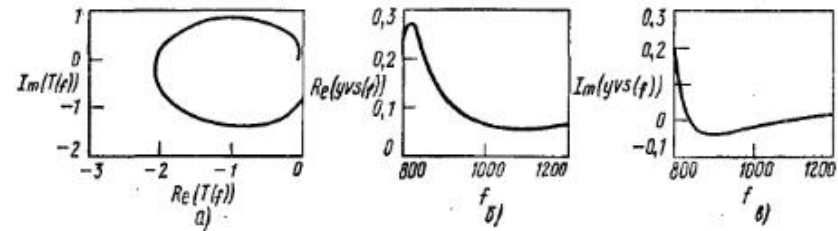
$$yvs(f) := (zv(f) + z51(f))^{-1}$$


Рис. 2.36

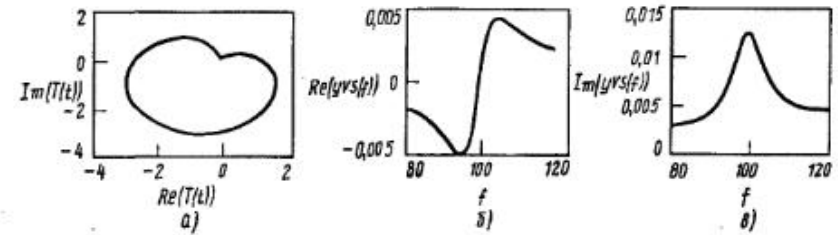


Рис. 2.37

диапазоне частот. Для иллюстрации этого не тривиального положения рассмотрим усилитель на том же транзисторе и с такими же источником и нагрузкой, но в диапазоне частот 80...120 МГц. Соответствующие изменения внесены в исходные данные. Выше приведены эти данные и результаты расчетов. Как следует из графиков, усилитель самовозбуждается, входная проводимость становится отрицательнейшей на частоте около 95 МГц, тогда как в диапазоне 900 МГц она только положительна.

Результаты расчетов представлены на рис. 2.37. Сравнивая программы и результаты расчетов для основного и пониженного диапазонов частот, нетрудно понять, как нужно изменять исходные данные для расчетов функций и характеристик иных конкретных усилителей и ГВВ. Ограниченность объема пособия не позволяет привести программы и примеры для всех характерных случаев. Читатели, располагающие возможностью использования системы MathCAD, смогут легко решать свои задачи с помощью формул данного раздела и превосходных справочников по системе MathCAD В.П. Дьяконова [2.20, 2.21, 2.22] или руководства пользователя [2.23].

Список литературы к гл. 2

2.1. Проектирование радиопередающих устройств / В.В. Шахгильдян, В.А. Власов, В.Б. Козырев и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. — 3-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1993. — 512 с.

2.2. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ / Г.М. Уткин, М.В. Благовещенский, В.П. Жуховицкая и др.; Под ред. Г.М. Уткина. — М.: Сов.радио, 1979. — 320 с.

2.3. Шумилин М.С., Козырев В.В., Власов В.А. Проектирование транзисторных каскадов передатчиков. — М.: Радио и связь, 1987. — 320 с.

2.4. Широкополосные радиопередающие устройства / О.В. Алексеев, А.А. Головкин, А.Я. Дмитриев и др.; Под ред. О.В. Алексеева. — М.: Связь, 1978. — 302 с.

2.5. Транзисторные генераторы гармонических колебаний в ключевом режиме / В.Б. Козырев, В.Г. Лаврушенко, В.П. Леонов и др.; Под ред. И.А. Попова. — М.: Радио и связь, 1985. — 168 с.

2.6. Алексеев О.В. Усилители мощности с распределенным усилением. — М.: Энергия, 1968. — 224 с.

2.7. Козырев В.В. Упрощенная эквивалентная схема мощных полевых МДП-транзисторов // Радиотехника. — 1987. — № 9. — С. 128–132.

2.8. Головенков Ю.Н., Петров В.Е., Табагари Т.Г. Энергетические и импедансные характеристики СВЧ полевых транзисторов в режиме усиления мощности // Радиотехника. — 1988. — № 10. — С. 18–21.

2.9. Жуков С.А., Козырев В.В. Двухтактный ключевой генератор без коммутативных потерь // Сб. Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. — 1975. — Вып. 15. — М.: Связь. — С. 19–29.

2.10. Дегтев В.И., Козырев В.В. Входное сопротивление и коэффициент усиления по мощности одноконтурного транзисторного ключевого генератора с формирующим контуром // Сб. Полупроводниковая электроника в технике связи. — 1990. — Вып. 28. — М.: Радио и связь. — С. 81–88.

2.11. Сложение мощности двухтактных ключевых генераторов ПН с резистивной нагрузкой / О.В. Варламов, В.Н. Громорушкин, В.Б. Козырев, А.В. Меланьин // Изв. вузов. Сер. Радиотехника. — 1989. — Т. 32. — № 7. — С. 31–36.

2.12. Извольский А.А., Козырев В.В. Высокоэффективный ВЧ тракт транзисторных передатчиков // Сб. Полупроводниковая электроника в технике связи. — 1990. — Вып. 28. — М.: Радио и связь.

2.13. Коптев Г.И., Панина Т.А. Схемы и конструкции передатчиков. Уч. пособие. — М.: МЭИ, 1979. — 32 с.

2.14. Скрышников Ю.Ф. Радиаторы для полупроводниковых приборов. — М.: Энергия, 1973. — 47 с.

2.15. Аксенов А.И., Глушкова Д.Н., Иванов В.И. Отвод тепла в полупроводниковых приборах. — М.: Энергия, 1971. — 176 с.

2.16. Раков Ю.Н. Инженерный метод расчета тепловых сопротивлений мощных транзисторов и элементов интегральных схем // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ, вып. 11 (359), 1983. — С. 17–23.

2.17. Гребенников А.В., Никифоров В.В., Рыжиков А.В. Мощные транзисторные усилительные модули для УКВ ЧМ и ТВ вещания // Электросвязь. — 1996. — № 3. — С. 28–31.

2.18. Гребенников А.В., Никифоров В.В., Рыжиков А.В. Телевизионные усилители малой мощности МВ—ДМВ диапазонов // Электросвязь. — 1977. — № 5. — С. 8, 9.

2.19. Козырев В.В. Одноконтурный ключевой генератор с фильтрующим контуром // Сб. Полупроводниковые приборы в технике связи. — 1971. — Вып. 8. — М.: Связь. — С. 152–166.

2.20. Дьяконов В.П. Система MathCAD. Справочник. — М.: Радио и связь, 1993. — 128 с.

2.21. Дьяконов В.П. Справочник по MathCAD PLUS 6.0 PRO. — М.: СК Пресс, 1977. — 336 с.

2.22. Дьяконов В.П. Справочник по MathCAD 7. — М.: СК Пресс, 1998. — 300 с.

2.23. Херхатер М., Партолль Х. MathCad 2000: полное руководство: Пер. с нем. — К.: Издательская группа BHV, 2000. — 416 с.

2.24. Справочник. Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах / В.В. Бачурин, В.Я. Ваксенбург, В.П. Дьяконов и др.; Под ред. В.П. Дьяконова. — М.: Радио и связь, 1994. — 280 с.

2.25. Шумилин М.С. Проектирование радиопередающих устройств. — М.: Связь, 1980. — 152 с.

ГЛАВА 3

Проектирование и расчет межкаскадных цепей связи, цепей согласования и коррекции, устройств сложения и деления

3.1. Исходные данные для проектирования

К входным, межкаскадным и выходным ЦС, устанавливаемым в ГВВ, предъявляется ряд требований [1.1]: трансформация нагрузочных сопротивлений на основной частоте; обеспечение для выходных цепей определенного входного сопротивления $Z_{вх}(n\omega)$, а для входных цепей — определенного выходного сопротивления $Z_{вых}(n\omega)$ на частотах высших гармоник; обеспечение заданных амплитудно- и фазочастотных характеристик; фильтрация побочных составляющих; возможность перестройки в рабочей полосе частот и при изменениях нагрузки.

При проектировании входных, межкаскадных и выходных ЦС на первое место выступает требование к трансформации нагрузочных сопротивлений при достаточно простой конструктивной реализации даже ценой некоторого снижения требований к КПД ЦС и к фильтрации побочных составляющих. В широкодиапазонных ГВВ предъявляются также дополнительные требования к согласованию — компенсации реактивных сопротивлений входных и выходных емкостей и индуктивностей выводов транзисторов и ламп, а также коррекции АЧХ их коэффициентов усиления по мощности в рабочей полосе частот. Функции трансформации сопротивлений, согласования и коррекции можно совмещать в одном устройстве, но очень часто их решают по отдельности. Поэтому можно рассматривать самостоятельно проектирование трансформирующих цепей (для трансформации резистивных нагрузочных сопротивлений) и отдельно проектирование цепей согласования и цепей коррекции. В отдельных случаях цепи согласования и коррекции могут включать полную или частичную трансформацию нагрузочных сопротивлений.

К ЦС относят устройства сложения и деления мощности, назначение которых не только повышение уровня выходной мощности, но и, что не менее важно, повышение надежности передатчика. На практике с этой целью применяют модульный принцип построения передатчиков, а также построение в виде двух полуккомплектов.

При проектировании выходных фильтрующих систем (ВФС), устанавливаемых после окончательного каскада передатчика, на первом плане стоит обеспечение заданной фильтрации высших гармоник. Высшие гармоники тока или напряжения, образованные в результате работы транзисторов или ламп с отсечкой тока, должны быть ослаблены в нагрузке передатчика (антенне, фидере) до уровня, определяемого нормативными требованиями. Заданную фильтрацию гармоник, в первую очередь наиболее интенсивных — второй и третьей, ВФС должна обеспечить в рабочем диапазоне частот передатчика при заданном уровне колебательной мощности и высоком КПД. В этом основное отличие ВФС от резонансных контуров, межкаскадных ЦС и т.д. Поэтому широкодиапазонные непереключаемые ВФС из-за трудности одновременного обеспечения заданной полосы пропускания (коэффициент перекрытия по частоте K_{f_i} отдельных фильтров может достигать 1,6...1,8) и высокой фильтрации обычно строят на базе низкочастотных (реже полосовых) фильтров Чебышева или Кауэра, как правило, без трансформации нагрузочных сопротивлений. Узкодиапазонные ВФС с $K_f = 1,1...1,2$ также выполняют без трансформации нагрузочных сопротивлений. В то же время в перестраиваемых ВФС обычно одновременно осуществляют трансформацию сопротивлений.

При проектировании перечисленных пассивных устройств стремятся обеспечить малые потери, т.е. высокий КПД. Причем в мостовых схемах сложения и ВФС требования к КПД являются первостепенными и во многом определяют схемы их построения. К сожалению, точный расчет потерь в тех или иных устройствах в большинстве случаев затруднен. Поэтому здесь в первую очередь приходится ориентироваться на опыт предыдущих разработок, экспериментально снятые характеристики разработанных ранее передатчиков, а также на расчеты и моделирование с применением ЭВМ и натурные исследования проектируемых устройств.

3.2. Проектирование и расчет цепей связи на реактивных элементах

Цепи связи на реактивных элементах используются главным образом в передатчиках, работающих на фиксированных частотах или в узком диапазоне частот с $K_f = f_B/f_H$ не более 1,1...1,2.

В ламповых каскадах, если рабочий диапазон превышает $K_f = 1,1...1,2$, обычно предусматривается перестройка ЦС по всему диапазону частот. В ГВВ телевизионных передатчиков, где рабочая полоса частот составляет около 8 МГц, а K_f в зависимости от номера телевизионного канала может составлять приблизительно от 1 до 1,16, ЦС строят непереключаемые с применением методов широкополосного согласования (см. § 3.4 и 3.5), а в широкодиапазонных каскадах передатчиков декаметровых и метровых волн применяют УРУ (см. § 2.10).

Каскады транзисторных передатчиков выполняют, как правило, непереключаемыми. Если $K_f > 1,1...1,2$, вплоть до $K_f = 10...10^3$ и выше, то ЦС строят как на LC-элементах, так и с использованием

широкополосных трансформаторов на ферритах. При этом ЦС на LC-элементах в первую очередь строятся как элементы широкополосного согласования (см. § 3.4 и 3.5), хотя одновременно они могут обеспечивать и трансформацию нагрузочных сопротивлений (как правило, небольшую по величине). Узкодиапазонные ЦС выполняют на основе простейших согласующих Г-, Т- и П-цепочек, главным образом в виде ФНЧ, когда в продольных ветвях включают индуктивности, а в поперечных — емкости (табл. 3.1). При этом, во-первых, обеспечивается более высокая фильтрация высших гармоник, во-вторых, выходные емкости и индуктивности выводов транзисторов сравнительно просто включаются в соответствующие реактивные элементы трансформирующих цепочек или образуют отдельные согласующие звенья (см. § 2.2). В-третьих, при таком построении L- и C-элементы достаточно просто реализуются как в виде сосредоточенных элементов на частотах приблизительно до 15 ГГц, так и в виде распределенных элементов на основе отрезков полосковых линий на частотах, начиная с 100...300 МГц. В отдельных случаях согласующие Г-, Т- и П-цепочки строят и в виде ФВЧ, когда в продольных ветвях стоят емкости, а в поперечных — индуктивности, либо по смешанной схеме ФНЧ-ФВЧ.

Согласующая Г-цепочка (табл. 3.1, схемы 1 и 2) трансформирует сопротивление R_2 в сопротивление R_1 на заданной частоте f . Согласующие Т- и П-цепочки (табл. 3.1, схемы 3 и 4) строят путем последовательного соединения двух Г-цепочек. Они допускают произвольное соотношение между сопротивлениями ($R_1 \neq R_2$) и при выполнении их в виде ФНЧ обеспечивают лучшую фильтрацию высших гармоник. Правая Г-цепочка трансформирует R_2 в некоторое сопротивление R_0 , а левая Г-цепочка — R_0 в R_1 , причем R_0 должно быть больше R_1 и R_2 в Т-цепочке и меньше R_1 и R_2 в П-цепочке. Практически R_0 задают в 2...5 раз больше R_1 и R_2 в Т-цепочке и в 2...5 раз меньше R_1 и R_2 в П-цепочке. В табл. 3.1 для схем 3 и 4 приводится частный случай, когда реактивные сопротивления всех трех L- и C-элементов по модулю одинаковые ($X_L = |X_C| = X$). При этом Т- и П-цепочки обеспечивают обратную трансформацию (инверсию) резистивных сопротивлений $R_1 = X^2/R_2$ (инверсный четырехполюсник) и одновременно сдвигают фазу выходного напряжения по отношению к входному на $\pm 90^\circ$.

В табл. 3.1 (схемы 5 и 6) приведены Т-цепочки, образованные последовательным соединением двух цепочек — одной в виде ФНЧ, а другой в виде ФВЧ. В зависимости от соотношения между R_1 и R_2 в поперечной ветви оказывается емкость C_2 или индуктивность L_2 . Хотя схемы 2, 5 и 6 с позиции фильтрации не оптимальны, они достаточно широко используются в качестве межкаскадных цепей (см. § 2.2). Например, Г-цепочку устанавливают в выходной цепи транзистора (см. рис. 2.2, в), в которой L2 и C2 включают вместо блокировочного дросселя и разделительного конденсатора; Т-цепочку по схеме 5 устанавливают на входе транзистора, при этом в L1 "входит" индуктивность вывода транзистора, а подстроечные конденсаторы C1 и C2 позволяют изменять коэффициент трансформации в широких пределах.

| Номер схемы | Схема | Расчетные формулы | Частный случай | $\eta = P_n/P_{ax}$ |
|----------------|-------|--|---|--|
| 1 | | $X_L = R_2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1};$ $ X_C = \frac{R_3}{\sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1}}$ $R_1 > R_2$ | — | $\frac{1}{1 + \frac{X_L}{R_2 Q_L}}$ |
| 2 | | $X_L = \frac{R_1}{\sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1}}$ $ X_C = R_2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1};$ $R_1 > R_2$ | — | $\frac{1}{1 + \frac{R_3}{X_L Q_L}}$ |
| 3 | | $X_{L1} = R_1 \sqrt{\frac{R_0}{R_1} - 1};$ $X_{L2} = R_2 \sqrt{\frac{R_0}{R_2} - 1};$ $ X_C = \frac{R_0}{\sqrt{\frac{R_0}{R_1} - 1 + \sqrt{\frac{R_0}{R_2} - 1}}}$ $R_0 > R_1; R_0 > R_2; R_1 \leq R_2$ | $R_0 = R_1 + R_2;$ $X_{L1} = X_{L2} = X_C = X;$ $R_1 = X^2/R_2$ | $\frac{1}{1 + \frac{X_{L1}}{R_1 Q_{L1}} + \frac{1}{R_2 Q_{L2}}}$ |

| | | | | |
|---|--|--|---|---|
| 4 | | $ X_{C1} = \frac{R_1}{\sqrt{\frac{R_1}{R_0} - 1}};$ $ X_{C2} = \frac{R_2}{\sqrt{\frac{R_2}{R_0} - 1}};$ $X_L = R_0 \left(\sqrt{\frac{R_1}{R_0} - 1} + \sqrt{\frac{R_2}{R_0} - 1} \right);$ $R_0 < R_1; R_0 < R_2; R_1 \leq R_2$ | $R_0 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2};$ $ X_{C1} = X_{C2} = X_L = X;$ $R_1 = X^2/R_2$ | $\frac{1}{1 + \frac{X_L}{R_0 Q_L}}$ |
| 5 | | $ X_{C1} = R_1 \sqrt{\frac{R_0}{R_1} - 1};$ $X_{C2} = \frac{R_0}{\sqrt{\frac{R_0}{R_2} - 1} - \sqrt{\frac{R_0}{R_1} - 1}};$ $X_{L1} = R_2 \sqrt{\frac{R_0}{R_2} - 1};$ $R_0 > R_1 > R_2$ | — | $\frac{1}{1 + \frac{X_{L1}}{R_2 Q_L}}$ |
| 6 | | $ X_{C1} = R_1 \sqrt{\frac{R_0}{R_1} - 1};$ $X_{L2} = \frac{R_0}{\sqrt{\frac{R_0}{R_1} - 1} - \sqrt{\frac{R_0}{R_2} - 1}};$ $X_{L1} = R_2 \sqrt{\frac{R_0}{R_2} - 1};$ $R_0 > R_1 > R_2$ | — | $\frac{1}{1 + \frac{X_{L1}}{R_2 Q_{L1}} + \frac{1}{X_{L2} Q_{L2}}}$ |

Отметим, что во всех схемах табл. 3.1 возможна замена индуктивностей на емкости и, наоборот, емкостей на индуктивности с теми же значениями реактивных сопротивлений. При этом схемы 1 и 2 меняются местами, схемы 3 и 4 из ФНЧ переходят в ФВЧ, схемы 5 и 6 также меняются местами, но при одновременной замене R_1 на R_2 и R_2 на R_1 .

Расчетные соотношения для LC-элементов Г-, П- и Т-цепочек в табл. 3.1 даны исходя из предположения, что реактивные элементы не имеют диссипативных потерь. Практически это допустимо при добротности LC-элементов выше 30...50. Для определения рассеиваемой в согласующих цепочках мощности P_{Π} в табл. 3.1 даны формулы для расчета КПД ($\eta = P_{\Pi}/P_{\text{вх}} = 1 - P_{\text{п}}/P_{\text{вх}}$), в которых учитываются потери только в индуктивностях, так как в большинстве случаев $Q_L \ll Q_C$. Если потери в конденсаторах соизмеримы с потерями в катушках индуктивности, например при реализации L- и C-элементов на микрополосковых отрезках длинных линий, то для приближенного расчета КПД в эти формулы следует подставлять $Q_{\Sigma} = Q_L Q_C / (Q_L + Q_C)$ — результирующая добротность L- и C-элементов.

В маломощных каскадах L- и C-элементы выбираются или конструируются исходя из требуемых их величин. В мощных каскадах, и в первую очередь в ламповых, катушки индуктивности и конденсаторы выбираются и проектируются исходя из величин протекающих в них токов, действующих на них напряжений и реактивных мощностей. Исходя из того, что диссипативные потери в Г-, Т- и П-цепочках незначительны, напряжения U_1 , U_2 и токи I_1 и I_2 на их входе и выходе связаны балансом мощностей

$$P_{\text{вх}} = 0,5U_1^2/R_1 = 0,5I_1^2 R_1 = 0,5U_2^2/R_2 = 0,5I_2^2 R_2. \quad (3.1)$$

Отсюда при заданном напряжении (токе) на входе, как и на выходе той или иной цепочки (например, напряжение на входе определяется напряжением на аноде лампы, а напряжение на выходе — напряжением на сетке другой лампы), можно легко определить напряжения, токи и реактивные мощности, действующие на L- и C-элементах Г-цепочек, и на первом и третьем элементах П- и Т-цепочек. В средних (во вторых) элементах П- и Т-цепочек величину действующих на них напряжений и токов можно определить с учетом того, что П- и Т-цепочки образованы последовательным соединением двух Г-цепочек. При этом для расчета значений токов и напряжений достаточно в (3.1) вместо R_1 или R_2 подставить R_0 .

В качестве примера рассмотрим алгоритм расчета трансформирующих цепочек в ламповых ГВВ. Поскольку в ламповых каскадах главным образом сказывается шунтирующее действие входных и выходных емкостей ламп, а сопротивление индуктивностей их выводов обычно невелики, то в качестве межкаскадной цепи связи широко используется П-цепочка или, как ее принято называть, П-контур, показанный на рис. 3.1,а. Емкости конденсаторов C_1 и C_2 соответственно складываются с выходной емкостью первой $C_{\text{вых.л1}}$ и входной емкостью второй

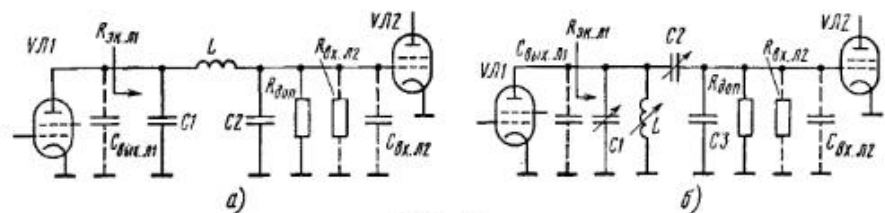


Рис. 3.1

$C_{\text{вых.л2}}$ лампы и емкостью монтажа. Этот П-контур нагружен на эквивалентное резистивное входное сопротивление по первой гармонике второй лампы $R_{\text{вх.л2}}$, определяемое главным образом током первой сетки. В общем случае вторую лампу по входу шунтируют дополнительным сопротивлением $R_{\text{доп}}$. Например, в каскадах однополосных передатчиков лампы работают без или с очень малыми токами первой сетки и $R_{\text{вх.л2}}$ теоретически стремится к бесконечности или оказывается очень большим. Поэтому величину $R_{\text{доп}}$ выбирают так, чтобы K_{P} второй лампы составлял не более 20...30, исходя из условия получения заданной устойчивости ГВВ (см. § 2.11). Этим самым обеспечивается устойчивая работа. Зная выходную мощность P_1 , допустимый K_{P} и амплитуду переменного напряжения на сетке данной лампы U_c можно найти мощность на ее входе: $P_{\text{вх}} = P_1/K_{\text{P}}$. Одновременно эта мощность определяется как $P_{\text{вх}} = 0,5U_c^2/R_{\text{вх}\Sigma}$, где $R_{\text{вх}\Sigma} = R_{\text{вх.л2}}R_{\text{доп}}/(R_{\text{вх.л2}} + R_{\text{доп}})$. Отсюда можно найти величину

$$R_{\text{доп}} = R_{\text{вх}\Sigma}R_{\text{вх.л2}}/(R_{\text{вх.л2}} - R_{\text{вх}\Sigma}).$$

В схеме на рис. 3.1,а П-контур трансформирует $R_{\text{вх}\Sigma}$ в $R_{\text{эк.л1}}$ первой лампы. Поскольку обычно $R_{\text{эк.л1}} > R_{\text{вх}\Sigma}$, то при расчете его LC-элементов (см. табл. 3.1, схема 4) величину R_0 выбирают в 2...3 раза ниже $R_{\text{вх}\Sigma}$. Кроме того, для обеспечения гармонического напряжения на аноде первой лампы появляется ограничение (2.1) на величину $C_{1\text{min}}$:

$$C_{1\text{min}} > \frac{2...4}{2\pi f R_{\text{эк.л1}}} - C_{\text{вых.л1}}. \quad (3.2)$$

Обеспечение условия (3.2) определяет выбор величины R_0 .

Межкаскадную цепь связи в виде П-контра можно считать оптимальной с позиции фильтрации высших гармоник и КПД при заданной трансформации нагрузочных сопротивлений. Однако если требуется осуществлять перестройку в диапазоне рабочих частот от $f_{\text{н}}$ до $f_{\text{в}}$, то, во-первых, необходимо перестраивать все три реактивных элемента П-контра, а во-вторых, и это является решающим, не ясны критерии их перестройки (настройки). В связи с этим на радиоцентрах при эксплуатации данного передатчика обычно заранее известны его рабочие частоты. Поэтому осуществляют предварительную настройку ЦС на этих частотах и фиксируют значения всех реактивных элементов. При пере-

ходе с одной частоты на другую оператор перестраивает LC-элементы согласно табличным данным.

В перестраиваемых ламповых каскадах, где заранее неизвестны рабочие частоты, часто применяют другую схему ЦС, показанную на рис. 3.1,б. В ней функции настройки в резонанс и трансформации нагрузочного сопротивления достаточно четко разделены. Здесь LC1-контур перестраивается — настраивается в резонанс на рабочую частоту f с учетом вносимого реактивного сопротивления, создаваемого емкостным делителем C2C3. Параметры LC1-контра выбирают из условия обеспечения (3.2) и настройки в резонанс:

$$Q_n > 2\pi f(C_{1\min} + C_{\text{вх.л1}} + C_{\text{вн}})R_{\text{эк.л1}} > 2 \dots 4. \quad (3.3)$$

Величины $R_{\text{эк.л1}}$ и $C_{\text{вн}}$ определяются по формулам

$$R_{\text{эк.л1}} = \frac{1 + (2\pi f C_{\text{пос}} R_{\text{пос}})^2}{(2\pi f C_{\text{пос}})^2 R_{\text{пос}}}; \quad C_{\text{вн}} = \frac{C_{\text{пос}}}{1 + (2\pi f C_{\text{пос}} R_{\text{пос}})^2},$$

в которых $R_{\text{пос}}$ и $C_{\text{пос}}$ находятся из аналогичных формул

$$R_{\text{пос}} = \frac{R_{\text{вх}\Sigma}}{(1 + 2\pi f C_{3\Sigma} R_{\text{вх}\Sigma})^2}; \quad \frac{1}{C_{\text{пос}}} = \frac{1}{C_2} + \frac{(2\pi f R_{\text{вх}\Sigma})^2 C_{3\Sigma}}{1 + (2\pi f C_{3\Sigma} R_{\text{вх}\Sigma})^2},$$

где $R_{\text{вх}\Sigma} = \frac{R_{\text{вх.л2}} R_{\text{доп}}}{R_{\text{вх.л2}} + R_{\text{доп}}}$; $C_{3\Sigma} = C_3 + C_{\text{вх.л2}}$.

Емкости C_2 и C_3 емкостного делителя определяют коэффициент передачи напряжения:

$$\frac{U_{\text{с.л2}}}{U_{\text{а.л1}}} = \frac{2\pi f C_2 R_{\text{вх}\Sigma}}{\sqrt{1 + [2\pi f (C_2 + C_{3\Sigma}) R_{\text{вх}\Sigma}]^2}} \approx \frac{C_2}{C_2 + C_{3\Sigma}}.$$

Это соответствует трансформации сопротивлений $R_{\text{вх}\Sigma}$ в $R_{\text{эк.л1}}$, поскольку $U_{\text{а.л1}}^2 / R_{\text{эк.л1}} = U_{\text{с.л2}}^2 / R_{\text{вх}\Sigma}$.

Значения $R_{\text{эк.л1}}$, $U_{\text{а.л1}}$ и $R_{\text{вх}\Sigma}$, $U_{\text{с.л2}}$ должны быть известны из электрических расчетов анодной и сеточной цепей ламп. Величиной C_2 задаются в пределах (0,1...0,2) от C_1 и по приведенным формулам определяют $C_{3\Sigma}$, C_3 и $C_{\text{вн}}$. Подстройкой конденсаторов C_2 и C_3 и настройкой (перестройкой) LC1-элементов анодного контура добиваются приближения энергетических характеристик в обоих каскадах к расчетным на рабочей частоте или в диапазоне частот.

Важно, что алгоритм настройки схемы на рис. 3.1,б сводится к двум почти раздельным операциям: изменением индуктивности L_1 или емкости конденсатора C_1 настраивают контур в резонанс и изменением емкости конденсатора связи C_2 подбирают необходимую трансформацию сопротивлений $R_{\text{вх}\Sigma}$ в $R_{\text{эк.л1}}$ и трансформацию напряжений $U_{\text{а.л1}}$ в $U_{\text{с.л2}}$.

Рассмотренные Г-, Т- и П-цепочки обеспечивают трансформацию резистивных сопротивлений на фиксированной частоте. Практически коэффициент перекрытия по частоте K_f таких цепочек составляет не более 1,1...1,2. Поэтому при $K_f > 1,1...1,2$ применяют ФНЧ-трансфор-

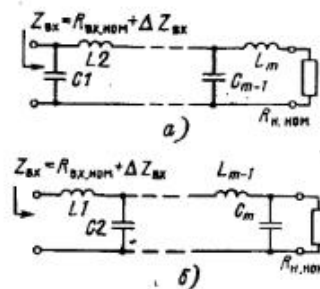


Рис. 3.2

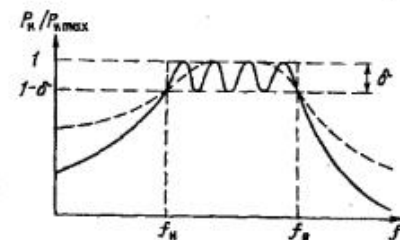


Рис. 3.3

маторы, которые так же, как Г-, Т- и П-цепочки, обеспечивают трансформацию произвольных резистивных сопротивлений R_1 и R_2 , но в заданной полосе частот $f_n \dots f_b$. На рис. 3.2 приведены две схемы ФНЧ-трансформаторов, состоящие из $m/2$ последовательно включенных Г-цепочек, нагруженных на сопротивление $R_2 = R_{н.ном}$. Каждая Г-цепочка выполняется в виде двухэлементного ФНЧ и содержит продольную индуктивность и параллельную емкость. При таком построении обеспечивается существенно большая фильтрация на частотах выше f_b и, кроме того, его LC-элементы проще реализуются на полосковых линиях. ФНЧ-трансформатор по структуре (схеме) совпадает с обычным ФНЧ, но в отличие от последнего у него нижняя граничная частота полосы пропускания начинается не от нуля, а от $f_n > 0$. Одновременно он обеспечивает трансформацию сопротивлений $R_2 = R_{н.ном}$ в $R_1 = R_{вх.ном}$ в полосе частот от f_n до f_b . В схеме, приведенной на рис. 3.2,а, $R_{вх.ном} > R_{н.ном}$; в схеме на рис. 3.2,б $R_{вх.ном} < R_{н.ном}$.

Проектирование ФНЧ-трансформатора проводят для случая, когда на его входе включен генератор с резистивным внутренним сопротивлением R_r , равным $R_{вх.ном}$. Одним из исходных параметров ФНЧ-трансформатора является неравномерность коэффициента передачи по мощности, поступающей от генератора в номинальное нагрузочное сопротивление $R_{н.ном}$ в полосе частот от f_n до f_b (рис. 3.3):

$$\delta = (P_{н.макс} - P_{н.мин}) / P_{н.макс} \quad (3.4)$$

или в децибелах:

$$\Delta a = 10 \lg [1 / (1 - \delta)] = 10 \lg (P_{н.макс} / P_{н.мин}). \quad (3.5)$$

Величины δ и Δa однозначно связаны с КБВ_ф на входе:

$$\delta = \frac{(1 - \text{КБВ}_f)^2}{(1 + \text{КБВ}_f)^2} \quad \text{или} \quad \Delta a = 10 \lg \frac{(1 + \text{КБВ}_f)^2}{4 \text{КБВ}_f} \quad (3.6)$$

и определяют наибольшие отклонения его входного сопротивления $\Delta Z_{вх}$ относительно $R_{вх.ном}$ при нагрузке на $Z_n = R_{н.ном}$.

Исходные данные для расчета ФНЧ-трансформатора: граничные

частоты f_H и f_B , номинальное сопротивление нагрузки $R_{H,ном}$ и входное сопротивление ФНЧ-трансформатора $R_{ВХ,ном}$, допустимый КБВ_Ф.

Последовательность расчета:

1. Определяют r как отношение большего к меньшему из двух заданных сопротивлений: $R_{H,ном}$ и $R_{ВХ,ном}$.
2. Рассчитывают коэффициент перекрытия по частоте $K_f = f_B/f_H$.
3. Находят параметр $\delta = (1 - \text{КБВ}_\Phi)^2 / (1 + \text{КБВ}_\Phi)^2$.
4. Рассчитывают число реактивных элементов:

$$m^* = \frac{2 \lg \sqrt{\frac{1 - \delta (r - 1)^2}{\delta} \frac{1}{4r}}}{\lg \left(\frac{K_f^2 + 1}{K_f^2 - 1} \right)} \quad \text{при максимально гладкой АЧХ;} \quad (3.7)$$

$$m^* = \frac{2 \text{Arch} \sqrt{\frac{1 - \delta (r - 1)^2}{\delta} \frac{1}{4r}}}{\text{Arch} \left(\frac{K_f^2 + 1}{K_f^2 - 1} \right)} \quad \text{при равноколебательной АЧХ.}$$

Полученное значение m^* округляют в большую сторону до ближайшего целого четного числа m .

Отметим, что согласно (3.7) для ФНЧ-трансформаторов, как и для ФНЧ, при одинаковых значениях r , K_f и δ при максимально гладкой АЧХ требуется значительно большее число реактивных элементов, чем при равноколебательной АЧХ (соответственно штриховая и сплошная линии на рис. 3.3). Однако при равноколебательной АЧХ необходим более точный подбор величин LC-элементов.

Поскольку даже при равноколебательной АЧХ с ростом K_f и r резко возрастает число m реактивных элементов, применение ФНЧ-трансформаторов оправдано только при $K_f < 3 \dots 5$ и $r < 10 \dots 50$, так чтобы m не превышало 6...8. При больших K_f и r применяют только ФНЧ-трансформаторы с равноколебательной АЧХ.

5. В соответствии с полученным после округления m уточняют:

$$\delta = \frac{(r - 1)^2}{(r - 1)^2 + 4r \left(\frac{K_f^2 + 1}{K_f^2 - 1} \right)^m} \quad \text{при максимально гладкой АЧХ;}$$

$$\delta = \frac{(r - 1)^2}{(r - 1)^2 + 4r \text{ch}^2 \left(\frac{m}{2} \text{Arch} \frac{K_f^2 + 1}{K_f^2 - 1} \right)} \quad \text{при равноколебательной АЧХ.}$$

6. Определяют $\Delta a = 10 \lg[1/(1 - \delta)]$ и $\text{КБВ}_\Phi = (1 - \sqrt{\delta}) / (1 + \sqrt{\delta})$.
7. Рассчитывают коэффициенты $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$:

при $m = 2$

$$\alpha_1 = \frac{1 + r}{r} \sqrt{\frac{2\delta\nu}{(r - 1)[(1 - \delta)\mu^2 + \delta\nu^2]}}; \quad \alpha_2 = r\alpha_1;$$

при $m = 4$

$$\alpha_1 = \sqrt{\frac{\nu M^2 - 2M}{2r} + \sqrt{\left(\frac{\nu M^2 - 2M}{2r} \right)^2 + \frac{M^2}{r^3}}};$$

$$\alpha_2 = M/\alpha_1; \quad \alpha_3 = \alpha_2/r; \quad \alpha_4 = r\alpha_1,$$

где $M = 2\sqrt{\frac{1+r}{r}} \sqrt{\frac{\delta a}{(1-\delta)\mu^4 + \delta\chi}}$; $\chi = a\nu^4 - b\mu^2 + c\mu^4$; $\nu = 1 + 1/K_f^2$;
 $\mu = 1 - 1/K_f^2$; $a = 1, b = 0, c = 0$ при максимально гладкой АЧХ; $a = 4, b = 4, c = 1$ при равноколебательной АЧХ.

При $m = 6$ и 8 , а также при $m = 2$ и 4 для дискретных значений K_f и r при равноколебательной АЧХ коэффициенты берут из [2.3, приложение 2]. Остальные α -коэффициенты определяют по формулам

$$\alpha_{m-1} = \alpha_2/r; \quad \alpha_{m-2} = r\alpha_3; \quad \alpha_{m-3} = \alpha_4/r.$$

8. Определяют величины LC-элементов:

при $R_{ВХ,ном} > R_{H,ном}$ в схеме на рис. 3.2,а

$$C_j = \frac{\alpha_j}{2\pi f_B R_{H,ном}}; \quad L_{j+1} = \frac{\alpha_{j+1} R_{H,ном}}{2\pi f_B} \quad (j = 1, 3, \dots, m - 1);$$

при $R_{ВХ,ном} < R_{H,ном}$ в схеме на рис. 3.2,б

$$L_j = \frac{\alpha_j R_{H,ном}}{2\pi f_B}; \quad C_{j+1} = \frac{\alpha_{j+1}}{2\pi f_B R_{H,ном}} \quad (j = 1, 3, \dots, m - 1).$$

Пример. Рассчитать ФНЧ-трансформатор: граничные частоты $f_H = 50$ МГц, $f_B = 100$ МГц; нагрузочное сопротивление $R_{H,ном} = 10$ Ом; входное сопротивление $R_{ВХ,ном} = 5$ Ом; допустимая неравномерность АЧХ $\Delta a < 0,05$ дБ.

Выбираем схему рис. 3.2,б и определяем $r = 10/5 = 2$, $K_f = 100/50 = 2$. По (3.4)–(3.6) или по табл. 3.7 (см. ниже) для $\Delta a = 0,0436$ дБ получаем $\delta \leq 0,0098$ и $\text{КБВ}_\Phi > 0,82$.

Число реактивных элементов при равноколебательной АЧХ

$$m^* = 2 \text{Arch} \sqrt{\frac{1 - 0,0098 (2 - 1)^2}{0,0098} \frac{1}{4 \cdot 2}} / \text{Arch} \frac{2^2 + 1}{2^2 - 1} = 3,08;$$

округляем m^* до $m = 4$. Уточняем

$$\delta = \frac{(2 - 1)^2}{(2 - 1)^2 + 4 \cdot 2 \text{ch}^2 \left(\frac{4}{2} \text{Arch} \frac{2^2 + 1}{2^2 - 1} \right)} = 0,006.$$

$$\text{Затем } \Delta\alpha = 10 \lg \frac{1}{1 - 0,006} = 0,026 \text{ дБ и КБВ}_\Phi = \frac{1 - \sqrt{0,006}}{1 + \sqrt{0,006}} = 0,856.$$

Коэффициенты:

$$\nu = 1 + 1/2^2 = 1,25; \mu = 1 - 1/2^2 = 0,75; \chi = 4 \cdot (1,25)^4 - 4 \cdot 1,25^2 \cdot 0,75^2 + 0,75^4 = 6,566;$$

$$M = 2 \sqrt{\frac{1+2}{2}} \sqrt{\frac{0,006 \cdot 4}{(1 - 0,006) \cdot 0,75^4 + 0,006 \cdot 6,566}} = 1,25;$$

$$\alpha_1 = \sqrt{\frac{1,25 \cdot 1,25^2 - 2 \cdot 1,25}{2 \cdot 2}} + \sqrt{\left(\frac{1,25 \cdot 1,25^2 - 2 \cdot 1,25}{2 \cdot 2}\right)^2 + \frac{1,25^2}{2^3}} = 0,57;$$

$$\alpha_2 = 1,25/0,57 = 2,19; \alpha_3 = 2,19/2 = 1,095; \alpha_4 = 2 \cdot 0,57 = 1,14.$$

Значения LC-элементов в схеме рис. 3.2,б: $L_1 = 0,57 \cdot 10/2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 10^6 = 9,076 \text{ нГн}$; $C_2 = 2,19/2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot 10 = 348,7 \text{ пФ}$; $L_3 = 1,095 \cdot 10/2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 10^6 = 17,44 \text{ нГн}$; $C_4 = 1,14/2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot 10 = 181,5 \text{ пФ}$.

В транзисторных и ламповых каскадах передатчиков при небольших коэффициентах перекрытия по частоте $K_f < 2 \dots 3$ в качестве входных, межкаскадных и выходных ЦС, а в ряде случаев и в качестве ВФС используют полосовые цепи или полосовые фильтры (ПФ) (см. § 3.4, 3.5). Как правило, ПФ проектируют на основе низкочастотного фильтра — ФНЧ-прототипа, который не обеспечивает или обеспечивает незначительную трансформацию сопротивлений, т.е. номинальное входное сопротивление $R_{вх,ном}$ в полосе его пропускания равно или близко к номинальному сопротивлению нагрузки $R_{н,ном}$. Однако в полосовых цепях трансформацию сопротивлений можно осуществить "внутри" самой цепи с помощью так называемого преобразования Нортона путем пересчета L- и C-элементов цепи [2.3]. Как и в ФНЧ-трансформаторах, здесь трансформация сопротивлений возможна в произвольное число раз (не обязательно дискретное), но ограниченное сверху или снизу некоторым значением.

Важно подчеркнуть, что преобразование Нортона не ухудшает АЧХ цепи, не вносит дополнительных потерь и не уменьшает КПД цепи; его можно распространить на ПФ или ЦС, выполняемые на реактивных элементах с потерями. Для этого достаточно, чтобы добротности реактивных элементов в исходной цепи и после преобразования были одинаковыми, что обычно выдерживается на практике.

Согласно преобразованию Нортона [1.44] идеальный трансформатор $1 : \nu$ с последовательно или параллельно включенным сопротивлением Z можно заменить эквивалентной П- или Т-цепочкой (рис. 3.4), где сопротивления $Z_1 - Z_3$ определяют из соотношений

$$Z_{1a} = \frac{Z}{\nu(\nu - 1)}; Z_{2a} = \frac{Z}{\nu}; Z_{3a} = \frac{Z}{1 - \nu} \quad (\text{для схемы рис. 3.4, а});$$

$$Z_{1b} = \frac{1}{\nu} \left(\frac{1}{\nu} - 1 \right) Z; Z_{2b} = \frac{Z}{\nu}; Z_{3b} = \left(1 - \frac{1}{\nu} \right) Z \quad (\text{для схемы рис. 3.4, б}).$$

При $\nu \neq 1$ одно из сопротивлений Z_1 (или Z_2) оказывается отрицательным. Для практической реализации этого преобразования отрица-

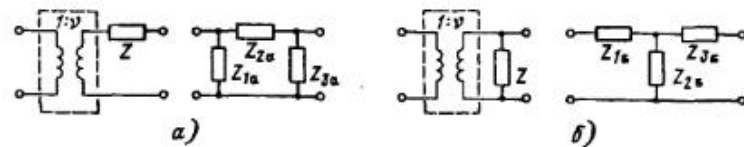


Рис. 3.4

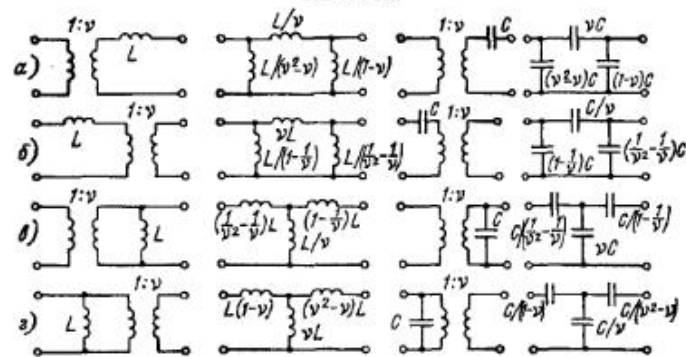


Рис. 3.5

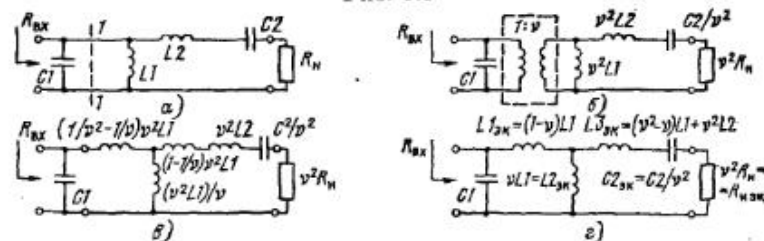


Рис. 3.6

тельное Z должно быть "скомпенсировано" аналогичным положительным Z , что возможно только в полосовых ЦС. В качестве сопротивления Z обычно выбирают индуктивность L или емкость C ($Z = j2\pi fL$ или $Z = 1/(j2\pi fC)$). На рис. 3.5 приведено восемь возможных схем эквивалентных преобразований.

Практическое использование преобразования покажем на примере двухзвенной полосовой цепи рис. 3.6,а. В сечении 1-1 включаем идеальный трансформатор $1 : \nu$ и величины всех L , R_n и C , расположенные справа от него, изменяем соответственно в ν^2 и $1/\nu^2$ раз (рис. 3.6,б). Затем идеальный трансформатор и параллельную индуктивность $\nu^2 L_1$ заменяем согласно рис. 3.5,в эквивалентной Т-цепочкой, как показано на рис. 3.6,в. После этого объединяем последовательные индуктивности $(\nu^2 - \nu)L_1$ и $\nu^2 L_2$ и переходим к результирующей схеме рис. 3.6,г. Из условия физической реализуемости последовательные индуктивности $L_{1эк}$ и $L_{2эк}$ в схеме рис. 3.6,г должны быть положительными. Отсюда следует ограничение на коэффициент трансформации: $1 \geq \nu \geq L_1/(L_1 + L_2)$. Заметим, что при $\nu = \nu_{\min} = L_1/(L_1 + L_2)$ индук-

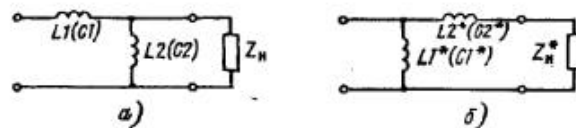


Рис. 3.7

тивность $L_{3эк} = 0$ и число реактивных элементов в исходной (рис. 3.6, а) и преобразованной (рис. 3.6, б) схемах оказывается одинаковым. Предельное значение ν_{\min} (или ν_{\max}) определяется величинами рядом расположенных индуктивностей (или емкостей) в продольных и параллельных ветвях исходной полосовой цепи. В частности, на рис. 3.7 приведены эквивалентные Г-цепочки, содержащие две индуктивности (или две емкости), соответствующие предельным значениям ν_{\min} или ν_{\max} , при которых $Z_{н}$ трансформируется в $Z_{н}^*$ либо, наоборот, $Z_{н}^*$ в $Z_{н}$. Соотношения для реактивных сопротивлений при переходе от первой схемы ко второй:

$$X_1^* = \frac{X_2}{(1 + X_1/X_2)^{-1}}; \quad X_2^* = \frac{X_1}{(1 + X_1/X_2)^{-1}};$$

$$Z_{н}^* = \nu_{\max}^2 Z_{н}; \quad \nu_{\max} = 1 + X_1/X_2;$$

при переходе от второй схемы к первой:

$$X_1 = \frac{X_2^*}{1 + X_2^*/X_1^*}; \quad X_2 = \frac{X_1^*}{1 + X_2^*/X_1^*};$$

$$Z_{н} = \nu_{\min}^2 Z_{н}^*; \quad \nu_{\min} = (1 + X_2^*/X_1^*)^{-1},$$

где $X = 2\pi fL$ (или $1/2\pi fC$).

Величина ν_{\max} растет, а ν_{\min} падает по мере уменьшения коэффициента перекрытия по частоте K_f и увеличения неравномерности АЧХ δ (или Δa) в полосовой цепи. Кроме того, чем больше число L- и C-элементов в исходной схеме, тем большее число преобразований можно выполнить и, следовательно, обеспечить большую трансформацию нагрузочных сопротивлений. Отметим, что в полосовых цепях до и после преобразования сохраняются индуктивности в поперечных и емкости в продольных ветвях (см. рис. 3.6). Это может вызывать дополнительные трудности при их практической реализации в диапазоне СВЧ и микрополосковом исполнении.

Рассмотрим особенности построения трансформирующих цепей на УВЧ-СВЧ (0,3...30 ГГц). Благодаря низким питающим напряжениям и большим рабочим токам генераторных биполярных и полевых транзисторов этого диапазона и, как следствие этого, небольшим нагрузочным сопротивлениям, измеряемым десятками, единицами и даже долями ом, колебательные, и в том числе трансформирующие, цепи на сосредоточенных LC-элементах практически реализуются (на малые уровни мощности) на частотах примерно до 15 ГГц.

Одновременно на частотах выше 100...300 МГц реактивные элементы, и в первую очередь индуктивности, выполняют на отрезках длинных

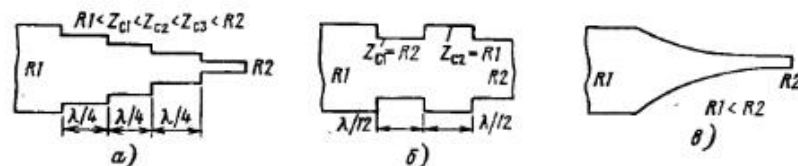


Рис. 3.8

линий, главным образом на несимметричных полосковых линиях. С учетом этого конструктивно выполняют транзисторы, в которых входные и выходные емкости и индуктивности выводов становятся составными элементами цепей связи или образуют отдельные трансформирующие цепи. Это позволяет относительно просто компоновать транзисторы с остальными LC-элементами входной, межкаскадной и выходной цепей, выполняемых как на сосредоточенных элементах, так и на несимметричных полосковых линиях.

При реализации LC-элементов трансформирующих цепочек на отрезках длинных линий электрическая длина последних не должна превышать 20...30°, т.е. $l_s < \lambda/18 \dots \lambda/12$ [1.1]. Это конструктивно выполнимо на относительно низких частотах (ниже 0,5...2 ГГц), когда геометрическая длина линии получается достаточно большой. На частотах выше 0,5...2 ГГц, где геометрическая длина линии становится малой, переходят к трансформаторам на отрезках линий с электрической длиной $l_s = \lambda/4$. При этом можно точнее реализовать заданные характеристики. Учитывая это обстоятельство, в широкодиапазонных устройствах часто переходят к трансформаторам на линиях длиной $l_s = \lambda/4$ и на более низких частотах.

Четвертьволновая линия осуществляет обратную трансформацию (инверсию) сопротивлений $Z_{вх} = Z_c^2/Z_{н}$, где Z_c — волновое сопротивление линии [1.1]. Широкодиапазонные трансформирующие цепи строят в виде последовательного соединения нескольких линий, каждая из которых имеет электрическую длину $l_s = \lambda/4$ на средней частоте $f_0 = \sqrt{f_{в}f_{н}}$ (рис. 3.8, а, б). Исходя из заданного коэффициента трансформации сопротивлений R_1 и R_2 , заданного диапазона частот $f_{н} \dots f_{в}$ и допустимой неравномерности АЧХ в полосе пропускания, рассчитывают число линий (секций) и их волновые сопротивления [3.2]. Для примера на рис. 3.8, а показан трансформатор на трех секциях, в котором расчетные волновые сопротивления изменяются в одном направлении, последовательно принимая промежуточные значения между нагрузочными сопротивлениями R_1 и R_2 ($R_1 < Z_{c1} < Z_{c2} < Z_{c3} < R_2$). Такой трансформатор, у которого перепады волновых сопротивлений соседних секций меньше, чем отношение R_2/R_1 , называют "синхронным". Те же и даже лучшие электрические характеристики можно получить в "несинхронных" трансформаторах, у которых перепады волновых сопротивлений соседних секций могут быть значительно больше, чем отношение R_2/R_1 , причем электрическая длина секции может быть даже меньше $\lambda/4$ [3.2]. Наиболее

простой с точки зрения практической реализации и геометрических размеров двухсекционный трансформатор, показанный на рис. 3.8, б. Во-первых, волновые сопротивления секций совпадают с нагрузочными сопротивлениями (волновыми сопротивлениями подводящих линий), т.е. $Z_{c1} = R_2$, $Z_{c2} = R_1$, и, во-вторых, оптимальная длина каждой секции составляет $\lambda/12$. В результате частотные характеристики трансформатора примерно такие же, как у односекционного трансформатора, а длина его двух секций равна $\lambda/6$ вместо $\lambda/4$. В [3.2] дана методика проектирования синхронных трансформаторов с числом секций 1-8.

Широкодиапазонные трансформаторы можно выполнять на одной линии с плавно изменяющимся волновым сопротивлением — так называемые плавные переходы (рис. 3.8, в), в отличие от рассмотренных (рис. 3.8, а, б), которые называют ступенчатыми. Однако, как показывают расчеты, при одинаковых коэффициентах трансформации сопротивлений, коэффициентах перекрытия по частоте и неравномерности АЧХ в полосе пропускания геометрическая длина плавных переходов оказывается значительно больше, чем у ступенчатых.

Рассмотренные цепи на сосредоточенных или распределенных LC-элементах обеспечивают трансформацию резистивного нагрузочного сопротивления R_H в другое, также резистивное входное сопротивление $R_{вх}$ на частоте f либо с некоторым допустимым рассогласованием $\Delta Z_{вх}$ в полосе частот $f_H \dots f_B$. На практике, в том числе при настройке, а также исследованиях ГВВ, важно обеспечивать с помощью согласующего четырехполюсника определенную трансформацию в общем случае комплексных сопротивлений Z_H в $Z_{вх}$.

Выделяют два частных случая.

Инверсная трансформация. Для этого можно использовать Т- или П-цепочку на сосредоточенных LC-элементах с одинаковыми по модулю реактивными сопротивлениями $X = 2\pi fL = 1/(2\pi fC)$ (табл. 3.1, схемы 3 и 4) либо длинную линию $\lambda/4$, $3\lambda/4$, $5\lambda/4, \dots$ с волновым сопротивлением Z_c .

При этом обеспечивается

$$Z_{вх} = X^2/Z_H = Z_c^2/Z_H.$$

В частности, при $Z_H = R_2$ будет $Z_{вх} = R_1 = X^2/R_2 = Z_c^2/R_2$ и одновременно фазовый сдвиг выходного напряжения относительно входного на $\pm 90^\circ$.

Трансформирующие Т- и П-цепочки, даже выполненные в виде ФНЧ (см. табл. 3.1, схемы 3 и 4), при работе от ГВВ могут не обеспечивать необходимой фильтрации высших гармоник, и тем более на частотах ниже рабочей. В этом случае можно использовать Т- и П-цепи в виде двух связанных последовательных или параллельных LC-контуров, схемы которых показаны на рис. 3.9. Связь между контурами обычно выполняют емкостной $C_{св}$: в схеме рис. 3.9, а $C_{св} > C_1, C_2$; в схеме рис. 3.9, б $C_{св} < C_1, C_2$. Чем больше неравенства, тем более резонансная амплитудно-частотная характеристика связанных контуров

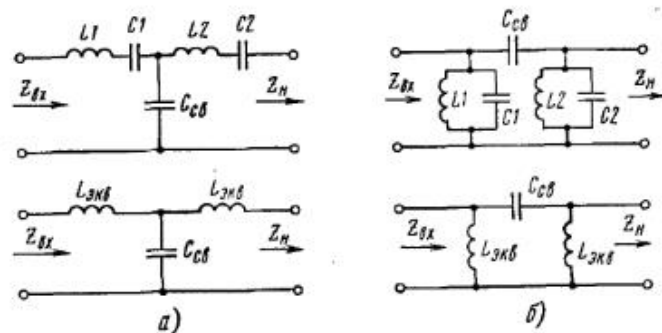


Рис. 3.9

и тем больше фильтрация вне полосы пропускания. С этой же целью добротности контуров выбирают больше единицы:

$$\text{в схеме рис. 3.9, а } Q_{H1} = 2\pi fL_1/R_{вх}^{(H)} > 1; Q_{H2} = 2\pi fL_2/R_H^{(H)} > 1;$$

$$\text{в схеме рис. 3.9, б } Q_{H1} = R_{вх}^{(H)}/(2\pi fL_1) > 1; Q_{H2} = R_H^{(H)}/(2\pi fL_2) > 1,$$

где $R_{вх}^{(H)}$ и $R_H^{(H)}$ — некоторые номинальные (средние) значения входного $Z_{вх}$ и нагрузочного Z_H сопротивлений.

Первый и второй контуры настраивают в резонанс на рабочую частоту f с учетом емкости связи $C_{св}$:

в схеме на рис. 3.9, а при разомкнутом другом контуре

$$f = f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \frac{C_1 C_{св}}{C_1 + C_{св}}}} = f_{02} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 \frac{C_2 C_{св}}{C_2 + C_{св}}}};$$

в схеме на рис. 3.9, б при замкнутом другом контуре

$$f = f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1(C_1 + C_{св})}} = f_{02} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2(C_2 + C_{св})}}.$$

При этом на частоте f последовательные и параллельные контуры представляют эквивалентные индуктивности $L_{экв}$ (рис. 3.9), сопротивления которых равны по модулю сопротивлению емкости связи $X_{L_{экв}} = 2\pi fL_{экв} = 1/(2\pi fC_{св})$. Таким образом, связанные контуры на частоте f эквивалентны Г- или П-цепочкам с одинаковыми сопротивлениями всех трех реактивных элементов, и поэтому они обладают свойствами инверсии.

Линейная трансформация. Включением последовательно двух инверсных четырехполюсников будет обеспечиваться линейная трансформация сопротивлений

$$Z_{вх} = \frac{X_1^2}{X_2^2} Z_H = \frac{Z_{c1}^2}{Z_{c2}^2} Z_H = N^2 Z_H,$$

Таблица 3.2

| Параметр | $0 < N < \infty$ | $N < 0, N^2 < 1$ | $N < 0, N^2 > 1$ |
|-----------|------------------|------------------|------------------|
| $X_1 > 0$ | | | |
| $X_1 < 0$ | | | |

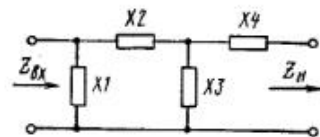


Рис. 3.10

где X_1 (или Z_{c1}) и X_2 (или Z_{c2}) — реактивные сопротивления LC-элементов (или волновые сопротивления) 1-го и 2-го инверсного четырехполюсников.

Два инверсных четырехполюсника содержат в сумме шесть реактивных элементов. Минимальное число элементов, из которых можно выполнить линейный трансформирующий четырехполюсник, может быть четыре (см. рис. 3.10).

Величины реактивных сопротивлений его LC-элементов определяют по формулам [3.24]

$$X_2 = -\left(1 + \frac{1}{N}\right) X_1; \quad X_3 = \frac{X_1}{N}; \quad X_4 = -\frac{1}{N} \left(1 + \frac{1}{N}\right) X_1.$$

Здесь считается заданным коэффициент трансформации N_2 , причем N может быть любым действительным числом, как положительным, так и отрицательным, и произвольно выбираемый по знаку и величине первый реактивный элемент X_1 . Используя данные соотношения, можно пересчитать величины реактивных элементов в схеме рис. 3.10 при заданном последовательном элементе X_4 . Отметим, что X_1 или X_4 и их величины могут быть заданы из условия обеспечения необходимого сопротивления цепи связи ГВВ на частотах высших гармоник (см. § 2.2 и 2.6).

В табл. 3.2 приведены шесть вариантов линейно трансформирующих четырехполюсников в зависимости от знака X_1 и величины и знака N .

3.3. Проектирование и расчет цепей связи с применением трансформаторов на ферритах

Широкодиапазонные трансформаторы с коэффициентом перекрытия по частоте $10 \dots 10^3$ и выше выполняют обычно с магнитопроводом. Их разделяют на два класса [3.1]: с доминирующей магнитной связью

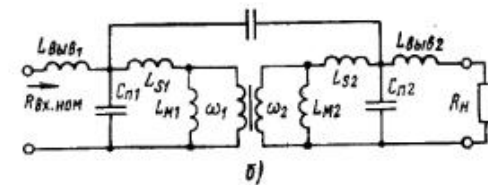
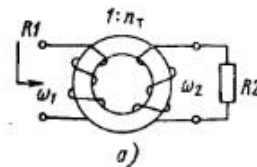


Рис. 3.11

между обмотками, т.е. обычные трансформаторы; с электромагнитной связью между обмотками, образованными отрезками длинных линий, так называемые трансформаторы на линиях (ТЛ).

Следует отметить, что трансформаторы на ферритах используются как в широкодиапазонных, так и в узкодиапазонных каскадах, в том числе предназначенных для работы на фиксированной частоте ($K_f \rightarrow 1$). Помимо конструктивной простоты, здесь не требуется точный подбор (настройка), как L- и C-элементов в Г-, Т- и П-цепочках. Кроме того, в его элементах малы контурные напряжения и токи и, следовательно, реактивные мощности. Поэтому КПД таких трансформаторов может быть не ниже, а еще ближе к 1.

Трансформаторы с магнитными связями. В таких трансформаторах связь между первичной и вторичной обмоткой достигается за счет общего магнитного потока в магнитопроводе (рис. 3.11, а). Коэффициент трансформации по току (напряжению) дискретный и пропорционален отношению количества витков в первичной и вторичной обмотках w_1/w_2 (по сопротивлению пропорционален квадрату отношений w_1^2/w_2^2). В трансформаторах с магнитными связями полоса пропускания ограничена снизу индуктивностями намагничивания обмоток L_M , а сверху — паразитными межвитковыми $C_{п1}$ и межобмоточными $C_{п1-2}$ емкостями, индуктивностями рассеивания обмоток L_S и непосредственно индуктивностями выводов $L_{ВВВ}$. В эквивалентной схеме на рис. 3.11, б к схеме идеального трансформатора (ИТ) добавлены перечисленные реактивные элементы. Для средних частот рабочего диапазона реактивные сопротивления $L_{ВВВ}$, L_S пренебрежимо малы, а L_M и $C_{п1}$ очень велики. Нижняя граничная частота f_n рабочего диапазона зависит от сопротивления индуктивностей L_M . Как правило, должно быть $2\pi f_n L_{M1} > (3 \dots 5) R_{н1}$, и соответственно $2\pi f_n L_{M1} > (3 \dots 5) R_{вх.ном}$, где $R_{вх.ном} = (w_1/w_2)^2 R_{н1}$. Верхняя граничная частота f_v определяется шунтирующим действием емкостей $C_{п1}$, $C_{п2}$ и $C_{п1-2}$ и сопротивлением индуктивностей L_{S1} , L_{S2} , $L_{ВВВ1}$ и $L_{ВВВ2}$. Кроме того, на некоторой частоте f_0 возникает резонанс, образованный емкостью $C_{п1-2}$ и индуктивностями рассеивания обмоток трансформатора.

Для расширения полосы пропускания необходимо одновременно увеличивать L_M и снижать $L_{ВВВ}$, L_S и $C_{п1}$. Поскольку эти требования противоречивы, полосу пропусканий удается расширить рациональным проектированием трансформаторов [1.44]. Практически трансформаторы с магнитными связями обеспечивают K_f до $10^2 \dots 10^3$ в диапазоне

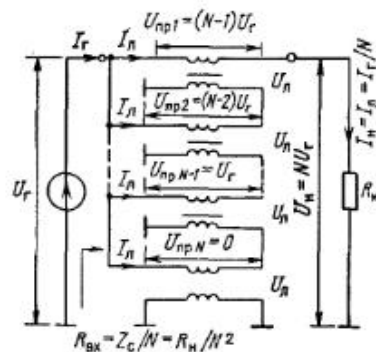


Рис. 3.12

частот до 100...300 МГц при сравнительно больших нагрузочных сопротивлениях (примерно 50 Ом...2 кОм).

Трансформаторы на линиях. Для современных мощных генераторных трансисторов характерны низкие входные и нагрузочные сопротивления, составляющие единицы и даже доли ома. При столь низких нагрузочных сопротивлениях частотные ограничения "сверху" определяются индуктивностями рассеяния, которые не должны превышать единиц и даже долей наногенри, что в обычных трансформаторах обеспечить затруднительно. Для трансформации столь низких

сопротивлений в диапазоне частот 0,1...1000 МГц и выше используют трансформаторы на отрезках длинных линий, помещаемых на магнитопроводе из феррита [1.1]. При согласованном резистивном нагрузочном сопротивлении верхняя граничная частота полосы пропускания такого трансформатора ограничена потерями в линиях, а также индуктивностями выводов соединительных проводов (монтажа). Поэтому при больших нагрузочных сопротивлениях (20...200 Ом) она может достигать 1...2 ГГц. На низких частотах трансформатор на линиях "переходит" в обычный трансформатор с магнитными связями между обмотками.

Принципы построения трансформаторов на отрезках длинных линий рассмотрены в [1.1]. При построении трансформатора с коэффициентом трансформации, отличным от 1:1, используют N линий, включаемых параллельно и последовательно по входу и выходу в различных комбинациях. Обычно ограничиваются включением линии с одинаковыми волновыми сопротивлениями Z_c параллельно с одной стороны и последовательно — с другой (рис. 3.12). Предполагается, что линии достаточно разнесены в пространстве и между их проводниками не образуется дополнительных магнитных и электрических связей. В этом случае, чтобы каждая линия была нагружена на согласованное сопротивление, необходимо выполнить условие

$$R_n = NZ_c. \quad (3.8a)$$

Откуда

$$R_{вх} = Z_c/N \text{ и } Z_c = \sqrt{R_{вх}R_n}. \quad (3.8б)$$

Из (3.8) следует, что коэффициент трансформации сопротивлений $r = N^2$ (или $1/N^2$) может принимать дискретные значения ..., 1/16, 1/9, 1/4, 1, 4, 9, 16, ... Кроме того, из (3.8) видно, что при заданном Z_c увеличение N снижает одно из нагрузочных сопротивлений, что важно при построении транзисторных генераторов с низкими нагрузочными

сопротивлениями. Например, используя полосковые линии с волновым сопротивлением $Z_c = 3,2$ Ом при $N = 2$ и 3, одно из нагрузочных сопротивлений получают равным соответственно 1,6 и 1,07 Ом.

Таким образом, в трансформаторах на линиях, как и в трансформаторах с магнитными связями, коэффициент трансформации оказывается дискретным. Однако если в обычных трансформаторах он определяется отношением числа витков первичной и вторичной обмоток в квадрате ($R_{вх}/R_n = w_1^2/w_2^2$) и при большом их числе дискретность трансформируемых сопротивлений может быть малой, то в трансформаторах на линиях дискретность оказывается большой, например переход от одной линии к двум, трем и т.д. меняет трансформацию сопротивлений с 1:1 к 1:4, 1:9 и т.д.

При согласованных нагрузочных сопротивлениях длина линий может быть произвольной. Однако практически задаются меньше $\lambda/4$, поскольку из-за некоторого неравенства длин отдельных линий при их электрических длинах, близких к $\lambda/4$, резко ухудшаются их трансформирующие свойства. Более того, стремятся взять линии как можно меньшей длины, чтобы только обеспечить требования минимально допустимой величины продольной индуктивности $L_{пр}$.

В трансформаторе по схеме рис. 3.12 продольные напряжения на линиях неодинаковые. Например, в случае несимметричного включения трансформатора по входу и выходу, как это показано на рисунке, напряжение на нижней N -й линии $U_{np,N} = 0$ и ее устанавливают без феррита. Такую линию принято называть фазокомпенсирующей. На последующих линиях напряжения возрастают, достигая максимального значения на первой линии $U_{np1} = (N-1)U_r$ при одинаковых напряжениях и токах во всех линиях ($U_n = U_r = U_n/N$, $I_n = I_n = I_r/N$). Для обеспечения необходимой индукции в ферритах неравенство продольных напряжений потребует соответствующего пропорционального увеличения сечения ферритовых сердечников, числа витков, а отсюда и длины каждой линии. Однако последнее ведет к неодинаковым фазовым сдвигам в отдельных линиях и в результате к отклонению модуля коэффициента трансформации напряжения K_U от N . Поэтому ограничиваются включением не более двух-четырех линий ($N = 2-4$). Одновременно стремятся так изменить схему трансформатора, чтобы снизить (либо выровнять) наибольшие продольные напряжения на линиях, например включением одной или нескольких дополнительных линий [2.3, рис. 4.13 и 4.14].

Другой путь — трансформацию сопротивлений осуществлять при симметричном включении трансформатора по входу и выходу относительно корпуса, при котором продольные напряжения на линиях выравниваются и снижаются примерно в 2 раза (см. ниже), а для перехода к несимметричным нагрузкам на его входе (и выходе) включать дополнительные трансформаторы 1:1. На рис. 3.13, а, б приведены примеры симметричных по входу и выходу трансформаторов с коэффициентами трансформации по сопротивлениям в 9 и 16 раз. Волновые сопротивления линий $Z_c = R = \sqrt{R_1R_2}$. Средние линии фазокомпенсирующие

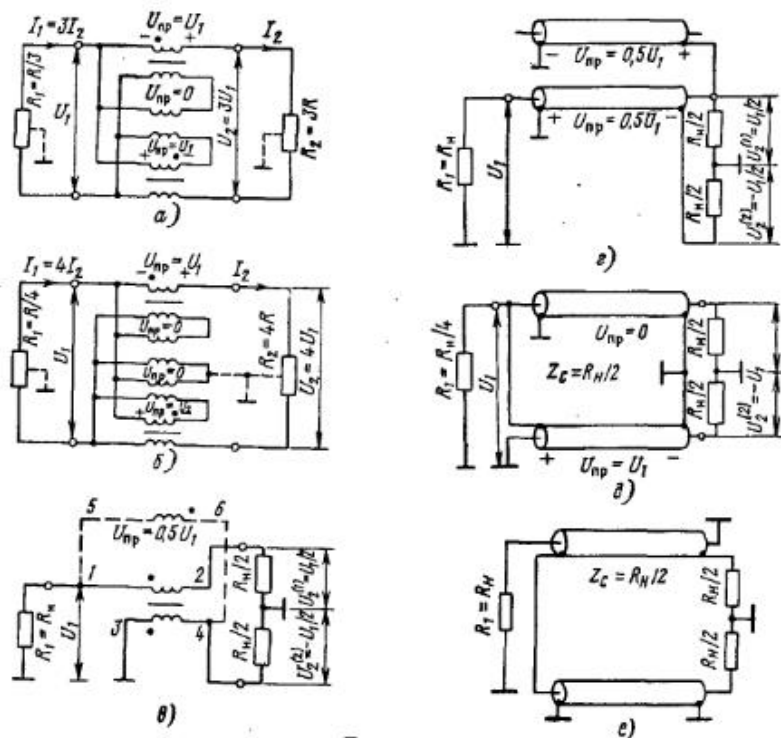


Рис. 3.13

($U_{np} = 0$), а продольные напряжения на верхних и нижних линиях равны по модулю напряжениям на низкоомном входе $|U_{np}| = U_1$. Средняя точка у нагрузочных сопротивлений может быть заземлена, то же относится к высокоомному выходу трансформатора 1:16 (на рис. 3.13, а, б показано штриховой линией).

В трансформаторе на одной линии (рис. 3.13, в) из-за различных сопротивлений в точках 2 и 4 относительно корпуса появляется асимметрия напряжений на нагрузках R_{H1} и R_{H2} , возрастающая с понижением частоты. Асимметрия устраняется включением еще одного проводника 5-6, который наматывается на тот же сердечник с таким же числом витков, что и проводники основной линии. На рис. 3.13, в начала проводников показаны точки. Возможны другие способы достижения симметрии, при которых непосредственно подключаются дополнительные симметричные или коаксиальные линии. В схеме рис. 3.13, г трансформатор выполнен на основной коаксиальной линии с $Z_c = R_1 = R_H$, а на его выходе подключена оплетка аналогичной коаксиальной линии. Продольные напряжения на обеих линиях составляют $0,5U_1$. Схема на рис. 3.13, д отличается другим способом подключения линий с волновым сопротивлением $Z_c = 2R_1 = R_H/2$ на входе и выходе, так что продольное напряжение на одной линии $U_{np} = U_1$, а на другой $U_{np} = 0$ и она

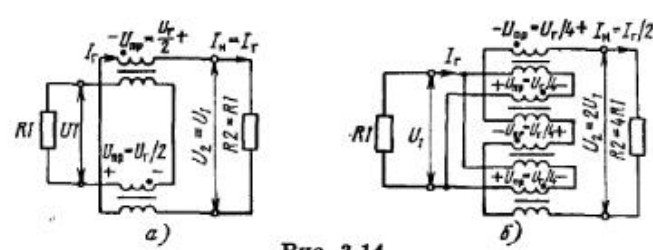


Рис. 3.14

выполняет роль фазокомпенсирующей. Примеры перехода от симметричных к несимметричным нагрузкам в двухтактных генераторах показаны на рис. 2.6 и 2.7.

Трансформаторы на линиях обычно не обеспечивают гальваническую развязку между входом и выходом. Если такая развязка необходима, а включить разделительные конденсаторы последовательно на его входе или выходе нельзя из-за увеличения индуктивностей соединительных проводников (за счет индуктивностей выводов конденсаторов), а также если несущая f и модулирующие F частоты соизмеримы (например, в АМ и ОМ передатчиках декаметровых волн), то надо применять специальные схемы трансформаторов, в которых число линий увеличивается в 2 раза, а их волновые сопротивления снижаются в 2 раза. Это поясняет рис. 3.13, е и 3.14, а, где для трансформации 1:1 использованы две линии с волновым сопротивлением $Z_c = R_1/2$. Если включить N^* пар аналогичных линий параллельно с одной стороны и последовательно — с другой, то будет обеспечиваться дискретная трансформация сопротивлений $R_{вх}$ и R_H в $(N^*)^2$ раз, т.е. так же, как в трансформаторе рис. 3.12. Однако в отличие от (3.86) волновые сопротивления всех линий должны быть уменьшены в 2 раза: $Z_c = 0,5\sqrt{R_{вх}R_H} = R$. В качестве примера на рис. 3.14, б показан трансформатор с $N^* = 2$, который содержит четыре линии с волновыми сопротивлениями $Z_c = R$ и обеспечивает $R_H = 4R_{вх} = 4R$. В обеих схемах рис. 3.14 токи и напряжения на линиях $I_L = I_H$, $U_L = U_T/2$, продольные напряжения U_{np} соответственно равны $U_T/2$ и $U_T/4$.

Рассмотренные трансформаторы на линиях обеспечивают дискретную трансформацию по напряжениям (2, 3, 4, ... раза) и сопротивлениям (4, 9, 16, ... раз). Получение промежуточных "дробных" значений коэффициентов трансформации возможно последовательным включением двух трансформаторов. Например, первый, повышающий, выполняется на трех линиях, а второй, понижающий, — на двух. При этом результирующий коэффициент трансформации по напряжению $N = 3/2 = 1,5$ (по сопротивлениям $N^2 = 9/4 = 2,25$). Однако возможна более простая схема (рис. 3.15, а), которая содержит три линии с одинаковыми волновыми сопротивлениями $Z_c = 1,5R_1 = R_2/1,5$ и обеспечивает такую же трансформацию [3.5]. В этой схеме $I_{Л1} = 2I_1/3$; $I_{Л2} = I_{Л3} = I_1/3$; $U_{Л1} = U_1$; $U_{Л2} = U_{Л3} = U_1/2$. На рис. 3.15, б показана схема трансформатора, обеспечивающая трансформацию по напряжению в 2,5 раза

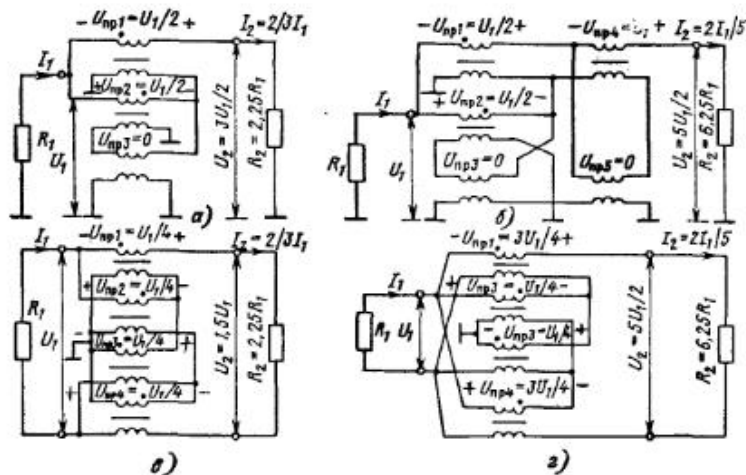


Рис. 3.15

(по сопротивлению в 6,25 раза). Волновые сопротивления $Z_{c1} = 0,5R_1$, $Z_{c2} = Z_{c3} = Z_{c4} = R_1$, $Z_{c5} = 3R_1/2$, токи в линиях $I_{л1} = 2I_1/3$, $I_{л2} = I_{л3} = I_1/3$, $I_{л4} = I_{л5} = 2I_1/5$, напряжения $U_{л1} = U_{л4} = U_1$, $U_{л2} = U_{л3} = U_1/2$, $U_{л5} = 3U_1/2$.

На рис. 3.15, в, г показаны аналогичные трансформаторы, но симметричные по входу и выходу [3.5]. В схеме рис. 3.15, в волновые сопротивления $Z_{c1} = Z_{c4} = 0,75R_1$, $Z_{c2} = Z_{c3} = 1,5R_1$, токи в линиях $I_{л1} = I_{л4} = I_2 = 2I_1/3$, $I_{л2} = I_{л3} = I_2/2 = I_1/3$, напряжения на линиях равны $0,5U_1$. В схеме рис. 3.15, г волновые сопротивления $Z_{c1} = \dots = Z_{c4} = 2,5R_1$, токи в линиях $I_{л1} = \dots = I_{л4} = I_1$, напряжения $U_{л1} = U_{л4} = U_1$, $U_{л2} = U_{л3} = U_1/2$. В [3.5] рассматриваются различные варианты построения трансформаторов с "дробными" коэффициентами трансформации по напряжению: $4/3$; $5/2$; $5/3$; $5/4$; $7/2$ и др.

В трансформаторах на рис. 3.13–3.15 линии с одинаковыми продольными напряжениями должны содержать одинаковое число витков и могут размещаться на общем магнитопроводе. Начала обмоток на рисунках показаны точками.

Таким образом, по сравнению с трансформаторами с магнитными связями между обмотками трансформаторы на линиях отличаются большей широкодиапазонностью (K_f может достигать от 30 до $10^2 \dots 10^3$). Они позволяют трансформировать низкие нагрузочные сопротивления (единицы и доли ома), передавать относительно большие уровни мощности при более высоком КПД, у них меньше масса, габаритные размеры и стоимость. К недостаткам трансформаторов на линиях следует отнести: примерно в N раз большие суммарные продольные напряжения, во многих схемах необходимо вводить фазокомпенсирующие линии, трудности в получении дробных коэффициентов трансформации. Кроме того, они требуют обеспечивать большие расстояния между линиями, что может приводить к увеличению габаритных размеров. Помимо

схем трансформаторов на рис. 3.12–3.15 многочисленные варианты их построения приводятся в [3.5; 3.25].

Порядок расчета трансформаторов на линиях.

Исходные данные: назначение и схема трансформатора (повышающий или понижающий, симметричный или несимметричный по входу и выходу); граничные частоты f_H и f_B ; трансформируемые сопротивления R_H и R_{Bx} ; мощность P_H , передаваемая в нагрузку. Расчет ведут в следующей последовательности.

1. Составляют схему трансформатора. Основной является схема рис. 3.12 на N линиях с одинаковыми волновыми сопротивлениями, включенными параллельно или последовательно по входу и выходу. Такой трансформатор обеспечивает дискретный коэффициент трансформации по напряжению $U_H/U_{Bx} = N$ (или $= 1/N$) и соответственно по сопротивлениям $R_H/R_{Bx} = N^2$ (или $= 1/N^2$). При несимметричном входе (выходе) число линий ограничивают тремя–четырьмя, чтобы на некоторых из них не оказывалось неоправданно больших напряжений. При симметричных входе и выходе (см. рис. 3.13, а, б) число линий может быть увеличено до пяти–семи. Трансформаторы для перехода от несимметричной к симметричной (и наоборот) нагрузкам, в том числе для подключения двухтактных ГВВ, строят по схемам рис. 3.13, в–д и рис. 2.6, а и 2.7. Отметим, что для снижения продольных напряжений на линиях можно переходить к схемам, приведенным в [2.3, рис. 4.13 и 4.14]. Для получения "дробных" коэффициентов трансформации по напряжению 1,5 и 2,5 (соответственно по сопротивлениям 2,25 и 6,25) можно применять схемы на рис. 3.15. Трансформаторы с гальванической развязкой между входом и выходом выполняют по схемам рис. 3.13, е и 3.14.

При заданном R_H (или R_{Bx}) уточняют R_{Bx} (или R_H), связанные между собой через N^2 или 2,25 либо 6,25.

2. Требуемое волновое сопротивление линий $Z_{c, \text{треб}}$ для трансформатора рис. 3.12 определяют по (3.86), для других трансформаторов выбирают согласно обозначениям к рис. 3.13–3.15, для трансформаторов–линий в выходной цепи двухтактных генераторов берут из § 2.2, для трансформаторов–линий в мостовых схемах — из § 3.7.

3. При заданных P_H и R_H определяют амплитудные значения напряжения $U_H = \sqrt{2P_H R_H}$ и тока $I_H = \sqrt{2P_H/R_H}$ на сопротивлении нагрузки R_H и затем напряжения $U_{лi}$, токи $I_{лi}$ в линиях, продольные напряжения $U_{пр}$ на линиях согласно обозначениям на рис. 3.12–3.15 и соотношениям, приводимым в § 2.2 и 3.7.

4. Рассчитывают требуемую продольную индуктивность проводников линии, Γ_H :

$$L_{\text{пр, треб}} \geq \frac{2 U_{\text{пр}}}{\alpha_1 I_L} \frac{1}{2\pi f_H}, \quad (3.9)$$

где α_1 берут из табл. 3.7 (см. ниже) для $m = 1$ исходя из допустимой неравномерности АЧХ на низких частотах $f \rightarrow f_H$. Величину $L_{\text{пр, треб}}$

Таблица 3.3

| Марка кабеля | Волновое сопротивление, Ом | Погонная емкость, пФ/м | Допустимое напряжение, В | Допустимый ток, А | α_0 , дБ/м | f_0 , МГц | Конструктивные данные | | | | |
|---------------------|----------------------------|------------------------|--------------------------|-------------------|-------------------|-------------|-----------------------|-------|-------|-------------------------------|----------------|
| | | | | | | | a, мм | b, мм | c, мм | Минимальный радиус изгиба, мм | Чертеж сечения |
| РПЗ-3-11 | 3,2 | 1530 | 18 | 6 | 2,2 | 30 | 4,2 | 1,2 | 3,4 | 3 | Рис. 3.16,а |
| РПЗ-5-11 | 3,2 | 1530 | 25 | 8 | 1,1 | 30 | 5,7 | 1,2 | 5,0 | 3 | " |
| РПЗ-7-11 | 3,2 | 1530 | 25 | 11 | 0,5 | 30 | 8,6 | 1,3 | 7,5 | 3 | " |
| РП4-5-11 | 4,7 | 1190 | 35 | 8 | 0,6 | 30 | 5,7 | 1,2 | 5,0 | 3 | " |
| РП4-7-11 | 4,7 | 1190 | 50 | 11 | 0,3 | 30 | 8,6 | 1,3 | 7,5 | 3 | " |
| РП6-5-12 | 6,3 | 780 | 50 | 8 | 0,4 | 30 | 5,7 | 1,2 | 5,0 | 3 | " |
| РП6-7-11 | 6,3 | 780 | 68 | 11 | 0,25 | 30 | 8,6 | 1,5 | 7,5 | 3 | " |
| РП9-5-11 | 9,4 | 500 | 72 | 8 | 0,25 | 30 | 5,7 | 1,3 | 5,0 | 3 | " |
| РП9-7-11 | 9,4 | 500 | 100 | 11 | 0,2 | 30 | 8,6 | 1,6 | 7,5 | 3 | " |
| РП12-5-12 | 12,5 | 370 | 100 | 8 | 0,2 | 30 | 5,7 | 1,4 | 5,0 | 3 | " |
| РП18-5-11 | 18,8 | 240 | 145 | 8 | 0,15 | 30 | 5,7 | 1,7 | 5,0 | 3 | " |
| КВФ-12 | 12,5±1,2 | 385 | - | - | <0,6 | 60 | 3,86 | 1,67 | 2,5 | 5 | Рис. 3.16,б |
| КВФ-19 ¹ | 19,0±1,8 | 255 | - | - | <0,6 | 60 | 2,8 | 1,8 | 1,0 | 5 | Рис. 3.16,в |
| КВФ-25 | 25,0±2 | 187 | - | - | <0,4 | 60 | 2,49 | - | 1,0 | 5 | Рис. 3.16,з |
| КВФ-37 | 37,5±3 | 120 | - | - | <0,35 | 60 | 2,56 | - | 0,78 | 5 | " |
| КВФМ-75 | 75±5 | 65 | - | - | 0,4 | 30 | 3,1 | 3,1 | - | - | Рис. 3.16,е |
| КВФФ-75 | 75±5 | 65 | - | - | 0,28 | 30 | 4,2 | 4,2 | - | - | " |

| | | | | | | | | | | | |
|----------------------------|---------|----|---|---|------|-----|------|------|------|--------|-------------|
| КВФМ-150 | 150±12 | 40 | - | - | 0,18 | 30 | 6,0 | 6,0 | - | - | " |
| КВФ-150 | 150±12 | 40 | - | - | 0,16 | 30 | 8,7 | 8,7 | - | - | " |
| КВФФ-200 | 200±16 | 30 | - | - | 0,13 | 30 | 9,5 | 9,5 | - | - | " |
| РД-50-0,87-21 ² | 50±5 | 96 | - | - | 4,5 | 103 | 0,87 | 0,57 | - | - | " |
| РД-60-0,87-21 ² | 60±5 | 73 | - | - | 4,5 | 103 | 0,87 | 0,57 | 0,3 | 2...3 | " |
| РД-75-0,87-21 ² | 75±5 | 63 | - | - | 4,5 | 103 | 0,87 | 0,48 | 0,3 | 2...3 | " |
| РД-75-3-11 ² | 75±4 | 70 | - | - | 0,4 | 103 | 9,4 | 5,8 | - | - | " |
| РД-100-1-21 ² | 100±5 | 50 | - | - | 3,8 | 103 | 1,0 | 0,63 | - | - | " |
| РД-100-0,6-21 ² | 100±10 | 48 | - | - | 0,35 | 30 | 1,8 | 1,25 | - | 8...26 | " |
| РД-100-7-11 ² | 100±10 | 55 | - | - | - | - | 9,7 | 6,1 | - | - | " |
| РД-150-1,5-21 ² | 150±7,5 | 30 | - | - | 2,5 | 103 | 1,5 | 0,91 | 0,23 | 2...3 | " |
| РД-200-7-11 ² | 200±10 | 25 | - | - | 0,06 | 40 | 19,4 | 11,3 | - | - | " |
| РК-50-0,15-41 ³ | 50±5 | 94 | - | - | 5,4 | 103 | 0,24 | - | 0,06 | - | Рис. 3.16,д |
| РК-50-0,3-21 ³ | 50±5 | 95 | - | - | 3,4 | 103 | 0,45 | - | 0,1 | - | " |
| РК-50-0,6-21 ³ | 50±3 | 96 | - | - | 2,0 | 103 | 0,8 | - | 0,18 | - | " |

¹ Относительно двух центральных проводников, включенных параллельно, и оплетки. Если использовать один из центральных проводников и оплетку, то волновое сопротивление увеличивается до 38 Ом, если использовать два центральных проводника без оплетки — до 75 Ом.

² Относительно двух центральных проводников без оплетки. Если использовать один из центральных проводников и оплетку, то волновое сопротивление снижается в 2 раза, если два центральных проводника, включаемых параллельно, и оплетку, то снижается в 4 раза.

³ Полуэсткие кабели, в качестве оплетки используется медная трубка.

при проектировании трансформаторов-линий для мостовых схем можно определить в § 3.7.

5. В настоящее время выпускают широкий ассортимент коаксиальных кабелей типа РК с волновым сопротивлением 37,5; 50; 75; 87; 100; 150 и 200 Ом [3.9]. Они различаются как типом изоляции — сплошная или полувоздушная, так и внешним проводником. Гибкие и полугибкие кабели выполняют с внешним проводником в виде плоских проволок либо продольно намотанных лент. Полужесткие кабели выполняют с внешним проводником в виде гладких или гофрированных медных трубок. Для перечисленных кабелей в [3.9, табл. 7.1–7.12] приводятся конструктивные размеры, минимальный радиус изгиба, волновое сопротивление и допустимое его отклонение, погонная емкость, коэффициент укорочения (отношение электрической длины к геометрической), а также номинальный коэффициент затухания a_0 в децибелах на метр длины и номинальная мощность на входе кабеля на одной или нескольких частотах f_0 : 0,015; 0,2; 1,0; 3,0; 10,0 и 18,0 ГГц. Для приближенной оценки коэффициента затухания a на других частотах f кабелей тех же марок, но другого диаметра можно воспользоваться формулой

$$a \approx a_0(f/f_0)^n(d_0/d),$$

где d , d_0 — внутренние диаметры внешних проводников; $n = 0,5 \dots 1,0$ — показатель степени.

Кроме коаксиальных кабелей типа РК выпускают полосковые и коаксиальные кабели типа РП, КВФ и РД с волновыми сопротивлениями 3,2...150 Ом. Электрические и конструктивные параметры этих кабелей приведены в табл. 3.3. Здесь же даны параметры кабелей РК, не вошедшие в [3.9]. На полосковые кабели согласно ТУ (см. табл. 3.3) задаются допустимые токи и напряжения:

$$I_{\text{доп}} = \sqrt{1,76/f [\text{МГц}]} I_{\text{доп}1,76}; \quad U_{\text{доп}} = \sqrt{1,76/f [\text{МГц}]} U_{\text{доп}1,76}, \quad (3.10)$$

где $I_{\text{доп}1,76}$ и $U_{\text{доп}1,76}$ — максимально допустимые токи и напряжения на частоте 1,76 МГц.

Кабель выбирают так, чтобы его волновое сопротивление Z_c отклонялось от требуемого не более чем на $\pm 10 \dots 20\%$, что обеспечивает коэффициент бегущей волны трансформатора $K_{\text{БВтр}} = Z_{c,\text{треб}}/Z_c$ при $Z_{c,\text{треб}} < Z_c$ или $Z_c/Z_{c,\text{треб}}$ при $Z_{c,\text{треб}} > Z_c$ не ниже 0,8...0,9. В промежуточных и предоконечных каскадах передатчика, если Z_c значительно отклоняется от $Z_{c,\text{треб}}$, можно несколько уменьшить (увеличить) нагрузочное сопротивление R_n включением параллельно (или последовательно) с основным $R_{n,\text{осн}}$ дополнительного сопротивления $R_{n,\text{доп}}$ и тем самым приблизить $K_{\text{БВтр}}$ к единице. При этом ценой некоторых потерь выравнивается нагрузочное сопротивление в диапазоне частот для транзистора данного каскада. При низкоомных нагрузках (< 1 Ом) $Z_{c,\text{треб}}$ может быть существенно ниже Z_c . В этом случае

допускают $Z_c > Z_{c,\text{треб}}$, но ограничивают электрическую длину линий $\theta < 20 \dots 25^\circ$. Тогда трансформатор помимо трансформации резистивных сопротивлений (R_n в $R_{\text{вх}}$) вносит реактивную составляющую индуктивного характера: $X_{\text{вх}}(f) = 2\pi f L_{\text{вх}}(f)$. При малой электрической длине $L_{\text{вх}}(f) \approx L_{\text{вх}} = \text{const}$, и ее можно учесть при построении широкодиапазонных ЦС (см. § 3.4 и 3.5).

Расчетные значения тока I_L и напряжений U_L на линиях не должны превышать допустимые (3.10), то же относится к мощности $P_{\text{вх}}$. Если это не обеспечивается, необходимо две (и более) линии по входу и выходу включать параллельно (при превышении $I_{\text{доп}}$) или последовательно (при превышении $U_{\text{доп}}$). Соответственно их Z_c должны быть увеличены или уменьшены в два раза (и более).

6. Определяют геометрическую длину линий в сантиметрах:

$$l = \frac{\theta}{360^\circ} \frac{c}{\sqrt{\epsilon}} \frac{1}{f_{\text{в}}}, \quad (3.11)$$

где θ — электрическая длина линии, град.; $c = 3 \cdot 10^{10}$ см/с — скорость света; ϵ — диэлектрическая проницаемость диэлектрика (в полосковых и коаксиальных кабелях в качестве диэлектрика используется фторопласт с $\epsilon = 2,1$); $f_{\text{в}}$ — частота, Гц. Ограничение на θ_{min} снизу следует из условия достижения необходимой величины $L_{\text{пр}}$ (см. п. 9). Ограничения на $\theta_{\text{max}} < 20 \dots 55^\circ$ при $Z_c \approx Z_{c,\text{треб}}$ и $\theta_{\text{max}} < 20 \dots 25^\circ$ при $Z_c > Z_{c,\text{треб}}$. Значения θ_{max} для трансформаторов-линий, используемых в двухтактных генераторах и в мостовых схемах суммирования (деления) мощности, берут из § 2.2 и 3.7. Практически стремятся уменьшить длину линии до геометрически приемлемых размеров, обеспечивая при этом $L_{\text{пр,треб}}$ и, конечно, не превышая θ_{max} .

7. При выборе ферритового сердечника в первую очередь учитывают уровень мощности. При мощности в линии не более 10...30 Вт магнитная индукция $B_{\text{раб}}$ (в теслах) обычно не превышает 0,001. В этом случае марку феррита выбирают по табл. 3.4 из условия обеспечения добротности Q не ниже 10 на частоте $f_{\text{в}}$. Желательно, чтобы $f_{\text{в}}$ была близка к $f_{\text{кр}}$ или $f_{\text{изм}}$ (см. табл. 3.4). При этом феррит будет иметь наибольшую начальную магнитную проницаемость μ_n и, следовательно, будет обеспечиваться наибольшая продольная индуктивность $L_{\text{пр}}$. Размеры (сечение, объем) и число ферритовых колец (или трубок) выбирают из условия получения требуемой индуктивности $L_{\text{пр}}$, а также из возможности размещения линии (или линий) на них.

При мощности в линии более 10...30 Вт для обеспечения теплового режима марку феррита, сечение и объем ферритовых сердечников выбирают так, чтобы значение магнитной индукции $B_{\text{раб}}$ не превышало 0,03 на 0,15 МГц; 0,01 на 1 МГц и 0,0002...0,0006 на 30 МГц [1.44].

Величина $B_{f_{\text{раб max}}}$ в теслах:

$$B_{f_{\text{раб max}}} \leq \sqrt{P_{\text{ф}}' \mu_n Q(B_f, f) / (2,5f)}, \quad (3.12)$$

Таблица 3.4

| Марка феррита | Номинальное значение μ_n | Предельное отклонение μ_n | $f_{кр}$, МГц, при Q , равной | | Q , не менее, при B , Тл | | | | $f_{изм}$, МГц |
|---------------|------------------------------|-------------------------------|----------------------------------|-----|------------------------------|--------|------|------|-----------------|
| | | | 50 | 10 | 0,001 | 0,0075 | 0,01 | 0,02 | |
| 2000 НН | 2000 | +400 -200 | — | 0,1 | — | 6 | — | — | 0,1 |
| 1500 НМ | 1500 | ± 300 | 0,1 | 0,6 | — | — | 20 | — | 0,5 |
| 1000 НМ | 1000 | ± 200 | 0,2 | 0,6 | — | — | 20 | — | 0,5 |
| 400 НН-1 | 400 | ± 80 | 3,9 | 6,0 | — | 50 | 30 | — | 3,0 |
| 100 НН | 100 | ± 20 | 15 | 30 | — | — | 50 | — | 6,0 |
| 50 ВНС | 50 | +10 | 70 | 80 | 300 | — | — | 150 | 8,0 |
| 90 ВНС | 90 | ± 10 | 30 | 40 | 160 | — | — | — | 30,0 |
| | | | | | 230 | — | — | 130 | 8,0 |
| 200 ВНС | 200 | ± 20 | 5 | 11 | 60 | — | — | — | 30,0 |
| | | | | | 130 | — | — | 80 | 3,0 |
| 300 ВНС | 300 | | 4 | 8 | 40 | — | — | — | 30,0 |
| 700 НМ | 700 | | 2 | 3 | 90 | — | — | 30 | 3,0 |
| | | | | | 100 | | | | 0,1 |
| | | | | | 140 | | | | 1,0 |
| | | | | | 40 | | | | 2,0 |
| | | | | | 15 | | | | 3,0 |
| | | | | | 3,0 | | | | 5,0 |

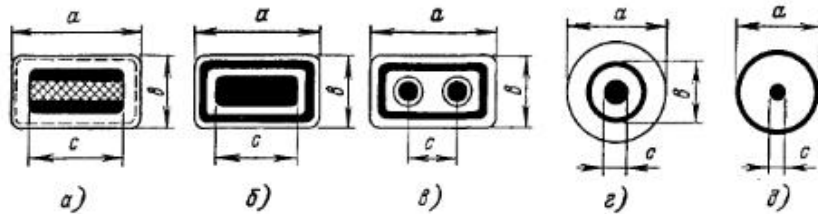


Рис. 3.16

где P'_Φ — допустимые удельные тепловые потери в феррите, Вт/см³. При естественном охлаждении для кольцевых сердечников с наружным диаметром $D = 15 \dots 18$ см $P'_\Phi \leq 0,05 \dots 0,08$ Вт/см³, а для малогабаритных колец с $D = 3 \dots 4$ см $P'_\Phi \leq 0,3 \dots 1,5$ Вт/см³ (при использовании дополнительного охлаждения, например при установке радиаторов, или при жидкостном охлаждении эти допуски могут быть увеличены в 3...5 раз); μ и Q берут из табл. 3.4. Расчеты $B_{f_{раб}}$ выполняют на f , равных f_H и f_B , причем, поскольку Q зависит от B_f , могут потребоваться повторные перерасчеты.

8. Выбирают конструкцию трансформатора и сердечников. Конструкция трансформатора зависит от длины линии, ее диаметра или сечения (табл. 3.3, рис. 3.16), а также от геометрических размеров ферритовых колец или трубок (рис. 3.17), типоразмеры которых даны в табл. 3.5 и 3.6. В конструкции на рис. 3.18,а на линию надевают ферритовые кольца или трубки, условно ее можно назвать одновитковой ($w = 1$). В конструкции рис. 3.18,б,в линия наматывается на ферритовое кольцо (или два-три кольца) либо трубку достаточно малой высоты. В этом случае линия образует несколько витков ($w > 1$). В конструк-

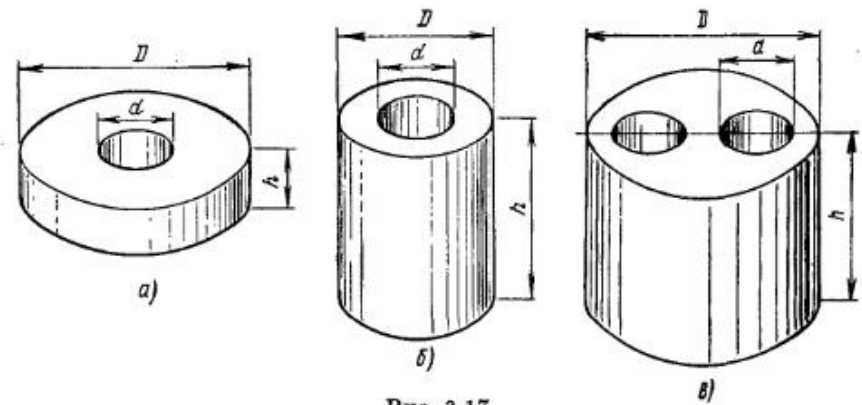


Рис. 3.17

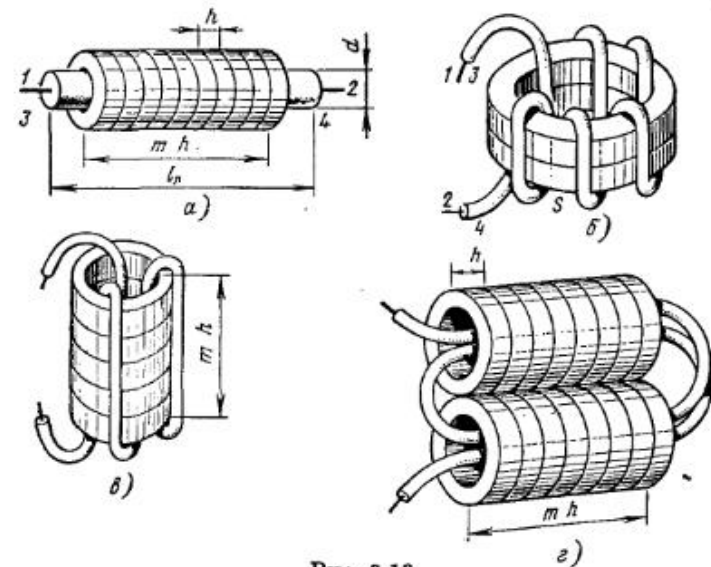


Рис. 3.18

ции рис. 3.18,б сечение ферритового кольца (или трубки) достаточно близко к квадрату, так что намотанная на них линия образует витки, близкие к окружностям. Если результирующее сечение ферритовых колец или трубок близко к прямоугольному (рис. 3.18,в), то используется конструкция типа "бинокль" (рис. 3.18,з), сочетающая оба способа взаимного расположения линии и ферритовых колец или трубок. Выпускаются специальные ферриты с двумя отверстиями, предназначенные для такой конструкции (см. рис. 3.17,е).

Отметим, что каждая конструкция допускает размещение на магнитопроводе не одной, а нескольких линий. В ряде конструкций трансформаторов (для двухтактных ГВВ, для мостовых схем) на ферритовых

Таблица 3.5
Типоразмеры стандартных кольцевых ферритовых сердечников (рис. 3.17,а)

| Внешний диаметр D , мм | Внутренний диаметр d , мм | Высота h , мм | Внешний диаметр D , мм | Внутренний диаметр d , мм | Высота h , мм |
|--------------------------|-----------------------------|-----------------|--------------------------|-----------------------------|-----------------|
| 6,0 | 2,5 | 1,8 | 31,0 | 18,5 | 7,0 |
| | 3,0 | 2,4 | 32,0 | 16,0 | 8,0; 12,0 |
| 7,0 | 4,0 | 1,5; 2,0 | | 20,0 | 6,0; 9,0 |
| 8,0 | 4,0 | 2,5 | 38,0 | 24,0 | 7,0 |
| 9,0 | 6,0 | 3,0 | 40,0 | 20,0 | 5,0; 7,5 |
| 10,0 | 4,0 | 3,0 | | 24,0 | 12,0 |
| | 6,0 | 2,0...5,0 | | 25,0 | 7,5; 11,0 |
| 12,0 | 5,0 | 5,5 | 45,0 | 28,0 | 8,0; 12,0 |
| | 6,0 | 4,5 | 50,0 | 25,0 | 6,0; 9,0 |
| | 8,0 | 3,0 | | 30,0 | 10,0 |
| | 9,0 | 4,0 | 55,0 | 32,0 | 9,0; 12,0 |
| 13,0 | 5,5 | 5,0 | 65,0 | 40,0 | 6,0; 9,0; 15,0 |
| 15,0 | 6,0 | 4,5 | | 50,0 | 6,0; 20,0 |
| 16,0 | 4,0 | 2,5 | 70,0 | 50,0 | 10,0 |
| | 8,0 | 6,0 | 80,0 | 50,0 | 7,5; 11,0 |
| | 10,0 | 4,5 | 90,0 | 70,0 | 10,0 |
| 17,5 | 8,2 | 5,0 | 100,0 | 60,0 | 10,0; 15,0 |
| 18,0 | 9,0 | 5,0 | 110,0 | 85,0 | 10,0 |
| | 14,0 | 12,0 | 120,0 | 80,0 | 10,0 |
| 20,0 | 10,0 | 5,0; 7,5 | 125,0 | 80,0 | 8,0; 12,0; 18,0 |
| | 12,0 | 4,0; 6; 7,5 | 140,0 | 90,0 | 20,0 |
| 21,0 | 11,0 | 5,0 | 180,0 | 110,0 | 20,0 |
| 25,0 | 12,0 | 6,0; 9,0 | | 115,0 | 12,0 |
| | 15,0 | 7,5 | 200,0 | 145,0 | 20,0 |
| 28,0 | 16,0 | 6,0; 9,0 | 250,0 | 170,0 | 25,0 |

Таблица 3.6
Типоразмеры стандартных трубчатых ферритовых сердечников (рис. 3.17,б)

| Внешний диаметр D , мм | Внутренний диаметр d , мм | Высота h , мм | Внешний диаметр D , мм | Внутренний диаметр d , мм | Высота h , мм |
|--------------------------|-----------------------------|-----------------|--------------------------|-----------------------------|-----------------|
| 6,3 | 2,0 | 16,0...45,0 | 10,0 | 4,0 | 10,0...63,0 |
| | 2,6 | 16,0...45,0 | | 7,1 | 10,0...63,0 |
| | 3,0 | 8,0...12,0 | | 8,0 | 25,0 |
| 8,0 | 2,8 | 18,0 | 12,0 | 5,0 | 10,0...63,0 |
| | 4,0 | 10,0...63,0 | 14,0 | 8,0 | 20,0...63,0 |
| | 5,0 | 25,0...63,0 | 16,0 | 8,0 | 20,0...63,0 |

кольцах или трубках обязательно размещают несколько линий.

Одновитковую конструкцию (рис. 3.18,а) применяют на достаточно высоких частотах ($f_{\text{в}} > 30 \dots 100$ МГц), когда геометрическая длина линии получается малой. Такая конструкция удобна и при недостаточно гибких кабелях большого диаметра, рассчитанных на большие мощности. В такой конструкции величина $L_{\text{пр}}$ оказывается существенно ниже, и поэтому нижняя граничная частота обычно оказывается не менее 1...5 МГц.

Внутренний диаметр ферритовых колец (или трубок) d должен незначительно превышать диаметр (сечение) линии, а число m колец (или трубок) стремятся выбрать так, чтобы они закрывали всю линию (см. рис. 3.18,а), т.е. $m \leq \ell_{\text{л}}/h$, где h — толщина одного кольца или трубки.

Максимальная индукция и продольная индуктивность [1.44]

$$B_{\text{фр}} \text{ max} = 10^4 U_{\text{пр}}^{\text{амп}} / \pi f d \ell_{\text{л}} \ln(D/d); \quad (3.13а)$$

$$L_{\text{пр}} \approx 2 \cdot 10^{-4} \mu_{\text{н}} \ell_{\text{л}} \ln(D/d). \quad (3.14а)$$

Поскольку $B_{\text{фр}}$ не должна превышать (3.12), а $L_{\text{пр}}$ не должна быть ниже (3.9), из (3.13а) и (3.14а) находим ограничения

$$\ln(D/d) \geq k_1 = 10^4 U_{\text{пр}} / (\pi f d \ell_{\text{л}} B_{\text{фр}} \text{ max}); \quad (3.15а)$$

$$\ln(D/d) \geq k_2 = 5 \cdot 10^8 L_{\text{пр}} \text{ тр} / (\mu_{\text{н}} \ell_{\text{л}}). \quad (3.15б)$$

Расчеты $B_{\text{фр}} \text{ max}$ по (3.12) и затем k_1 по (3.15а) проводят на граничных частотах $f_{\text{н}}$ и $f_{\text{в}}$. Из двух k_1 и k_2 берут максимальное и определяют наружный диаметр колец или трубок: $D \geq d e^{k \text{ max}}$. При известных внутреннем и наружном диаметрах d и D подбирают кольца или трубки (табл. 3.5 и 3.6) и определяют их число $m \leq \ell_{\text{л}}/h$. Отметим, что, если D оказывается много больше d , необходимо увеличить длину линии $\ell_{\text{л}}$.

Многовитковая конструкция (рис. 3.18,б-г) удобна при использовании гибких линий достаточно большой длины, что позволяет наматывать их на ферритовые кольца или трубки. При согласованной нагрузке ($\text{КБВ}_{\text{тр}} \approx 1$) электрическая длина линии может быть достаточно большой ($\theta = 45 \dots 55^\circ$ и выше) на верхней частоте $f_{\text{в}}$. Поэтому геометрическая длина линии получается большой, что обеспечивает значительную продольную индуктивность и снижает нижнюю граничную частоту $f_{\text{н}}$.

При такой конструкции во внутреннее отверстие ферритовых колец или трубок должно свободно проходить заданное число w витков линии (или линий). Конструкцию трансформатора (см. рис. 3.18,б-г) выбирают в зависимости от длины и геометрических размеров сечения линии (или линий) и сечения ферритовых колец или трубок. Сначала находят амплитуду магнитной индукции в сердечнике:

$$B_{\text{фр}} \text{ max} = 10^4 U_{\text{пр}} / (2\pi f S w), \quad (3.13б)$$

где $S = 0,5\pi h(D-d)$ — сечение сердечника, см.

Число витков [3.5]

$$w = 2,5 \cdot 10^4 \pi f L_{\text{пр}} (D+d) B_{\text{фр}} \text{ max} / (\mu_{\text{н}} U_{\text{пр}}). \quad (3.16)$$

После подстановки (3.16) в (3.13б) определяют необходимый объем сердечника:

$$V = \pi \frac{D+d}{2} S \geq \frac{\mu_n U_{\text{пр}}^2}{10\pi f^2 B_{\text{фр.аб.макс}}^2 L_{\text{пр.треб}}}, \quad (3.17)$$

где $L_{\text{пр.треб}}$ подставляют из (3.9), а $B_{\text{фр.аб.макс}}$ рассчитывают по (3.12) на частотах f_n и f_b .

9. Подбирают m колец или трубок так, чтобы их объем $V_m = mV_1 = (m/4)\pi(D^2 - d^2)$ был не ниже $V_{\text{мин}}$ согласно (3.17). Уточняют значение продольной индуктивности: для одновитковой конструкции — по (3.14а), в которую подставляют $\ell_n = mh$; для многовитковой конструкции сначала определяют число витков:

$$w = \frac{(0,7 \dots 0,9)\ell_n}{D - d + 2mh + 4b^*} \quad \text{для конструкции на рис. 3.18, б, в;} \quad (3.18а)$$

$$w = \frac{(0,7 \dots 0,9)\ell_n}{2(D - d) + mh + 4b^*} \quad \text{для конструкции на рис. 3.18, г,} \quad (3.18б)$$

где $b^* = b$ — толщина или $b^* = a$ — внешний диаметр кабеля (рис. 3.16), и затем рассчитывают [2.3]

$$L_{\text{пр.расч}} = 0,4 \cdot 10^{-8} \mu_n w^2 S D_{\text{ср}}, \quad (3.14б)$$

где $D_{\text{ср}} = 0,5(D + d)$.

Значение $L_{\text{пр.расч}}$ должно быть не меньше $L_{\text{пр.треб}}$. Отметим, что для достижения максимальной $L_{\text{пр.расч}}$ в одновитковой конструкции надо стремиться увеличивать отношение D/d , для чего диаметр колец или трубок выбирать близким к диаметру (сечению) линии (линий). В многовитковой конструкции нужно увеличивать также отношение D/d и число витков. Для этого желательно, чтобы форма сечения феррита была ближе к квадрату; наматывать линию на феррит надо плотную виток к витку. Кроме того, надо стремиться снижать размеры ферритовых колец (трубок), чтобы линия (линии) размещалась равномерно по всей окружности и заполняла полностью внутренний диаметр. Если все же $L_{\text{пр.расч}} < L_{\text{пр.треб}}$, то надо увеличить длину линии ℓ_n . Наоборот, если $L_{\text{пр.расч}}$ значительно больше $L_{\text{пр.треб}}$, нужно уменьшать ℓ_n , т.е. снижать θ . Все это может потребовать изменения размеров и конструкции трансформатора. Практически после расчета и изготовления трансформатора измеряют продольную индуктивность внутреннего или наружного проводника линии на частоте, близкой к f_n , и при напряжении, близком к расчетному $U_{\text{пр}}$.

10. Определяют магнитную индукцию $B_{\text{фр.аб}}$ для одновитковой конструкции по (3.13а) при $\ell_n = mh$, для многовитковой — по (3.13б).

11. Определяют удельные тепловые потери в феррите:

$$p'_{\text{ф}} = 2,5f B_{\text{фр.аб}}^2 / [\mu_n Q(B_f, f)], \quad \text{Вт/см}^3,$$

где $Q(B_f, f)$ уточняют по табл. 3.4.

Расчеты $B_{\text{фр.аб}}$ и затем $p'_{\text{ф}}$ надо проводить в диапазоне от f_n до f_b , чтобы определить наибольшее $p'_{\text{ф.макс}}$.

12. Рассчитывают мощность потерь в объеме m сердечников:

$$P_{\text{ф}} = 0,25m\pi(D^2 - d^2)hp'_{\text{ф.макс}}, \quad \text{Вт.}$$

13. Определяют потери в линиях на частоте f :

$$a = a_0(f/f_0)^n \ell_n, \quad \text{дБ,}$$

где значения a_0 и f_0 берут из табл. 3.3 или [3.9, табл. 7.1–7.13]; n — показатель степени (принимают равным 0,5...1,0); ℓ_n — геометрическая длина линии, м.

14. Рассчитывают КПД трансформатора $\eta = 10^{-0,1a} P_n / (P_n + P_{\text{ф}})$.

Для трансформатора, работающего на низкие нагрузочные сопротивления (доли ома), так что $Z_{\text{с.треб}} < Z_c$, находят эквивалентное входное сопротивление, определяемое последовательным включением сопротивления $R_{\text{вх}} = N^2 R_n$ и индуктивности (рис. 3.19):

$$L_{\text{вх.тр}} = NZ_c \ell_n \sqrt{\epsilon}/c.$$

Отметим, что в общем случае при комплексной низкоомной нагрузке надо вместо $R_{\text{вх}}$ записывать $Z_{\text{вх}} = N^2 Z_n$.

Пример. Рассчитать повышающий трансформатор с несимметричными входом и выходом; диапазон частот 2...30 МГц; трансформируемые сопротивления $R_n = 50$ Ом, $R_{\text{вх}} = 5$ Ом; мощность в нагрузке $P_n = 100$ Вт; КБВ трансформатора не ниже 0,85.

1. Выбираем схему трансформатора на рис. 3.12. Определяем число линий $N = \sqrt{R_n/R_{\text{вх}}} = 3,2$, округляем до трех и уточняем входное сопротивление $R_{\text{вх}} = 50/9 = 5,5$ Ом.

2. Необходимое волновое сопротивление линии $Z_c = \sqrt{50 \cdot 5,5} = 16,58$ Ом.

3. Амплитудные значения напряжения и тока в нагрузке $U_n = \sqrt{2 \cdot 100 \cdot 50} = 100$ В, $I_n = \sqrt{2 \cdot 100/50} = 2$ А; напряжения и токи в линиях $U_{\text{л}} = U_n/3 = 100/3 = 33,3$ В, $I_{\text{л}} = I_n = 2$ А; продольные напряжения $U_{\text{пр1}} = 66,6$ В, $U_{\text{пр2}} = 33,3$ В, $U_{\text{пр3}} = 0$; индуктивности $L_{\text{пр.треб1}} = (1/0,1)(66,6/2)(1/2 \cdot 3,14 \cdot 2 \cdot 10^8) = 0,027$ мГн (по табл. 3.7 приняли $\alpha_1 = 0,1$ для $m = 1$ при КБВ_{тр} > 0,895 на $f \rightarrow f_n$), $L_{\text{пр.треб2}} = 0,0135$ мГн, $L_{\text{пр.треб3}} = 0$.

4. По табл. 3.3 выбираем полосковый кабель РП18-5-11 с волновым сопротивлением $Z_c = 18,8$ Ом и геометрическими размерами $a = 5,7$ мм, $b = 1,7$ мм. Рассчитываем на $f > f_n$ КБВ_{тр} = 16,58/18,8 = 0,88. Определяем $U_{\text{доп}} = \sqrt{1,76/30,0 \cdot 145} = 36$ В, $I_{\text{доп}} = \sqrt{1,76/30,0 \cdot 8} = 4$ А на частоте $f_b = 30$ МГц.}

5. Определяем геометрическую длину линий $\ell_n = \frac{45 \cdot 3 \cdot 10^{10}}{360 \sqrt{2,1} \cdot 30 \cdot 10^6} = 89$ см (при $\theta = 45^\circ$).

6. По табл. 3.4 выбираем феррит 200ВНС с $\mu_n = 200$; $Q = 130$ при $B = 0,001$ Тл и $Q = 80$ при $B = 0,02$ Тл на $f = 3$ МГц и $Q = 40$ при $B = 0,001$ Тл на $f = 10$ МГц.

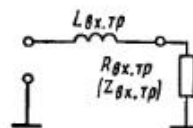


Рис. 3.19

Определяем $B_2 \leq \sqrt{(0,2 \dots 1,0) \cdot 200 \cdot 130 / 2,5 \cdot 2 \cdot 10^6} = 0,03 \dots 0,072$ Тл на $f = 2$ МГц при $P'_\phi = 0,2 \dots 1,0$ Вт/см³. Поскольку $B_2 > 0,001$ Тл, уточняем при $Q = 80$ значение $B_2 = 0,0235 \dots 0,0565$ Тл. Аналогично определяем значение $B_{f_{\text{раб max}}}$ на $f = 30$ МГц: $B_{30} \leq \sqrt{(0,2 \dots 1,0) \cdot 200 \cdot 20 / 2,5 \cdot 30 \cdot 10^6} = 0,003 \dots 0,0072$ Тл. С запасом принимаем $B_2 \approx 0,015$ на 2 МГц и $B_{30} \approx 0,002$ на 30 МГц.

7. Выбираем многovitковую конструкцию на рис. 3.18,б. Определяем минимальный объем феррита для первой линии:

$$V_{\text{min}} = \frac{66,6^2 \cdot 200}{10 \cdot 3,14 \cdot (2 \cdot 10^6)^2 \cdot 0,015^2 \cdot 0,026 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ см}^3$$

на $f_n = 2$ МГц. При расчетах на 30 МГц объем получается меньше. Из табл. 3.5 выбираем сердечник с $D = 2$ см, $d = 1$ см, $h = 0,75$ см и определяем его объем: $V = 0,25 \cdot 3,14 \cdot (2^2 - 1^2) \cdot 0,75 = 1,76$ см³. Однако на таком маленьком кольце нельзя разместить кабель шириной $a = 5,7$ см и длиной $\ell_n = 89$ см. Поэтому из табл. 3.5 берем сердечник с гораздо большими размерами: $D = 5$ см, $d = 3$ см, $h = 1$ см.

8. По (3.18а) определяем число витков $w = \frac{(0,7 \dots 0,9)89}{5,0 - 3,0 + 2 \cdot 1 \cdot 1 + 4 \cdot 0,17} = 15$.

Пятнадцать витков кабеля шириной $a = 5,7$ мм будут занимать площадь $5,7 \times 15 = 85,5$ мм. Периметр кольца по внутреннему диаметру составляет $\pi 30 = 94$ мм, т.е. все витки помещаются в один слой на кольце. Оценим по (3.14б) продольную индуктивность $L_{\text{пр.расч}} = 0,4 \cdot 10^{-8} \cdot 200 \cdot 15^2 \cdot 1/4 = 0,0045$ нГн, где $S = 0,5 \cdot 1 \cdot (5 - 3) = 1$ см², $D_{\text{ср}} = 0,5(5 + 3) = 4$ см. Поскольку $L_{\text{пр.расч}}$ значительно больше требуемой $L_{\text{пр.треб.}}$, то можно уменьшить длину линии до 60 см и сократить число витков до 12. При $w = 12$ будет $L_{\text{пр.расч}} = 0,03$ мГн.

9. По (3.13б) оцениваем величину $B_{2\text{раб}} = 10^4 \cdot 66,6 / (2 \cdot 3,14 \cdot 2 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 12) = 0,0044$ Тл на 2 МГц и $B_{30\text{раб}} = 0,0003$ Тл на 30 МГц.

10. Удельные тепловые потери в феррите $p'_\phi = 2,5 \cdot 2 \cdot 10^6 (0,0044)^2 / (200 \cdot 80) = 6,05 \cdot 10^{-3}$ Вт/см³ на частоте 2 МГц при $Q = 80$ и $p'_\phi = 2,5 \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot (0,0003)^2 / (200 \times 20) = 1,68 \cdot 10^{-3}$ Вт/см³ на частоте 30 МГц при $Q = 20$.

11. Мощность потерь в сердечнике $P_{\phi \text{ max}} = 0,25 \cdot 1 \cdot 3,14 \cdot (5^2 - 3^2) \cdot 6,05 \cdot 10^{-3} = 0,076$ Вт.

12. Потери в линии на частоте 30 МГц $\alpha = 0,15 \cdot (30/30)^3 \cdot 0,6 = 0,09$.

13. КПД трансформатора $\eta = 10^{-0,1 \cdot 0,09} 100 / (100 + 0,1) = 0,98$, где мощность потерь во второй линии принята 0,25 от мощности потерь в первой линии.

3.4. Проектирование и расчет широкодиапазонных выходных цепей связи ГВВ

В широкодиапазонных ГВВ и передатчиках в заданном диапазоне частот от f_n до f_b требуется обеспечить в нагрузке, близкой к резистивной $Z_n(f) \approx R_n$, колебательную мощность $P_n(f)$ с допустимой неравномерностью $\Delta P_{\text{н.доп}}$. Обычно заданы входная мощность $P_{\text{вх}}(f) \approx \text{const}$ или входное напряжение $U_{\text{вх}}(f) \approx \text{const}$ на входном сопротивлении, близком к резистивному (например, равному 50 или 75 Ом). При проектировании добавляются коррекции АЧХ в каждом каскаде, чтобы при работе на любой частоте заданного диапазона в каждом i -м каскаде обеспечивался постоянный уровень выходной мощности $P_{\text{н}}(f) \approx \text{const}$ с некоторой неравномерностью $\Delta P_{\text{н}}$, а также постоянный и близкий к максимальному КПД выходной цепи генератора. Для этого нагрузочное сопротивление в выходной цепи данного каскада должно быть

близко к постоянному и резистивному $Z_{\text{вх}}(f) \approx R_{\text{вх}}$. Одновременно при построении входных и межкаскадных ЦС необходимо добиваться того, чтобы у них входное сопротивление было также близко к резистивному и постоянному $Z_{\text{вх}}(f) \approx R_{\text{вх}}$, так как оно определяет нагрузку для предыдущего каскада [1.1].

Рассмотрим построение выходных широкодиапазонных ЦС транзисторных и ламповых ГВВ. В ГВВ на биполярных транзисторах, работающих в недонапряженном и граничном режимах, шунтирующее действие выходной емкости не столь значительно на частотах до 30...100 МГц. Это позволяет строить ГВВ по двухтактным схемам на широкополосных трансформаторах (см. § 2.2). На более высоких частотах сказывается шунтирующее действие выходной емкости. Поэтому выходную ЦС строят как цепь широкополосного согласования, в которой в заданной полосе частот, достигающей 100 МГц и более, компенсируется влияние выходной емкости. При этом на частотах до 1...2 ГГц на балансных транзисторах (транзисторных сборках) ГВВ выполняют двухтактными на отдельные поддиапазоны (см. табл. 2.1), а на обычных транзисторах и на более высоких частотах ГВВ строят однотактными, в том числе и по квадратурным схемам. Сказанное остается верным для ГВВ на МДП-транзисторах с учетом того, что при более высоких напряжениях питания на стоке E_c и отсюда большей величине $R_{\text{эк}}$ при тех же значениях $C_{\text{вых}}$ шунтирующее их действие проявляется гораздо сильнее, т.е. на более низких частотах.

В ключевых ГВВ на биполярных транзисторах выходная емкость сказывается на частотах выше 10...20 МГц, а в полевых МДП-транзисторах — выше 1...2 МГц. Для компенсации ее влияния от генераторов с резистивной и фильтровой нагрузками переходят к генераторам с формирующим контуром, в емкость которого входит выходная емкость транзистора.

В ламповых ГВВ влияние выходной емкости проявляется на частотах выше 0,1...1 МГц. Поэтому, если выходные ЦС ламповых генераторов в диапазоне 0,15...1,5 МГц и выше строить неперестраиваемыми, то как цепи широкополосного согласования (см. ниже). Это относится к ЦС телевизионных передатчиков, где полоса частот достигает порядка 8 МГц. Широкодиапазонные каскады ламповых передатчиков метровых-дециметровых волн, полоса частот которых может составлять 20...50 МГц, строят по схеме УРУ (см. § 2.10).

Рассмотрим построение цепей согласования на примере низкочастотных цепей (полоса от 0 до f_n) при заданном одном (на входе или выходе схемы) реактивном элементе. На рис. 3.20 приведены две схемы цепи согласования в виде ФНЧ, начинающихся с параллельной емкости C_1 или с последовательной индуктивности L_1 и заканчивающихся аналогичными элементами C_m или L_m . При нагрузке на резистивное сопротивление $R_2 = R_n$, входное сопротивление $Z_{\text{вх}}(f)$ в полосе пропускания должно быть близким к резистивному $R_{\text{вх.ном}}$, равному R_1 . При работе от генератора с внутренним сопротивлением $R_T = R_1$ в R_n будет передаваться максимальная мощность $P_n = P_{\text{н max}}$.

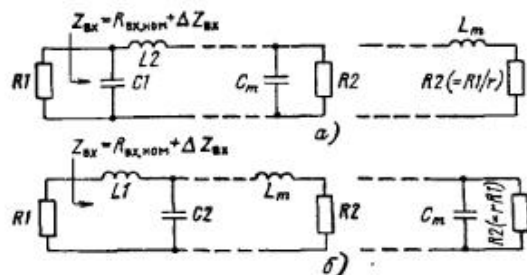


Рис. 3.20

Задача широкополосного согласования формулируется следующим образом [1.44; 2.3]. Заданы полоса пропускания от 0 до f_b и величина первого (последнего) реактивного элемента C_1 или L_1 (C_m или L_m). В первом случае требуется обеспечить заданные R_1 и R_2 при наибольшем КБВ_ф на входе ЦС, т.е. при минимальном отклонении $Z_{вх}$ от $R_{вх,ном} = R_1$ в рабочей полосе частот. Во втором случае требуется обеспечить наибольшие значения R_1 или R_2 , зашунтированных емкостями C_1 или C_m , либо минимальные значения R_1 или R_2 при включенных последовательно с ними индуктивностях L_1 или L_m при заданном КБВ_ф на входе ЦС.

Степень влияния емкостей C_1 , C_m или индуктивностей L_1 , L_m оценивают через коэффициенты

$$\alpha_1 = 2\pi(f_b - f_n)C_1 R_1 \text{ или } \alpha_1 = 2\pi(f_b - f_n)L_1/R_1; \quad (3.19a)$$

$$\alpha_m = 2\pi(f_b - f_n)C_m R_2 \text{ или } \alpha_m = 2\pi(f_b - f_n)L_m/R_2. \quad (3.19б)$$

Отметим, что в (3.19) для общего случая — полосовых цепей введена нижняя граничная частота полосы согласования f_n , для частного случая — низкочастотных цепей надо принять $f_n = 0$.

Известно [1.44; 2.3], что при заданном или для достижения наилучшего согласования, т.е. обеспечения наибольшего КБВ_ф (или наименьшего $\Delta Z_{вх}/R_{вх,ном}$), согласующая цепь строится в виде ФНЧ или ПФ с равноколебательной АЧХ (фильтры Чебышева). Выделяют два способа согласования. Первый условно называют фильтровым. Цепь согласования строится так, что на одной или нескольких частотах в полосе пропускания обеспечивается КБВ_ф = КБВ_{ф max} = 1 или $\Delta Z_{вх} = 0$, т.е. полное согласование. В этом случае на комплексной плоскости $Z_{вх}$ (рис. 3.21, а) годограф входного сопротивления $Z_{вх}(f)$ согласующей цепи в рабочей полосе частот не выходит за пределы круга, ограниченного окружностью КБВ_{ф min}, и один или несколько раз проходит через точку $R_{вх} = R_{вх,ном}$, $X_{вх} = 0$. Второй условно называют оптимальным. В этом случае цепь согласования строится так, что на одной или нескольких частотах в полосе согласования обеспечивается КБВ_ф = КБВ_{ф max} < 1, т.е. годограф входного сопротивления $Z_{вх}(f)$ на рис. 3.21, б в рабочей полосе частот находится в пределах, ограниченных двумя окружностями

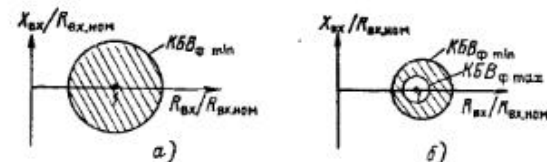


Рис. 3.21

КБВ_{ф min} и КБВ_{ф max}. На рис. 3.22 построены зависимости α_1 (или α_m) от неравномерности АЧХ в полосе согласования δ (Δa или КБВ_{ф min}) непрерывными при оптимальном и штриховыми при фильтровом способах согласования. Видно, что оптимальный дает заметный выигрыш в КБВ_{ф min} только при достаточно больших α_1 (или α_m). Важно также отметить, что при обоих способах трех-четырёхэлементные ЦС обеспечивают согласование, близкое к предельно возможному, достигаемому при $m \rightarrow 0$. Поэтому применение в качестве согласующих цепей многозвенных ФНЧ или ПФ оправдано только тогда, когда требуется помимо согласования обеспечивать высокую фильтрацию вне полосы пропускания. В табл. 3.7 и 3.8 даны нормированные значения LC-элементов цепей в виде α -коэффициентов схемы на рис. 3.20 при фильтровом и оптимальном способах согласования, а также нормированные сопротивления $r = R_1/R_2$ — в схеме "а", $r = R_2/R_1$ — в схеме "б", достижимые значения КБВ_{ф min}, δ и Δa для $m = 1-4$. Заданным является значение коэффициента α_1 (или α_m).

Исходными данными для расчета выходных цепей транзисторных и ламповых ГВВ являются: граничные частоты f_n и f_b ; номинальное входное сопротивление $R_{вх,ном}$, равное номинальному нагрузочному сопротивлению транзистора или лампы $R_{эк}$ (определяется из электрического расчета коллекторной, стоковой или анодной цепи); допустимый КБВ_{ф min} на входе или неравномерность АЧХ δ (или $\Delta a_{доп}$) в рабочей полосе частот при работе от генератора с $R_{г} = R_{вх,ном}$; выходная емкость $C_{вых}$ (для биполярного транзистора C_k , для МДП-транзистора C_c , для лампового триода $C_{ак}$ в схеме с ОК или $C_{ас}$ в схеме с ОС, для лампового тетрода $C_{ас2}$ независимо от схемы его включения). Отметим, что в случае одно- или двухтактных ГВВ без трансформатора — закоротки по четным гармоникам и при угле отсечки коллекторного, стокового или анодного тока, отличного от 90° , накладываемся ограничение (2.1) на минимальную емкость C_1 , при которой обеспечивается близкая к гармонической форма напряжения на коллекторе (стоке) транзистора или аноде лампы. В оконечных каскадах, в которых выходная цепь строится на полосу с K_f не более двух, оно обычно обеспечивается; в предварительных и предоконечном каскадах его часто опускают. При этом допускается определенный уровень напряжения высших гармоник на коллекторе (стоке) транзистора или аноде лампы. Аналогичные ограничения (2.34)–(2.38) на C_1 и L_1 имеют место в ключевых ГВВ.

Выходную согласующую цепь в виде ФНЧ или ПФ (рис. 3.23) рассчитывают на основе исходной схемы на рис. 3.20, а при $C_1 = C_{вых}$, $R_1 = R_{вх,ном} = R_{эк}$, $R_2 = R_{н}$ — в следующей последовательности.

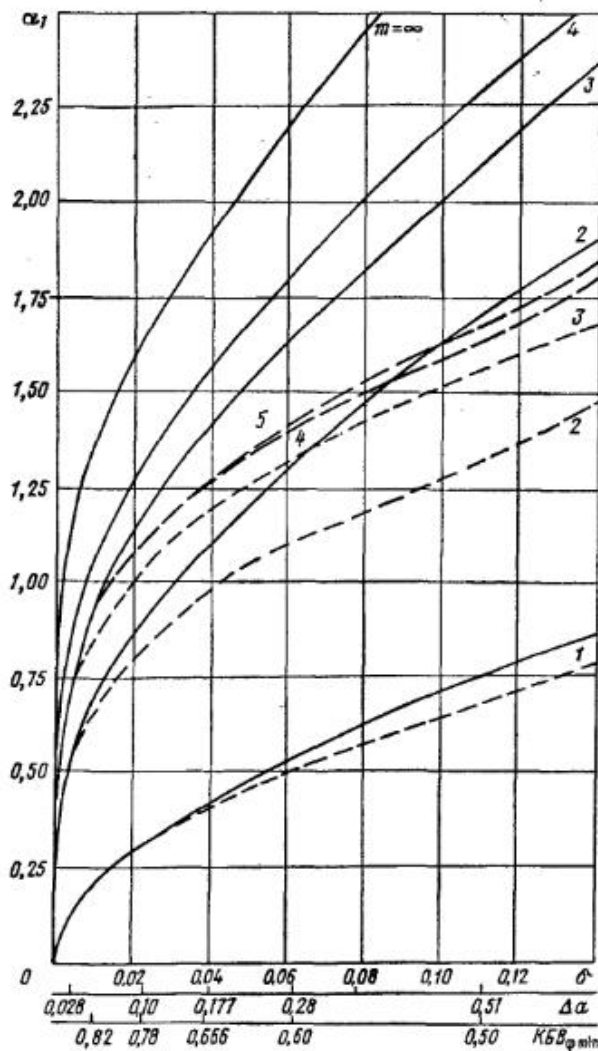


Рис. 3.22

1. Определяют коэффициент $\alpha_1 = 2\pi(f_B - f_H)C_{\text{ВЫХ}}R_{\text{ЭК}}$.
2. Для рассчитанного α_1 по табл. 3.7 или 3.8 определяют $KBB_{\Phi \text{ min}}$ (а также δ и Δa), коэффициенты $\alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ и τ . При этом $KBB_{\Phi \text{ min}}$ должен быть не ниже (δ и Δa не выше) допустимых. Если это не обеспечивается, надо последовательно переходить к более сложной цепи (от $m = 1$ к $m = 2-4$) и от низкочастотной цепи ($f_H = 0$) к полосовой ($f_H > 0$), а также от фильтрового к оптимальному способу согласования. Если и при этом оказывается $KBB_{\Phi \text{ min}}$ ниже допустимого, необходимо пересчитать электрический режим лампы (или транзистора) на

Таблица 3.7

| δ | $\Delta a, \text{дБ}$ | $KBB_{\Phi \text{ min}}$ | $m = 1 (r = 1)$ | | $m = 2 (r = \alpha_1/\alpha_2)$ | | | | $m = 3 (r = 1)$ | |
|----------|-----------------------|--------------------------|-----------------|--------|---------------------------------|------------|--------|-----------------------|-----------------|--|
| | | | α_1 | τ | α_1 | α_2 | τ | $\alpha_1 = \alpha_3$ | α_2 | |
| 0,0001 | 0,0004 | 0,980 | 0,0200 | 1,0020 | 0,0210 | 0,1970 | 1,002 | 0,3523 | 0,6446 | |
| 0,0004 | 0,0017 | 0,960 | 0,0400 | 1,0287 | 0,2857 | 0,2745 | 1,041 | 0,4519 | 0,7837 | |
| 0,0009 | 0,0039 | 0,940 | 0,0600 | 1,0600 | 0,3517 | 0,3312 | 1,062 | 0,5252 | 0,8704 | |
| 0,0025 | 0,0109 | 0,895 | 0,1001 | 1,1001 | 0,4588 | 0,4151 | 1,105 | 0,6396 | 0,9789 | |
| 0,0041 | 0,0279 | 0,850 | 0,1605 | 1,1605 | 0,5898 | 0,5024 | 1,174 | 0,7751 | 1,0689 | |
| 0,0098 | 0,0436 | 0,820 | 0,2010 | 1,2010 | 0,6667 | 0,5455 | 1,222 | 0,8534 | 1,1039 | |
| 0,0225 | 0,0988 | 0,738 | 0,3034 | 1,3034 | 0,8402 | 0,6210 | 1,353 | 1,0287 | 1,1470 | |
| 0,0400 | 0,1773 | 0,666 | 0,4082 | 1,4082 | 1,0000 | 0,6669 | 1,500 | 1,1895 | 1,1542 | |
| 0,0625 | 0,2803 | 0,600 | 0,5164 | 1,5164 | 1,1547 | 0,6928 | 1,667 | 1,3453 | 1,1414 | |
| 0,2500 | 1,2494 | 0,333 | 1,1547 | 2,000 | 2,000 | 0,6669 | 2,969 | 2,2064 | 0,9487 | |

Таблица 3.8

| δ | $\Delta a, \text{дБ}$ | $KBB_{\Phi \text{ min}}$ | $m = 1$ | | $m = 2$ | | | | $m = 3$ | | $m = \infty$ |
|----------|-----------------------|--------------------------|------------|--------|--------------------------|------------|------------|--------|--------------------------|------------|--------------|
| | | | α_1 | τ | $KBB_{\Phi \text{ max}}$ | α_1 | α_2 | τ | $KBB_{\Phi \text{ max}}$ | α_1 | |
| 0,0028 | 0,0120 | 0,9 | 0,1056 | 1,0056 | 0,9945 | 0,4843 | 0,3921 | 1,1111 | 0,9675 | 1,0669 | |
| 0,0123 | 0,0540 | 0,8 | 0,2250 | 1,0268 | 0,9739 | 0,7500 | 0,4799 | 1,2500 | 0,9071 | 1,4298 | |
| 0,0311 | 0,1374 | 0,7 | 0,3643 | 1,0652 | 0,9388 | 1,0202 | 0,4998 | 1,4285 | 0,8280 | 1,8111 | |
| 0,0625 | 0,2803 | 0,6 | 0,5333 | 1,1333 | 0,8819 | 1,3333 | 0,4797 | 1,6667 | 0,7342 | 2,2662 | |
| 0,1111 | 0,5115 | 0,5 | 0,7500 | 1,2501 | 0,7999 | 1,7320 | 0,4323 | 2,0000 | 0,6285 | 2,8596 | |
| 0,6959 | 0,9152 | 1,0576 | 0,9455 | 0,8088 | 1,1407 | 1,2659 | 0,5087 | 1,1111 | 0,9319 | 1,0669 | |
| 1,0005 | 0,9655 | 1,1539 | 0,8666 | 1,1306 | 1,1446 | 1,5554 | 0,4217 | 1,2500 | 0,8449 | 1,4298 | |
| 1,3116 | 0,9239 | 1,2891 | 0,7757 | 1,4620 | 1,0665 | 1,8528 | 0,4929 | 1,4285 | 0,7500 | 1,8111 | |
| 1,6760 | 0,8384 | 1,4776 | 0,6767 | 1,8526 | 0,9514 | 2,2149 | 0,4440 | 1,6667 | 0,6500 | 2,2662 | |
| 2,1447 | 0,7267 | 1,7489 | 0,5718 | 2,3576 | 0,8148 | 2,7000 | 0,3830 | 2,0000 | 0,5463 | 2,8596 | |

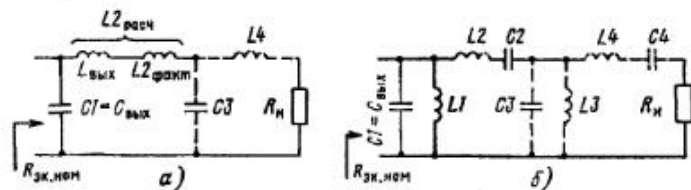


Рис. 3.23

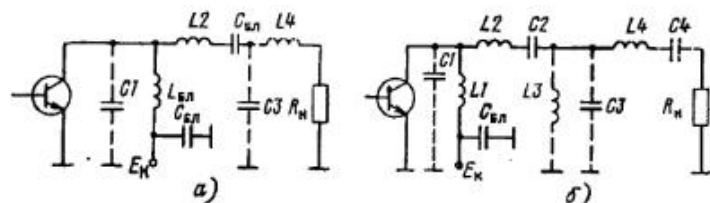


Рис. 3.24

меньшее $R_{эк}$ либо разбить выходную цепь на несколько поддиапазонов, т.е. на несколько переключаемых фильтров с одинаковыми полосами пропускания $\Delta f_i = f_{вi} - f_{ни}$.

3. Рассчитывают реактивные элементы и сопротивление нагрузки в схеме рис. 3.23:

$$L_2 = \frac{\alpha_2 R_{эк}}{2\pi(f_{в} - f_{н})}; \quad C_3 = \frac{\alpha_3}{2\pi(f_{в} - f_{н})R_{эк}}; \quad L_4 = \frac{\alpha_4 R_{эк}}{2\pi(f_{в} - f_{н})}; \quad R_{н} = \frac{R_{эк}}{r}.$$

При расчете низкочастотной цепи (рис. 3.23, а) надо принять $f_{н} = 0$, а в случае полосовой цепи (рис. 3.23, б) определить дополнительные элементы L_1 , C_2 , L_3 и C_4 из условия настройки в резонанс всех параллельных и последовательных контуров на среднюю частоту $f_0 = \sqrt{f_{в} f_{н}}$.

В качестве примера на рис. 3.24 показаны схемы коллекторной цепи, когда первой емкостью является выходная емкость транзистора ($C_{к} = C_1$). Важно отметить, что переход от низкочастотной (рис. 3.24, а) к полосовой (рис. 3.24, б) цепи не усложняет, а упрощает построение, так как вместо блокировочных дросселя $L_{бл}$ и конденсатора $C_{бл}$ устанавливают значительно меньшие по номиналу реактивные элементы L_1 и C_2 . Однако требуемая точность значений L_1 и C_2 оказывается значительно выше, чем $L_{бл}$ и $C_{бл}$.

На частотах выше 10...30 МГц омическое сопротивление индуктивности вывода коллектора (стока) транзистора может стать соизмеримым с $R_{эк}$. Поэтому при $L_{выв} > 0,05 R_{эк} / (2\pi f_{в})$ при построении выходной цепи необходимо учитывать индуктивность $L_{выв}$. В низкочастотной цепи на рис. 3.23, а ее легко учесть соответствующим уменьшением L_2 , т.е. $L_{2\text{факт}} = L_{2\text{рас}} - L_{выв}$. В полосовой цепи для этого необходимо воспользоваться преобразованием Нортона (см. § 3.2), в частности примером на рис. 3.6. При этом заданной является исходная двух-

(рис. 3.6, а), трех- или четырехзвенная полосовая цепь и требуется обеспечить $L_{1эк} \geq L_{выв}$ в результирующей схеме на рис. 3.6, г. Из условия $L_{1эк} = (1 - \nu)L_1 \geq L_{выв}$ находим $\nu \leq 1 - L_{выв}/L_1$ и рассчитываем $L_{1эк.факт} = L_{1эк} - L_{выв}$. Затем определяем $L_{2эк}$, $L_{3эк}$, $C_{2эк}$ и $R_{н.эк}$. В случае полосовой цепи с $m = 3$ и 4 величины $L_{3эк}$ и $L_{4эк}$ -элементов пересчитывают так же, как $C_{2эк}$ и $R_{н.эк}$. Отметим, что при очень большой величине $L_{выв}$, когда оказывается в случае низкочастотной цепи $L_{2\text{факт}} < 0$ или в случае полосовой цепи $L_{1эк.факт} < 0$, проектирование выходной цепи надо проводить, как цепи согласования при заданных двух реактивных элементах [1.44, с. 95-106].

При небольших K_f (менее двух-трех) в качестве согласующей цепи можно использовать ФНЧ-трансформаторы, основное преимущество которых — осуществление одновременно трансформации нагрузочных сопротивлений ($r > 1$) при сохранении структуры ФНЧ (см. § 3.2). Проектирование ФНЧ-трансформаторов в качестве широкополосных цепей согласования рассматривается в [2.3]. Однако следует отметить их серьезный недостаток — меньшие значения α_1 , чем в ФНЧ Чебышева, причем с ростом m происходит не увеличение, а снижение α_1 даже при равноколебательной АЧХ ФНЧ-трансформатора.

3.5. Проектирование и расчет широкодиапазонных входных цепей связи ГВВ

Построение широкодиапазонных входных ЦС зависит от эквивалентной схемы транзистора (лампы) со стороны его входа, а также от необходимости коррекции АЧХ коэффициента усиления по мощности в рабочей полосе частот. В этом параграфе рассматривается построение входных ЦС как цепей широкополосного согласования, т.е. на относительно низких частотах, на которых можно пренебречь неравномерностью коэффициента усиления по мощности транзистора (лампы) по диапазону.

Начнем с проектирования входных ЦС для генераторов на лампах и МДП-транзисторах. На частотах до 30...100 МГц при включении лампового триода или тетрода с общим катодом входное сопротивление можно считать емкостным $1/j2\pi f C_{вх}$, где $C_{вх} \approx C_{ск} + \gamma_1(\theta)SR_{эк}C_{ас}$ — для триода, $C_{вх} \approx C_{ск} + C_{с2}$ — для тетрода; при включении с общей сеткой (ОС) — комплексным, состоящим из параллельно включенных емкости $C_{вх} = C_{ск}$ и эквивалентного резистивного сопротивления по первой гармонике $R_{вх1} = U_c / (I_{a1} + I_{c1} + I_{c21})$. В МДП-транзисторах по схеме с ОИ на частотах $f < f^*$ и f^{**} (2.28) можно также считать входное сопротивление емкостным $1/j2\pi f C_{вх}$, где $C_{вх}$ определяется согласно (2.26). Отметим, что для современных мощных МДП-транзисторов ограничения (2.28) составляют 10...30 МГц.

Исходными данными для проектирования входной цепи являются граничные частоты $f_{н}$ и $f_{в}$, допустимый КБВ $_{\text{ф.мин}}$ на входе или неравномерность АЧХ ($\delta_{\text{доп}}$ или $\Delta\alpha_{\text{доп}}$) при работе от генератора с резистивным

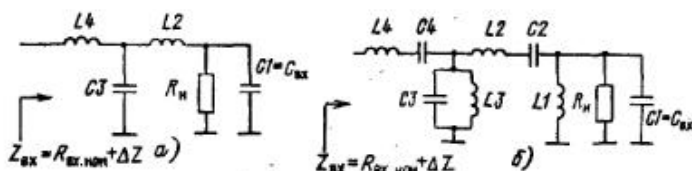


Рис. 3.25

внутренним сопротивлением. В случае лампового генератора должны быть известны тип лампы и схема включения. Из электрического расчета анодной и сеточной цепей должны быть известны амплитуда напряжения на сетке U_c , входная емкость $C_{вх}$ и резистивная составляющая входного сопротивления $R_{вх1}$. В случае генератора на МДП-транзисторе из электрического расчета (см. § 2.4) должны быть известны напряжение на затворе U_3 (2.29), входная емкость $C_{вхОИ}$ (2.26) и частоты f^* и f^{**} (2.28), которые должны превышать f_3 .

Входную согласующую цепь в виде ФНЧ или ПФ на рис. 3.25 рассчитывают на основе исходной схемы рис. 3.20, а, в которой принимают $C_1 = C_{вх}$, $R_1 = R_n$ и $R_2 = R_{вх,ном}$ в следующей последовательности.

1. Для заданного $K_{ВФ\min}$ либо неравномерности АЧХ $\delta_{доп}$ (или $\Delta a_{доп}$) из табл. 3.7 или 3.8 определяют $\alpha_1 - \alpha_4$ и r .

2. Рассчитывают нагрузочное сопротивление $R_n = \alpha_1 / 2\pi(f_b - f_n) C_{вх}$ (для лампового генератора с ОС должно быть $R_n \leq R_{вх1}$).

Переход от $m = 1$ к $m = 2-4$, от низкочастотной к полосовой цепи и от фильтрового к оптимальному способу согласования увеличивает α_1 и R_n .

3. Определяют значения LC-элементов схемы и номинальное входное сопротивление в схеме рис. 3.25:

$$L_2 = \frac{\alpha_2 R_n}{2\pi(f_b - f_n)}; C_3 = \frac{\alpha_3}{2\pi(f_b - f_n) R_n}; L_4 = \frac{\alpha_4 R_n}{2\pi(f_b - f_n)}; R_{вх} = \frac{R_n}{r}$$

При расчете низкочастотных цепей принимают $f_n = 0$, при расчете полосовых цепей определяют дополнительные элементы $L1, C2, L3$ и $C4$ из условия настройки в резонанс всех параллельных и последовательных контуров на частоту $f_0 = \sqrt{f_b f_n}$.

4. Находят мощность $P_{вх} = 0,5 U_c^2 / R_n$ (или $P_{вх} = 0,5 U_3^2 / R_n$), которая потребляется от предыдущего каскада и рассеивается в R_n .

Для лампового генератора по схеме с ОС определяют нагрузочное сопротивление, включаемое между катодом и сеткой: $R_{н,доп} = R_{вх1} R_n / (R_{вх1} - R_n)$ с учетом $R_{вх1}$ лампы, и мощность, рассеиваемую в нем: $P_{R_{н,доп}} = 0,5 U_c^2 / R_{н,доп}$.

Часто ограничиваются только компенсацией шунтирующего действия емкости $C_{вх}$. В отличие от параллельного резонансного контура, который создает $Z_{вх} = R_{вх}$ на одной частоте, добиваются близкого к резистивному сопротивлению $Z_{вх} \approx R_{вх}$ с некоторым допуском $\Delta Z_{вх}$ в

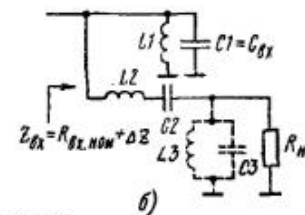
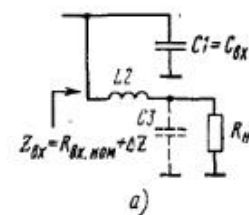


Рис. 3.26

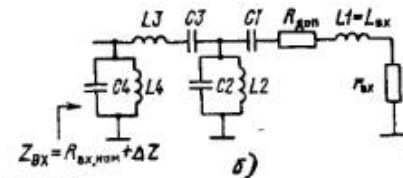
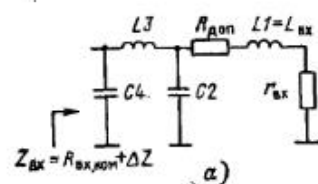


Рис. 3.27

заданной полосе частот. Для этого параллельно входу лампы или МДП-транзистора включают низкочастотную или полосовую цепь, как показано на рис. 3.26. Как и выходная согласующая цепь на рис. 3.23, она строится на базе исходной схемы рис. 3.20, а, только емкость C_1 реализуется входной емкостью лампы или транзистора. Число звеньев m составляет не более двух, реже трех. Для согласования с предыдущим каскадом на входе схемы рис. 3.26 включают, например, трансформатор на феррите. Важно, что он нагружен на сопротивление, близкое к резистивному.

Исходным для расчета элементов схемы рис. 3.26 является $K_{ВВ\вх}$, определяющий отклонение $\Delta Z_{вх}$ относительно $R_{вх,ном}$. Для данного $K_{ВВ\вх}$ из табл. 3.7 для $m = 2$ или 3 определяют коэффициенты α_1 , α_2 и α_3 . Далее расчет LC-элементов ведут аналогично, как для схемы рис. 3.23, опираясь на исходную схему рис. 3.20, а, в которой в данном случае $R_1 = R_{вх,ном}$ и $R_2 = R_n$.

Рассмотрим построение входных цепей связи для биполярных транзисторов. При включении с ОБ можно не учитывать снижение модуля коэффициента усиления по току $h_{21б}$ в рабочем диапазоне частот от 0 до $f_b \leq f_T$. По входу транзистор представляется эквивалентной цепочкой, состоящей из последовательно соединенных сопротивления $r_{вхОБ}$ и индуктивности $L_{вхОБ}$ (см. рис. 2.9, б), величины которых определяются по (2.24). Как и в предыдущем случае, не учитывается неравномерность коэффициента усиления по мощности транзистора в рабочем диапазоне частот. При включении по схеме с ОЭ в диапазоне низких частот ($f < 0,3 f_T / h_{21б0}$) можно также не учитывать снижение коэффициента усиления по току $h_{21б}(\omega)$. При этом в эквивалентной схеме рис. 2.9, а можно опустить $C_{вхОЭ}$, и тогда входная цепь транзистора представляется эквивалентной цепочкой из $L_{вхОЭ}$ и $r_{вх\Omega} = r_{вхОЭ} + R_{вхОЭ}$ (см. рис. 2.9, б), элементы которой определяются из (2.17а).

В обоих случаях входную согласующую цепь выполняют в виде ФНЧ или ПФ на рис. 3.27 на основе исходной схемы рис. 3.20, б, в которой принимают $L_1 = L_{вх}$, $R_1 = r_{вх} + R_{доп}$ и $R_2 = R_{вх,ном}$, где $R_{доп}$ —

дополнительное сопротивление, включаемое для достижения заданных $K_{ВФ\min}$ и неравномерности АЧХ. Легко видеть, что схемы рис. 3.27 являются дуальными схемам рис. 3.25.

Исходные данные для проектирования: граничные частоты f_H и f_B , значения $r_{вх}$ и $L_{вх}$ в эквивалентной схеме рис. 2.9, б для транзисторов с ОБ или с ОЭ; допустимый $K_{ВФ\min}$ или неравномерность АЧХ в полосе пропускания $\delta_{доп}$ (или $\Delta a_{доп}$).

Расчет ведут в следующей последовательности.

1. Определяют коэффициент $\alpha_1^* = 2\pi(f_B - f_H)L_{вх}/r_{вх}$.
2. При заданном $K_{ВФ\min}$ (или $\delta_{доп}$ либо $\Delta a_{доп}$) из табл. 3.7 или 3.8 находят значение коэффициента α_1 для разных m . Важно, что увеличение m до 3...4, переход от низкочастотной к полосовой схеме и от фильтрового к оптимальному способу согласования повышают значение α_1 .
3. Если α_1 оказывается меньше α_1^* , необходимо последовательно с входным выводом транзистора (рис. 3.27) включить дополнительный резистор $R_{доп} = 2\pi(f_B - f_H)L_{вх}/\alpha_1 - r_{вх}$. Видно, что чем больше α_1 , тем меньше $R_{доп}$ и тем меньше проигрыш в коэффициенте усиления по мощности, определяемый как $K_P \approx I_{к1}^2 R_{эк}/I_3^2 (r_{вх} + R_{доп})$, где $I_{к1}$, I_3 (или I_6) и $R_{эк}$ берут из электрического расчета генератора.
4. Для выбранной схемы и α_1 из табл. 3.7 или 3.8 берут значения коэффициентов $\alpha_2 \dots \alpha_4$ и r .
5. Рассчитывают значения LC-элементов и $R_{вх.ном}$ в схемах рис. 3.27:

$$C_2 = \frac{\alpha_2}{2\pi(f_B - f_H)(r_{вх} + R_{доп})}; \quad L_3 = \frac{\alpha_3(r_{вх} + R_{доп})}{2\pi(f_B - f_H)};$$

$$C_4 = \frac{\alpha_4}{2\pi(f_B - f_H)(r_{вх} + R_{доп})}; \quad R_{вх.ном} = r(r_{вх} + R_{доп}).$$

При расчете низкочастотной цепи надо принять $f_H = 0$, а при расчете полосовой значения дополнительных элементов C_1 , L_2 , C_3 и L_4 находят из условия настройки в резонанс всех контуров на частоту $f_0 = \sqrt{f_B f_H}$.

При небольших коэффициентах перекрытия по частоте $K_f = f_B/f_H < 2 \dots 3$ входные согласующие цепи генераторов на лампах, на МДП-транзисторах с ОИ, на биполярных транзисторах с ОБ и с ОЭ можно выполнять на ФНЧ-трансформаторах [2.3]. Достоинства и недостатки таких цепей перед ФНЧ с равноколебательной АЧХ такие же, как при построении выходных цепей (см. § 3.4).

3.6. Проектирование и расчет цепей коррекции АЧХ мощных транзисторов

Для биполярных транзисторов по схеме с ОЭ в диапазоне средних и высоких частот ($f > 0,3f_T/h_{21э0}$), что наиболее характерно при построении широкодиапазонных генераторов, надо, во-первых, учитывать снижение модуля коэффициента усиления $h_{21э}$ с ростом частоты,

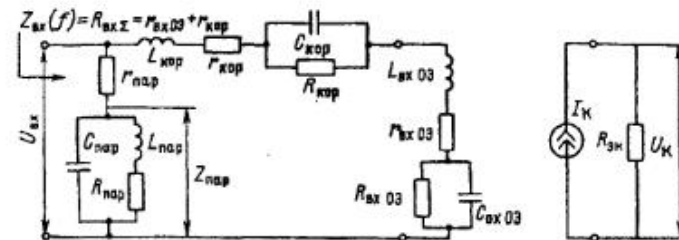


Рис. 3.28

во-вторых, использовать более сложную эквивалентную схему входного сопротивления на рис. 2.9, а. Поэтому при $K_f > 1,1 \dots 1,2$ входную цепь надо выполнять как корректирующую АЧХ, т.е. компенсирующую снижение коэффициента усиления транзистора в рабочем диапазоне частот $f_H \dots f_B$.

Специфика мощных генераторных транзисторов и ГВВ состоит, во-первых, в том, что, как правило, один из электродов транзистора (в биполярном — эмиттер или база, в полевом — исток) соединен с корпусом и включение последовательно с ним корректирующих LCR-элементов неприемлемо. Во-вторых, помимо достижения в заданном диапазоне частот от f_H до f_B постоянного уровня колебательной мощности на выходе ГВВ, как правило, важно обеспечивать близкое к резистивному и постоянному по величине входное сопротивление данного каскада, поскольку оно определяет нагрузку для предыдущего каскада.

Входную корректирующую цепь можно строить следующим образом. В заданном диапазоне частот предыдущий каскад работает на постоянную резистивную нагрузку $Z_{вх}(f) \approx R_{вх\Sigma} = r_{вх ОЭ} + r_{кор}$ (рис. 3.28) и обеспечивает постоянную амплитуду входного напряжения $U_{вх}(f) \approx \text{const}$. Для компенсации снижения $h_{21э}$ с ростом частоты f амплитуда входного (базового) тока транзистора данного каскада должна изменяться приблизительно обратно пропорционально $h_{21э}$. Для этого на входе транзистора включают дополнительные корректирующие элементы (рис. 3.28) $L_{кор}$, $r_{кор}$ и параллельную цепочку $R_{кор}C_{кор}$, которые изменяют соотношение между элементами входной эквивалентной схемы транзистора ($L_{вх ОЭ}$, $r_{вх ОЭ}$ и $R_{вх ОЭ}C_{вх ОЭ}$) и обеспечивают результирующую максимально гладкую или равноколебательную АЧХ коэффициента передачи (рис. 3.29). Чтобы входное сопротивление цепи коррекции, являющееся нагрузкой для предыдущего каскада, было близким к постоянному и резистивному $Z_{вх}(f) \approx R_{вх}$ во всем диапазоне частот, параллельно включают дополнительную последовательную цепочку из резистора $r_{пар}$ и комплексного сопротивления $Z_{пар}$, состоящего из емкости $C_{пар}$ и последовательной цепочки $L_{пар}R_{пар}$ (см. рис. 3.28). Отметим, что такая цепь коррекции АЧХ строится на достаточно низких частотах, когда снижение $h_{21э}$ с ростом частоты не столь велико относительно $h_{21э0}$ и K_P транзистора на $f = f_B$ составляет не менее 10...15, так что при включении цепи коррекции из-за потерь в $r_{кор}$ и $R_{кор}$ величина K_P сохраняется достаточно большой.

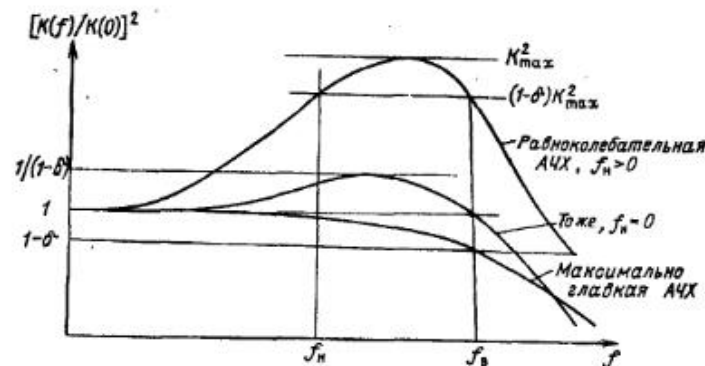


Рис. 3.29

Расчет цепи коррекции на рис. 3.28 ведут в следующем порядке.

1. По (2.17а) определяют $L_{вхОЭ}$, $r_{вхОЭ}$, $R_{вхОЭ}$ и $C_{вхОЭ}$.
2. Рассчитывают вспомогательные коэффициенты:

$$\alpha^* = 2\pi f_b L_{вхОЭ} / r_{вхОЭ}; \quad \sigma^* = R_{вхОЭ} / r_{вхОЭ}. \quad (3.20)$$

3. Находят коэффициенты α и δ :
при максимально гладкой АЧХ

$$\alpha = \frac{\xi}{\sqrt{2\xi\sqrt{(1-\delta)/\delta}-1}}; \quad \sigma = \alpha\xi\sqrt{(1-\delta)/\delta}-1;$$

- при равноколебательной АЧХ

$$\alpha = \frac{\xi}{\xi\sqrt{\psi/\delta}-\nu-1}; \quad \sigma = 0,5\alpha\xi\sqrt{\psi/\delta}-1,$$

где $\xi = h_{21э0}f_b/f_T$ — относительная верхняя рабочая частота;

$$\nu = 1 + \left(\frac{f_{н.расч}}{f_b}\right)^2; \quad \mu = 1 - \left(\frac{f_{н.расч}}{f_b}\right)^2; \quad \psi = (1-\delta)\mu^2 + \delta\nu^2. \quad (3.21)$$

Выбор максимально гладкой или равноколебательной АЧХ и неравномерности δ (или $\Delta a = 10 \lg[1/(1-\delta)]$) в полосе пропускания (рис. 3.29) диктуется не только получением положительных α и σ , но и максимальным приближением их к α^* и σ^* (3.20), которые обеспечивает транзистор. С позиции практической реализации цепи коррекции и достижения наибольшего коэффициента усиления по мощности важно обойтись без включения сопротивления $r_{кор}$ (для этого должно быть $\alpha^* < \alpha$ и $\sigma^* < \sigma$), а по возможности и без $R_{кор}C_{кор}$ -цепочки. Поэтому в процессе последующего расчета может потребоваться расчет новых значений α и σ для другого значения δ и меньшего $f_{н.расч} < f_n$, вплоть до $f_{н.расч} = 0$, и переход от одной АЧХ к другой.

4. В зависимости от соотношений между необходимыми коэффициентами α , σ и α^* , σ^* включают те или иные корректирующие элементы. При одновременном выполнении неравенств $\alpha^* < \alpha$ и $\sigma^* < \sigma$ включают индуктивность $L_{кор}$ и цепочку $R_{кор}C_{кор}$ (при $r_{кор} = 0$):

$$L_{кор} = \frac{\alpha r_{вхОЭ}}{2\pi f_b} - L_{вхОЭ}; \quad R_{кор} = \sigma r_{вхОЭ} - R_{вхОЭ}; \quad C_{кор} = \frac{h_{21э0}}{2\pi f_T R_{кор}}.$$

Если $\alpha^* \gg \alpha$, $\sigma^* \neq \sigma$, то сначала определяют $r_{кор}$ и σ^{**} :

$$r_{кор} = 2\pi f_b L_{вхОЭ} / \alpha - r_{вхОЭ}; \quad \sigma^{**} = R_{вхОЭ} / (r_{вхОЭ} + r_{кор}).$$

Если $\sigma^{**} < \sigma$, то помимо $r_{кор}$ включают $R_{кор}C_{кор}$ -цепочку:

$$R_{кор} = \sigma(r_{вхОЭ} + r_{кор}) - R_{вхОЭ}; \quad C_{кор} = \frac{h_{21э0}}{2\pi f_T R_{кор}}.$$

Если $\sigma^{**} > \sigma$, то включают большее сопротивление $r_{кор}$ и дополнительную индуктивность $L_{кор}$:

$$r_{кор} = R_{вхОЭ} / \sigma - r_{вхОЭ}; \quad L_{кор} = \frac{\alpha(r_{вхОЭ} + r_{кор})}{2\pi f_b} - L_{вхОЭ}.$$

При $\sigma^* \gg \sigma$, $\alpha^* \neq \alpha$ рассчитывают сопротивление $r_{кор}$ и определяют коэффициент α^{**} :

$$r_{кор} = R_{вхОЭ} / \sigma - r_{вхОЭ}; \quad \alpha^{**} = 2\pi f_b L_{вхОЭ} / (r_{вхОЭ} + r_{кор}).$$

Если $\alpha^{**} < \alpha$, то включают индуктивность

$$L_{кор} = \alpha(r_{вхОЭ} + r_{кор}) / 2\pi f_b - L_{вхОЭ}.$$

Если $\alpha^{**} > \alpha$, то включают большее по величине $r_{кор}$ и $R_{кор}C_{кор}$ -цепочку:

$$r_{кор} = 2\pi f_b L_{вхОЭ} / \alpha - r_{вхОЭ}; \quad R_{кор} = \sigma(r_{вхОЭ} + r_{кор}) - R_{вхОЭ}; \\ C_{кор} = h_{21э0} / (2\pi f_T R_{кор}).$$

5. Рассчитывают резистор $r_{пар}$ и элементы сопротивления $Z_{пар}$:

$$r_{пар} = r_{вхОЭ} + r_{кор}; \quad C_{пар} = (L_{вхОЭ} + L_{кор}) / (r_{вхОЭ} + r_{кор})^2; \\ L_{пар} = \frac{(r_{вхОЭ} + r_{кор})^2 C_{вхОЭ} C_{кор}}{C_{вхОЭ} + C_{кор}}; \quad R_{пар} = \frac{(r_{вхОЭ} + r_{кор})^2}{R_{вхОЭ} + R_{кор}}. \quad (3.22)$$

Если отсутствует $R_{кор}C_{кор}$ -цепочка, то при расчете $L_{пар}$ вместо $C_{вхОЭ}C_{кор}/(C_{вхОЭ} + C_{кор})$ следует подставлять $C_{вхОЭ}$.

6. Входное сопротивление цепи коррекции $R_{вх\Sigma} = r_{вхОЭ} + r_{кор}$.

7. В формулы (2.186) вместо $r_{вхОЭ}$, $R_{вхОЭ}$ и $L_{вхОЭ}$ подставляют соответственно $r_{вхОЭ} + r_{кор}$, $R_{вхОЭ} + R_{кор}$ и $L_{вхОЭ} + L_{кор}$ и определяют $r_{вх}$ и $X_{вх}$ на частоте $f = f_{в}$.

8. Определяют модуль результирующего входного сопротивления $|Z_{вх}(f)| = \sqrt{r_{вх}^2(f) + x_{вх}^2(f)}$ на частоте $f = f_{в}$ (без учета шунтирующего действия $r_{пар}$ и $L_{пар}C_{пар}$ -контура).

9. Амплитуда входного напряжения $U_{вх} = I_{б}(f_{в})|Z_{вх}(f_{в})|$, где $I_{б}(f_{в})$ берется из расчета по (2.146) входной цепи транзистора на частоте $f = f_{в}$.

10. Мощность, потребляемая от предыдущего каскада,

$$P_{вх} = 0,5U_{вх}^2/R_{вх\Sigma}.$$

11. Коэффициент усиления по мощности данного каскада с учетом потерь во входной цепи коррекции рассчитывают по (2.20).

При практической реализации LCR-элементов в первую очередь надо обращать внимание на уменьшение индуктивностей выводов конденсаторов $C_{кор}$, $C_{пар}$ и сопротивлений $R_{кор}$, $r_{пар}$ (индуктивности выводов сопротивлений $r_{кор}$ и $R_{пар}$ можно учесть соответствующим уменьшением индуктивностей $L_{кор}$ и $L_{пар}$). Сопротивление $R_{пар}$ обычно составляет доли ома, и его часто реализуют за счет потерь в индуктивности $L_{пар}$. Реализация других сопротивлений зависит от мощности, рассеиваемой в них. Потери мощности в сопротивлении $R_{кор}$

$$P_{Rкор} = 0,5I_{б}^2(f)R_{кор}/[1 + (2\pi fR_{кор}C_{кор})^2]; \quad (3.23)$$

в сопротивлении $r_{кор}$

$$P_{rкор} = 0,5I_{б}^2(f)r_{кор}; \quad (3.24)$$

в сопротивлении $r_{пар}$

$$P_{rпар} = 0,5U_{вх}^2 \frac{r_{пар}[R_{пар}^2 + (2\pi fL_{пар} - 1/2\pi fC_{пар})^2]}{\left(r_{пар}R_{пар} + \frac{L_{пар}}{C_{пар}}\right)^2 + \left(2\pi fL_{пар}r_{пар} - \frac{r_{пар} + R_{пар}}{2\pi fC_{пар}}\right)^2}; \quad (3.25a)$$

в сопротивлении $R_{пар}$

$$P_{Rпар} = 0,5U_{вх}^2 \frac{R_{пар}/(2\pi fC_{пар})^2}{\left(r_{пар}R_{пар} + \frac{L_{пар}}{C_{пар}}\right)^2 + \left(2\pi fL_{пар}r_{пар} - \frac{r_{пар} + R_{пар}}{2\pi fC_{пар}}\right)^2}; \quad (3.26a)$$

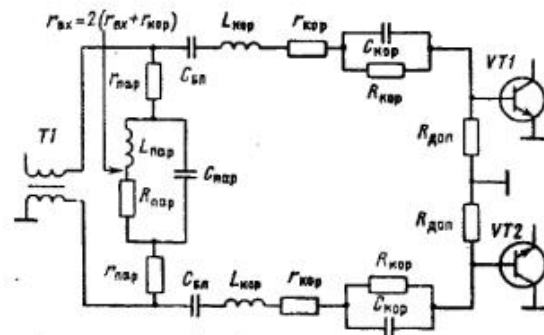


Рис. 3.30

Поскольку потери на $R_{кор}$ примерно постоянны во всем диапазоне частот от $f_{н}$ до $f_{в}$, а на $r_{кор}$ максимальны на частоте $f = f_{в}$, то расчеты потерь по (3.23) и (3.24) проводят при $f = f_{в}$ и подставляют значение тока базы $I_{б}(f_{в})$ из расчета входной цепи транзистора (см. § 2.3). Наоборот, потери в $r_{пар}$ и $R_{пар}$ максимальны при $f = f_{н}$, и поэтому расчеты по (3.25a) и (3.26a) проводят на $f_{н}$, причем при $K_f = f_{в}/f_{н} > (3 \dots 5)$ мощности $P_{rпар}$ и $P_{Rпар}$ на $f = f_{н}$ можно определять по приближенным формулам:

$$P_{rпар} \approx 0,5U_{вх}^2 \frac{r_{пар}}{(r_{пар} + R_{пар})^2}; \quad (3.256)$$

$$P_{Rпар} \approx 0,5U_{вх}^2 \frac{R_{пар}}{(r_{пар} + R_{пар})^2}. \quad (3.266)$$

Рассмотренная схема цепи коррекции непосредственно подходит для транзисторов, работающих в режиме класса А без отсечки тока. При работе с отсечкой тока из-за нелинейности входного сопротивления транзистора и шунтирующего действия сравнительно небольшого сопротивления $r_{пар} + Z_{пар}$ может нарушаться режим возбуждения гармоническим током. В таком случае при работе транзистора в режиме В ($\theta = 90^\circ$) целесообразно применять двухтактные генераторы и сопротивление $Z_{пар}$ включать одно на оба транзистора без заземления средней точки (рис. 3.30). Поэтому после расчета элементов цепи коррекции для одного транзистора (на одно плечо схемы) значения $L_{пар}$, $R_{пар}$ и $r_{пар}$ увеличивают, а $C_{пар}$ уменьшают в 2 раза. Иногда для симметрии схемы оставляют два резистора $r_{пар}$, как показано на рис. 3.30, где сопротивление $R_{пар}$ реализуется за счет потерь в индуктивности $L_{пар}$.

Пример. Рассчитать элементы цепи коррекции транзистора 2Т927А в диапазоне частот 3...30 МГц.

1. Значения $I_{к}$, χ , P_1 , $L_{вх}$, $r_{вх}$, $R_{вх}$ и $C_{вх}$ берем из примера § 2.3.
2. Вспомогательные коэффициенты $\alpha^* = 2 \cdot 3,14 \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot 5,58 \cdot 10^{-9} / 1,44 = 0,73$; $\sigma^* = 1,39 / 1,44 = 0,96$.
3. Коэффициенты $\xi = 30 \cdot 30 \cdot 10^6 / 200 \cdot 10^6 = 4,5$; $\nu = 1 + (3/30)^2 = 1,01$; $\mu = 1 - (3/30)^2 = 0,99$; $\psi = (1 - 0,25) \cdot 0,99^2 + 0,25 \cdot 1,01^2 = 0,99$ при $\delta = 0,25$

и $f_H = f_{H,расч}$; $\alpha = 4,5/(4,5\sqrt{\sqrt{0,99/0,25} - 1,01} - 1) = 1,3$; $\sigma = 1,3 \cdot 4,5 \times 0,5\sqrt{0,99/0,25} - 1 = 4,82$.

4. Поскольку $\alpha^* < \alpha$ и $\sigma^* < \sigma$, определяем:

$$L_{кор} = 1,3 \cdot 1,44 / (2 \cdot 3,14 \cdot 30 \cdot 10^6) - 5,58 \cdot 10^{-9} = 4,35 \text{ нГн};$$

$$R_{кор} = 4,82 \cdot 1,44 - 1,39 = 5,55 \text{ Ом}; C_{кор} = 30 / (2 \cdot 3,14 \cdot 200 \cdot 10^6 \cdot 5,55) = 4300 \text{ пФ}.$$

5. Находим $r_{пар} = 1,44 \text{ Ом}$; $C_{пар} = (5,58 + 4,35) \cdot 10^{-9} / (1,44)^2 = 4789 \text{ пФ}$;

$$L_{пар} = [0,017 \cdot 0,0043 \cdot 10^{-12} / (0,017 + 0,0043 \cdot 10^{-12})] 1,44^2 = 7,1 \text{ нГн};$$

$$R_{пар} = 1,44^2 / (1,39 + 5,55) = 0,3 \text{ Ом}.$$

6. Входное сопротивление цепи связи $R_{вх\Sigma} = 1,44 \text{ Ом}$.

7. Определяют $R_{вхОИ} + R_{кор} = 1,4 + 5,55 = 6,95 \text{ Ом}$; $L_{вхОИ} + L_{кор} = 5,58 + 4,35 = 9,93 \text{ нГн}$; $r_{вх} = 1,44 + 6,95 / [1 + (30 \cdot 30 / 200)^2] = 1,767 \text{ Ом}$; $x_{вх} = 2 \cdot 3,14 \cdot 30 \times 10^6 \cdot 9,93 \cdot 10^{-9} - 6,95 \cdot (30 \cdot 30 / 200) / [1 + (30 \cdot 30 / 200)^2] = 0,4 \text{ Ом}$ на частоте 30 МГц.

8. Модуль результирующего входного сопротивления $Z_{вх} = \sqrt{1,767^2 + 0,4^2} = 1,81 \text{ Ом}$.

9. Амплитуда входного напряжения $U_{вх} = 2,48 \cdot 1,81 = 4,49 \text{ В}$.

10. Мощность возбуждения $P_{вх} = 0,5 \cdot 4,49^2 / 1,44 \approx 7 \text{ Вт}$.

11. Коэффициент усиления $K_P = 80/7 = 11,4$.

12. Максимальные мощности, рассеиваемые на $R_{кор}$, $r_{пар}$ и $R_{пар}$, определяются соответственно по (3.23), (3.256) и (3.266):

$$P_{Rкор} = 0,5 \cdot 2,48^2 \cdot 5,55 / (1 + 2 \cdot 3,14 \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot 5,55 \cdot 4300 \cdot 10^{-12})^2 = 0,8 \text{ Вт};$$

$$P_{rпар} = 0,5 \cdot 4,49^2 \cdot 1,44 / (1,44 + 0,3)^2 = 4,8 \text{ Вт};$$

$$P_{Rпар} = 0,5 \cdot 4,49^2 \cdot 0,3 / (1,44 + 0,3)^2 = 1 \text{ Вт}.$$

Входные цепи коррекции МДП-транзисторов при верхней граничной частоте выше f^* и f^{**} (2.28) можно строить по тем же схемам, что и на рис. 3.28 и 3.30. Но поскольку в эквивалентной схеме МДП-транзистора на рис. 2.9, в по сравнению со схемой биполярного транзистора на рис. 2.9, а отсутствует сопротивление $R_{вх}$, то в схемах рис. 3.28 и 3.30 исключают сопротивления $R_{кор}$ и $R_{пар}$. Аналогично как для биполярных транзисторов, такая цепь коррекции применяется на относительно низких частотах, когда K_P транзистора на $f = f_b$ достаточно велик и при включении цепи коррекции из-за потерь в $r_{кор}$ он остается не ниже порядка 10.

Цепь коррекции рис. 3.28 применительно к МДП-транзисторам рассчитывают в следующем порядке.

1. Определяют по (2.26) $L_{вхОИ}$, $r_{вхОИ}$ и $C_{вхОИ}$.

2. Рассчитывают вспомогательные коэффициенты:

$$\alpha_C^* = 2\pi f_b C_{вхОИ} r_{вхОИ}; \quad \alpha_L^* = 2\pi f_b L_{вхОИ} / r_{вхОИ}.$$

3. Находят коэффициенты α_C и α_L :
при максимально гладкой АЧХ

$$\alpha_C = \sqrt{2} \sqrt{\frac{\delta}{1-\delta}}; \quad \alpha_L = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\delta}{1-\delta}};$$

при равноколебательной АЧХ

$$\alpha_C = 2 \sqrt{\sqrt{\frac{\delta}{\psi}} - \frac{\nu}{\psi} \delta}; \quad \alpha_L = \frac{1}{\sqrt{\sqrt{\psi/\delta} - \nu}}$$

где значения ν и ψ определяют по (3.21).

Выбор вида и неравномерности АЧХ в полосе пропускания δ (или $\Delta\alpha$), а также $f_{H,расч} < f_H$ диктуется аналогичными соображениями, как для биполярного транзистора — максимальным приближением α_C и α_L к α_C^* и α_L^* . Это позволит обойтись без включения $r_{кор}$ и тем самым не снижать коэффициент усиления по мощности.

4. В зависимости от соотношений между необходимыми коэффициентами α_C , α_L и α_C^* , α_L^* включают те или иные корректирующие элементы. Если $\alpha_C > \alpha_C^*$, то определяют сопротивление $r_{кор} = \alpha_C / 2\pi f_b C_{вхОИ} - r_{вхОИ}$ и рассчитывают дополнительный коэффициент $\alpha_L^{**} = 2\pi f_b L_{вхОИ} / (r_{вхОИ} + r_{кор})$. Если $\alpha_C < \alpha_C^*$, то определяют емкость $C_{кор} = C_{вхОИ} C_{\Sigma} / (C_{вхОИ} - C_{\Sigma})$, где $C_{\Sigma} = \alpha_C / 2\pi f_b r_{вхОИ}$.

Затем сравнивают α_L с α_L^* (или с α_L^{**}), и если $\alpha_L > \alpha_L^*$ (или $> \alpha_L^{**}$), то кроме сопротивления $r_{кор}$ (или емкости $C_{кор}$) включают индуктивность $L_{кор} = \alpha_C (r_{вхОИ} + r_{кор}) / 2\pi f_b - L_{вхОИ}$. Если же $\alpha_L < \alpha_L^*$ (или $< \alpha_L^{**}$), то включают большее сопротивление $r_{кор} = 2\pi f_b L_{вхОИ} / \alpha_L - r_{вхОИ}$ и емкость $C_{кор} = C_{вхОИ} C_{\Sigma} / (C_{вхОИ} - C_{\Sigma})$, где $C_{\Sigma} = \alpha_C / 2\pi f_b (r_{вхОИ} + r_{кор})$.

5. По (3.22) рассчитывают значения резистора $r_{пар}$ и $L_{пар} C_{пар}$ -элементов параллельного контура.

6. Входное сопротивление цепи коррекции $R_{вх} = r_{вхОИ} + r_{кор}$.

7. По (2.27), в которые вместо $r_{вхОИ}$, $L_{вхОИ}$ и $C_{вхОИ}$ подставляют соответственно $r_{вхОИ} + r_{кор}$, $L_{вхОИ} + L_{кор}$ и $C_{вхОИ} C_{кор} / (C_{вхОИ} + C_{кор})$, определяют $r_{вх}$ и $x_{вх}$ на частоте $f = f_b$. Если $C_{кор}$ отсутствует, то оставляют $C_{вхОИ}$.

8. Определяют модуль результирующего входного сопротивления $|Z_{вх}(f)| = \sqrt{r_{вх}^2(f) + x_{вх}^2(f)}$ на частоте $f = f_b$ (без учета шунтирующего действия $r_{пар}$ и $L_{пар} C_{пар}$ -контура).

9. Амплитуда входного напряжения $U_{вх} = I_3(f_b) |Z_{вх}(f_b)|$, где $I_3(f_b)$ берется из расчета по (2.25) входной цепи транзистора на частоте $f = f_b$.

10. Мощность, потребляемая от предыдущего каскада,

$$P_{вх} = 0,5 U_{вх}^2 / R_{вх\Sigma}.$$

11. Коэффициент усиления транзистора с учетом потерь во входной цепи коррекции рассчитывают по (2.20).

При практической реализации LCR-элементов входной цепи коррекции на рис. 3.28 и 3.30 в случае МДП-транзистора отсутствуют резисторы $R_{кор}$ и $R_{пар}$. Поэтому в первую очередь надо обращать внимание на уменьшение индуктивностей выводов конденсатора $C_{пар}$ и сопротивления $r_{пар}$ (поскольку индуктивности выводов сопротивления $r_{кор}$ и конденсатора $C_{кор}$ можно всчитать в индуктивность $L_{кор}$). При выборе резисторов $r_{кор}$ и $r_{пар}$ необходимо учитывать мощность, рассеиваемые в них. В $r_{кор}$ рассеиваемая мощность максимальна на $f = f_b$ и рассчитывается по (3.24) при замене $I_6(f_b)$ на $I_3(f_b)$. В сопротивлении $r_{пар}$ рассеиваемая мощность максимальна на $f = f_H$ и определяется по (3.25) при $R_{пар} = 0$.

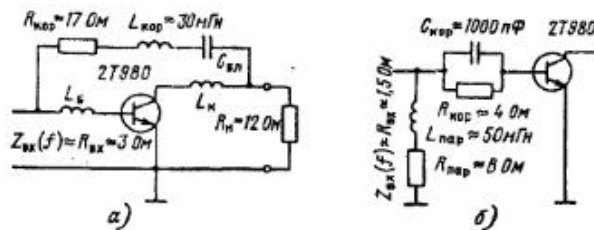


Рис. 3.31

С ростом частоты f_b и при переходе к более мощным транзисторам все труднее практически реализовать корректирующие LCR-элементы в схемах рис. 3.28 и 3.30, поскольку геометрические размеры этих элементов должны быть меньше, а рассеиваемая мощность в резисторах становится больше. В первую очередь это касается биполярных транзисторов большой мощности ($P_1 > 50$ Вт), отличающихся очень низкими входными сопротивлениями. Практически цепи коррекции по этим схемам согласно [2.4, с. 221–233] удается реализовать для биполярных транзисторов на частотах до 30...80 МГц, для МДП-транзисторов — на частотах до 100...200 МГц.

При работе мощных биполярных транзисторов в режиме класса А в качестве цепей коррекции включают между выводами базы и коллектора $R_{кор}$ - $L_{кор}$ -цепочки (рис. 3.31, а). Оптимальные значения $R_{кор}$ и $L_{кор}$ обычно определяют с помощью расчетов на ЭВМ, используя эквивалентную схему транзистора на рис. 1.1, б или более сложные модели транзисторов, из условия выравнивания АЧХ коэффициента усиления по мощности и приближения $Z_{вх}(\omega)$ к резистивному и постоянному в рабочей полосе частот. Подобные цепи коррекции используются в двухтактных схемах [3.25]. Для транзисторов типа 2Т980А при работе в классе В в двухтактной схеме в диапазоне 1,5...30 МГц применяют схему рис. 3.31, б, которая одновременно выравнивает АЧХ и обеспечивает $|Z_{вх}(\omega)|$, близкое к резистивному и постоянному по величине.

В случае МДП-транзисторов часто ограничиваются включением на его входе цепи (см. рис. 3.26), только компенсирующей шунтирующее действие входной емкости. При этом межкаскадная (входная) цепь связи обеспечивает трансформацию нагрузочных сопротивлений и, если это необходимо, — коррекцию АЧХ данного транзистора.

Рассмотрим особенности построения цепей коррекции АЧХ в диапазонах ОВЧ–УВЧ–СВЧ. Отличительной особенностью транзисторных ГВВ этих диапазонов являются относительно небольшие коэффициенты перекрытия по частоте ($K_f < 2...4$) и большие абсолютные перекрытия по частоте (десятки мегагерц — единицы гигагерц). Кроме того, в еще большей степени стоит вопрос практической реализации на этих частотах LCR-элементов. Общий подход к построению цепей коррекции АЧХ дается в [1.44, с. 209–218]. Ниже рассматривается проектирование простейших схем.

На частотах выше 50...100 МГц генераторы на биполярных и МДП-транзисторах обычно выполняют по квадратурной схеме (см. § 2.2, рис. 2.8). Преимущества такого построения генераторов обсуждаются в [1.1]. Квадратурный мост деления (рис. 3.32) относительно каждого из двух генераторов эквивалентен генератору U_r с резистивным внутренним сопротивлением R_r , равным номинальному выходному сопротивлению моста $Z_{вх,м}(f) = R$. Постоянство амплитуды $U_r(f) \approx \text{const}$ в рабочей полосе частот должно обеспечиваться соответствующим проектированием предыдущего каскада, нагрузкой для которого является входное сопротивление моста, равное $Z_{вх,м}(f) = R = \text{const}$ при условии равенства входных сопротивлений $Z_{вх1}(f) = Z_{вх2}(f)$ транзисторных генераторов, в общем случае комплексных (в том числе почти реактивных) и отличных от номинального сопротивления моста деления R .

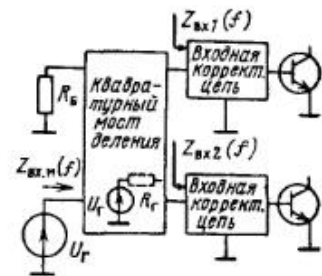


Рис. 3.32

В эквивалентной схеме биполярного транзистора с ОЭ на рис. 2.9, а на частотах $f > 3f_T/h_{21э0}$ можно опустить $R_{вхОЭ}$, т.е. при построении входных цепей связи использовать схемы на рис. 2.9, б, в как для биполярных, так и МДП-транзисторов. Величины $L_{вх}$, $C_{вх}$, $r_{вх}$ определяются расчетным путем (см. § 2.3 и 2.4) либо соответствующей аппроксимацией экспериментально снятых зависимостей резистивной $r_{вх}(f)$ и реактивной $x_{вх}(f)$ составляющих входного сопротивления $Z_{вх}(f)$ транзисторов [1.44, с. 86] (последнее специфично для диапазонов ОВЧ–СВЧ). Отметим, что в биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОБ, из-за положительной обратной связи, обусловленной индуктивностью L_b , может быть отрицательным $r_{вх}$ (§ 2.3). В этом случае для получения устойчивого усиления следует последовательно с эмиттерным выводом включать дополнительный резистор $R_{доп}$. При работе генератора от квадратурной мостовой схемы отпадает необходимость практического включения резистора $R_{доп}$, а при проектировании входной цепи (см. ниже) в расчетных формулах достаточно заменить $r_{вх} < 0$ на $r_{вх}^* = R_{доп}$.

Аналогично расчетным путем или экспериментально определяется снижение коэффициента усиления по мощности транзистора в децибелах $a_{нак} = 10 \lg [K_P(f_H)/K_P(f_B)]$ при двукратном изменении частоты $K_f = f_B/f_H = 2$. Если $K_f \neq 2$, то под знак логарифма необходимо ввести множитель $4/K_f^2$. Поэтому в общем случае

$$a_{нак} = 10 \lg \left[\frac{4}{K_f^2} \frac{K_P(f_H)}{K_P(f_B)} \right] \quad (3.27)$$

Величина $a_{нак}$ обычно составляет 3...6 дБ на октаву. Отметим, что согласно расчетам K_P по методикам, изложенным в § 2.3 и 2.4, в

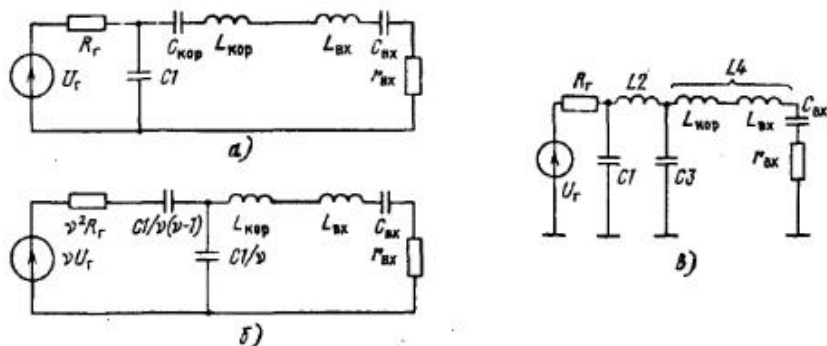


Рис. 3.33

биполярном транзисторе с ОЭ (на частотах $f > 3f_T/h_{21\beta 0}$) и в МДП-транзисторе с ОИ $a_{\text{нак}}$ равно 6 дБ на октаву.

При выборе схемы входной цепи коррекции исходят в первую очередь из простоты ее реализации и возможности обеспечения согласования на верхней рабочей частоте без снижения коэффициента усиления по мощности. Наиболее простая схема цепи коррекции показана на рис. 3.33, а. В ней последовательно с входным электродом транзистора включены индуктивность $L_{\text{кор}}$ и конденсатор $C_{\text{кор}}$ и параллельно конденсатор C_1 . Отметим, что $L_{\text{кор}}$ и $C_{\text{кор}}$ устанавливают только для изменения собственных значений $L_{\text{вх}}$ и $C_{\text{вх}}$ транзистора, и если этого не требуется, то необходимость в них отпадает и схема содержит только одну параллельную емкость C_1 . Такая цепь коррекции позволяет трансформировать $r_{\text{вх}}$ в R_r в 5...20 раз больше, скомпенсировать снижение $K_P(f)$ при неравномерности Δa менее $\pm(0,2...0,4)$ дБ в полосе частот до октавы ($K_f = f_b/f_n \leq 2$) и сохранить $K_P = K_{P\text{max}}$ при $f = f_b$.

В табл. 3.9 приведены нормированные значения LC-элементов и сопротивления генератора R_r в эквивалентной схеме на рис. 3.33, а:

$$\alpha_C = 2\pi f_b \frac{C_{\text{кор}} C_{\text{вх}}}{C_{\text{кор}} + C_{\text{вх}}} r_{\text{вх}}; \quad \alpha_L = 2\pi f_b \frac{L_{\text{кор}} + L_{\text{вх}}}{r_{\text{вх}}};$$

$$\alpha_1 = 2\pi f_b C_1 r_{\text{вх}}; \quad r_r = R_r / r_{\text{вх}}.$$

Параметрами являются $K_f = f_b/f_n = 1,25; 1,5$ или $2,0$ и $a_{\text{нак}} = 3; 4; 5$ и 6 дБ/окт. Кроме этого, в табл. 3.9 приводятся максимальные значения $\Delta a^{(+)}$ и $\Delta a^{(-)}$, характеризующие неравномерность коэффициента передачи по мощности в интервале частот от f_n до f_b (рис. 3.34).

Последовательность расчета цепи связи на рис. 3.33, а.

1. По (2.17а) для биполярного или по (2.26) для МДП-транзисторов (либо экспериментально) определяют $L_{\text{вх}}, C_{\text{вх}}, r_{\text{вх}}$. Аналогично рассчитывают или экспериментально измеряют величину K_P транзистора при работе в номинальном режиме в рабочей полосе частот от f_n до f_b , находят $K_f = f_b/f_n$ и далее по (3.27) определяют $a_{\text{нак}}$.

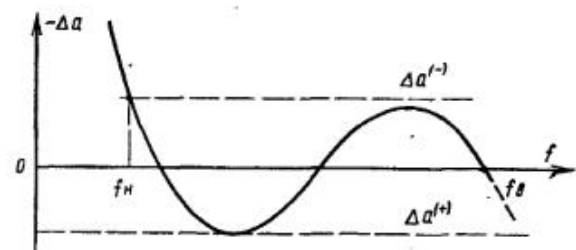


Рис. 3.34

2. Рассчитывают значения $\alpha_C^* = 2\pi f_b C_{\text{вх}} r_{\text{вх}}$, $\alpha_L^* = 2\pi f_b L_{\text{вх}} / r_{\text{вх}}$, которые обеспечивает непосредственно транзистор.

3. Согласно табл. 3.9 при заданных K_f и $a_{\text{нак}}$ должны быть $\alpha_L \geq \alpha_L^*$ и $\alpha_C \leq \alpha_C^*$. При этих условиях из табл. 3.9 находят $\alpha_C, \alpha_L, \alpha_1$, оптимальное значение $r_r, r_{r,\text{опт}}$, а также $\Delta a^{(+)}$ и $\Delta a^{(-)}$.

4. Если табличные коэффициенты α_C и α_L заметно отличаются от α_C^* и α_L^* , необходимо последовательно с входным электродом транзистора включить

$$C_{\text{кор}} = C_{\text{вх}} \left(\frac{2\pi f_b r_{\text{вх}} C_{\text{вх}}}{\alpha_C} - 1 \right)^{-1} \quad \text{при } \alpha_C < \alpha_C^* \quad (3.28)$$

и

$$L_{\text{кор}} = \frac{\alpha_L r_{\text{вх}}}{2\pi f_b} - L_{\text{вх}} \quad \text{при } \alpha_L > \alpha_L^*. \quad (3.29)$$

5. Определяют $R_r = r_{r,\text{опт}} r_{\text{вх}}$ и емкость $C_1 = \sqrt{r_{r,\text{опт}} - 1} / (2\pi f_b R_r) = \alpha_1 / (2\pi f_b r_{\text{вх}})$. Желательно, чтобы R_r было близко к стандартному 75; 50; 25 или 12,5 Ом.

6. Включение конденсатора $C_{\text{кор}}$ из-за индуктивности его выводов может привести к увеличению α_L^* . С помощью преобразования Норттона (см. § 3.2, рис. 3.7) можно перейти от схемы рис. 3.33, а к схеме рис. 3.33, б, в которой $C_{\text{кор}}$ отсутствует. Видно, что введение преобразования Норттона дополнительно в ν^2 раз, где $\nu = 1 + C_1/C_{\text{кор}}$, повышает входное сопротивление.

7. Определяют мощность $P_{\text{н.пред}}$, которую должен обеспечивать предыдущий каскад для возбуждения двух транзисторов в схеме рис. 3.32:

$$P_{\text{н.пред}} = 2P_{\text{вхmax}}/\eta_M = 2P_{\text{н}}/(K_P(f_b)\eta_M), \quad (3.30)$$

где η_M — КПД моста деления (см. § 3.8).

8. Рассчитывают максимальную мощность, рассеиваемую в балластном сопротивлении моста на $f = f_n$:

$$P_6 = 2P_{\text{н}}[1/K_P(f_b) - 1/K_P(f_n)]. \quad (3.31)$$

Таблица 3.9

| K_f | $a_{\text{нак.}}$ дБ/окт. | a_c | r_f | $\Delta a(+)$ | $\Delta a(-)$ | α_1 | α_L |
|-------|------------------------------|-------|-------|---------------|---------------|------------|------------|
| 1,25 | 3 | 0,5 | 4 | 0,458 | -0,102 | 0,433 | 3,732 |
| | | 0,6 | 5 | 0,419 | -0,104 | 0,400 | 3,667 |
| | | 0,7 | 6 | 0,429 | -0,102 | 0,373 | 3,665 |
| | | 0,8 | 7 | 0,465 | -0,098 | 0,350 | 3,699 |
| | | 0,9 | 7 | 0,370 | -0,109 | 0,350 | 3,561 |
| | | 1,0 | 8 | 0,440 | -0,100 | 0,331 | 3,646 |
| | | 2,0 | 11 | 0,480 | -0,097 | 0,287 | 3,662 |
| | | 3,0 | 12 | 0,480 | -0,096 | 0,276 | 3,650 |
| | | 4,0 | 12 | 0,424 | -0,100 | 0,276 | 3,567 |
| | | 5,0 | 13 | 0,497 | -0,095 | 0,266 | 3,664 |
| | 4 | 0,4 | 3 | 0,294 | -0,174 | 0,471 | 3,914 |
| | | 0,5 | 5 | 0,350 | -0,158 | 0,400 | 4,000 |
| | | 0,6 | 7 | 0,454 | -0,140 | 0,350 | 4,116 |
| | | 0,7 | 8 | 0,434 | -0,142 | 0,331 | 4,074 |
| | | 0,8 | 9 | 0,446 | -0,140 | 0,314 | 4,078 |
| | | 0,9 | 10 | 0,479 | -0,135 | 0,300 | 4,140 |
| | | 1,0 | 10 | 0,399 | -0,146 | 0,300 | 4,000 |
| | | 2,0 | 13 | 0,397 | -0,146 | 0,266 | 3,964 |
| | | 3,0 | 15 | 0,489 | -0,132 | 0,249 | 4,075 |
| | | 4,0 | 15 | 0,429 | -0,141 | 0,249 | 3,992 |
| | 5,0 | 16 | 0,493 | -0,132 | 0,242 | 4,073 | |
| | 5 | 0,4 | 5 | 0,391 | -0,197 | 0,400 | 4,500 |
| | | 0,5 | 7 | 0,365 | -0,197 | 0,350 | 4,449 |
| | | 0,6 | 9 | 0,416 | -0,187 | 0,314 | 4,495 |
| | | 0,7 | 10 | 0,374 | -0,193 | 0,300 | 4,429 |
| | | 0,8 | 12 | 0,493 | -0,174 | 0,276 | 4,567 |
| | | 0,9 | 12 | 0,389 | -0,191 | 0,276 | 4,428 |
| | | 1,0 | 13 | 0,423 | -0,185 | 0,266 | 4,464 |
| | | 2,0 | 17 | 0,472 | -0,177 | 0,235 | 4,500 |
| | | 3,0 | 18 | 0,445 | -0,181 | 0,229 | 4,456 |
| 6 | | 0,4 | 7 | 0,431 | -0,225 | 0,350 | 4,946 |
| | 0,5 | 10 | 0,490 | -0,219 | 0,300 | 5,000 | |
| | 0,6 | 12 | 0,490 | -0,211 | 0,276 | 4,983 | |
| | 0,7 | 13 | 0,427 | -0,222 | 0,266 | 4,893 | |
| | 0,8 | 14 | 0,404 | -0,225 | 0,258 | 4,856 | |
| | 0,9 | 15 | 0,408 | -0,224 | 0,249 | 4,853 | |
| | 1,0 | 16 | 0,428 | -0,221 | 0,242 | 4,873 | |
| | 2,0 | 18 | 0,249 | -0,250 | 0,229 | 4,623 | |
| 1,5 | 3 | 0,6 | 3 | 0,431 | -0,174 | 0,471 | 3,081 |
| | | 0,7 | 4 | 0,474 | -0,152 | 0,433 | 3,161 |
| | | 0,8 | 4 | 0,244 | -0,186 | 0,433 | 2,982 |
| | | 0,9 | 5 | 0,401 | -0,153 | 0,400 | 3,111 |
| | | 1,0 | 5 | 0,264 | -0,175 | 0,400 | 3,300 |
| | 4 | 2,0 | 8 | 0,488 | -0,143 | 0,331 | 3,146 |
| | | 3,0 | 8 | 0,293 | -0,163 | 0,331 | 2,979 |
| | | 4,0 | 9 | 0,429 | -0,146 | 0,314 | 3,078 |
| | | 5,0 | 9 | 0,370 | -0,149 | 0,314 | 3,028 |
| | | 4 | 0,5 | 3 | 0,319 | -0,250 | 0,471 |
| 0,6 | 4 | | 0,211 | -0,246 | 0,433 | 3,399 | |
| 0,7 | 5 | | 0,227 | -0,232 | 0,400 | 3,429 | |
| 0,8 | 6 | | 0,299 | -0,213 | 0,373 | 3,486 | |
| 0,9 | 7 | | 0,400 | -0,195 | 0,350 | 3,561 | |

Окончание табл. 3.9

| K_f | $a_{\text{нак.}}$ дБ/окт. | a_c | r_f | $\Delta a(+)$ | $\Delta a(-)$ | α_1 | α_L | |
|-------|------------------------------|-------|-------|---------------|---------------|------------|------------|-------|
| 1,5 | 4 | 1,0 | 7 | 0,262 | -0,215 | 0,350 | 3,449 | |
| | | 2,0 | 10 | 0,365 | -0,195 | 0,300 | 3,500 | |
| | | 3,0 | 11 | 0,375 | -0,194 | 0,287 | 3,496 | |
| | | 4,0 | 12 | 0,473 | -0,186 | 0,276 | 3,267 | |
| | | 5,0 | 12 | 0,413 | -0,191 | 0,276 | 3,517 | |
| | 5 | 0,4 | 3 | 0,399 | -0,290 | 0,471 | 3,914 | |
| | | 0,5 | 5 | 0,342 | -0,250 | 0,400 | 4,000 | |
| | | 0,6 | 7 | 0,468 | -0,234 | 0,350 | 4,116 | |
| | | 0,7 | 8 | 0,418 | -0,236 | 0,331 | 4,074 | |
| | | 0,8 | 9 | 0,429 | -0,234 | 0,314 | 4,078 | |
| | | 0,9 | 10 | 0,477 | -0,229 | 0,300 | 4,111 | |
| | | 1,0 | 10 | 0,341 | -0,240 | 0,300 | 4,000 | |
| | | 2,0 | 13 | 0,326 | -0,240 | 0,266 | 3,964 | |
| | | 3,0 | 15 | 0,480 | -0,226 | 0,249 | 4,075 | |
| | | 4,0 | 15 | 0,381 | -0,235 | 0,249 | 3,992 | |
| | 5,0 | 16 | 0,487 | -0,226 | 0,442 | 4,073 | | |
| | 6 | 0,4 | 5 | 0,403 | -0,286 | 0,400 | 4,500 | |
| | | 0,5 | 8 | 0,293 | -0,286 | 0,350 | 4,449 | |
| | | 0,6 | 9 | 0,347 | -0,276 | 0,314 | 4,495 | |
| | | 0,7 | 11 | 0,473 | -0,261 | 0,287 | 4,561 | |
| | | 0,8 | 12 | 0,450 | -0,263 | 0,276 | 4,567 | |
| | | 0,9 | 13 | 0,467 | -0,261 | 0,266 | 4,575 | |
| | | 1,0 | 13 | 0,339 | -0,274 | 0,266 | 4,464 | |
| | | 2,0 | 17 | 0,407 | -0,266 | 0,235 | 4,500 | |
| | | 3,0 | 18 | 0,366 | -0,270 | 0,229 | 4,456 | |
| | | 2,0 | 3 | 0,8 | 3 | 0,000 | -0,272 | 0,471 |
| | 0,9 | | | 4 | 0,110 | -0,212 | 0,433 | 2,843 |
| | 1,0 | | | 4 | 0,000 | -0,236 | 0,433 | 2,732 |
| | 2,0 | | | 6 | 0,000 | -0,218 | 0,373 | 2,736 |
| | 3,0 | | | 7 | 0,053 | -0,204 | 0,350 | 2,783 |
| 4 | 4,0 | | 7 | 0,000 | -0,219 | 0,350 | 2,699 | |
| | 5,0 | | 8 | 0,158 | -0,188 | 0,331 | 2,846 | |
| | 0,6 | | 3 | 0,000 | -0,340 | 0,471 | 3,081 | |
| | 0,7 | | 4 | 0,000 | -0,301 | 0,433 | 3,161 | |
| | 0,8 | | 5 | 0,000 | -0,271 | 0,400 | 3,250 | |
| 5 | 0,9 | 6 | 0,127 | -0,243 | 0,373 | 3,347 | | |
| | 1,0 | 6 | 0,000 | -0,317 | 0,373 | 3,236 | | |
| | 2,0 | 9 | 0,145 | -0,233 | 0,314 | 3,328 | | |
| | 3,0 | 10 | 0,167 | -0,228 | 0,300 | 3,333 | | |
| | 4,0 | 10 | 0,069 | -0,281 | 0,300 | 3,250 | | |
| | 5,0 | 11 | 0,217 | -0,219 | 0,287 | 3,362 | | |
| | 6 | 0,5 | 4 | 0,028 | -0,329 | 0,433 | 3,732 | |
| | | 0,6 | 6 | 0,199 | -0,273 | 0,373 | 3,903 | |
| | | 0,7 | 7 | 0,167 | -0,290 | 0,350 | 3,878 | |
| | | 0,8 | 8 | 0,195 | -0,289 | 0,331 | 3,896 | |
| 4,0 | | 14 | 0,209 | -0,338 | 0,258 | 3,856 | | |
| 6 | 5,0 | 14 | 0,149 | -0,414 | 0,258 | 3,806 | | |
| | 0,4 | 4 | 0,112 | -0,351 | 0,433 | 4,232 | | |
| | 0,5 | 7 | 0,293 | -0,329 | 0,350 | 4,449 | | |
| | 2,0 | 17 | 0,407 | -0,352 | 0,235 | 4,500 | | |
| | 3,0 | 18 | 0,366 | -0,408 | 0,229 | 4,456 | | |

Таблица 3.10

| δ | Δa , дБ | АЧХ | | | | | |
|----------|-----------------|---------------------|-------|-------|--------------------|-------|-------|
| | | максимально гладкая | | | равноколебательная | | |
| | | A_1 | A_2 | A_3 | A_1 | A_2 | A_3 |
| 0,05 | 0,223 | 1,224 | 0,750 | 0,230 | 1,837 | 1,452 | 0,918 |
| 0,10 | 0,458 | 1,387 | 0,961 | 0,333 | 2,105 | 1,716 | 1,332 |
| 0,15 | 0,706 | 1,498 | 1,122 | 0,420 | 2,313 | 1,881 | 1,680 |
| 0,20 | 0,969 | 1,587 | 1,260 | 0,500 | 2,500 | 2,000 | 2,000 |
| 0,25 | 1,249 | 1,665 | 1,387 | 0,577 | 2,680 | 2,093 | 2,308 |
| 0,30 | 1,549 | 1,737 | 1,508 | 0,655 | 2,988 | 2,214 | 2,828 |
| 0,35 | 1,871 | 1,804 | 1,627 | 0,734 | 3,053 | 2,235 | 2,936 |
| 0,40 | 2,218 | 1,869 | 1,747 | 0,816 | 3,252 | 2,290 | 3,264 |
| 0,45 | 2,596 | 1,934 | 1,871 | 0,905 | 3,459 | 2,338 | 3,600 |
| 0,50 | 3,010 | 2,000 | 2,000 | 1,000 | 3,711 | 2,384 | 4,000 |

Если снять условие обеспечения согласования на $f = f_B$, т.е. допустить некоторое снижение K_P генератора по сравнению с максимально достижимым $K_{P_{max}}$ на $f = f_B$, то цепь коррекции по схемам рис. 3.33, а, б можно строить с полосой от 0 до f_B . Практически нижняя граничная частота генератора будет определяться нижней рабочей частотой моста деления в схеме рис. 3.32.

В этом случае расчет цепи коррекции на рис. 3.33, а, б ведут в той же последовательности, что и ранее. По пп. 1 и 2 определяют L_{Bx} , C_{Bx} , r_{Bx} и далее α_L^* , α_C^* . Значение $a_{нак}$ должно быть близко к 6 дБ на октаву.

9. Рассчитывают

$$\alpha_C = \frac{A_2 - A_3/\alpha_L}{\alpha_L}; \quad r_T = \frac{A_1}{\alpha_C} - 1 - \frac{A_3}{\alpha_L \alpha_C^2}; \quad a = \frac{A_3}{r_T \alpha_L \alpha_C^2}, \quad (3.32)$$

где A_1 – A_3 — коэффициенты, которые берут из табл. 3.10 для максимально гладкой или равноколебательной АЧХ при заданной неравномерности δ (или Δa). В (3.32) подставляют $\alpha_L \geq \alpha_L^*$ так, чтобы обеспечивалось $\alpha_C \leq \alpha_C^*$. Если в результате расчета коэффициенты α_C и α_L отличаются от α_C^* и α_L^* при условии $\alpha_C < \alpha_C^*$, то по (3.28) и (3.29) определяют $C_{кор}$ и $L_{кор}$.

10. Рассчитывают $R_T = r_T r_{Bx}$ и $C_1 = a C_{кор} C_{Bx} / (C_{кор} + C_{Bx})$ (если $C_{кор}$ отсутствует, то $C_1 = a C_{Bx}$). При необходимости можно от схемы рис. 3.33, а перейти к схеме рис. 3.33, б.

11. Определяют коэффициент $k = 1/[4r_T \alpha_C (1 - \delta)]$, характеризующий проигрыш в K_P на $f = f_B$.

12. По (3.30) и (3.31) определяют $P_{н.пред}$ и P_6 , причем величины $K_P(f_B)$ и $K_P(f_H)$ надо уменьшить в k раз.

Выбирая ту или иную АЧХ и допустимую неравномерность δ (Δa), стремятся как к возможности физической реализации элементов цепи коррекции на рис. 3.33, а, б ($\alpha_C \leq \alpha_C^*$ и $\alpha_L \geq \alpha_L^*$), так и к приближению R_T к стандартному значению (75; 50; 25 или 12,5 Ом) и к снижению k до единицы. На рис. 3.35 построены зависимости k и r_T от α_L для максимально гладкой АЧХ штриховыми линиями, для равноколебательной

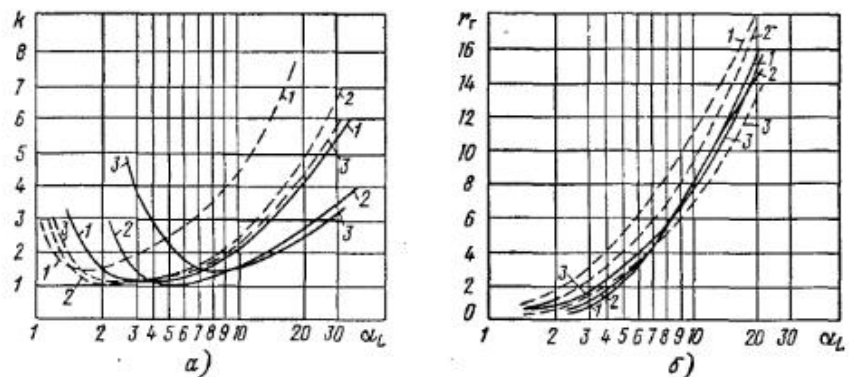


Рис. 3.35

— непрерывными линиями. Линии пронумерованы цифрами: 1 — при $\delta = 0,05$ ($\Delta a = 0,223$ дБ); 2 — при $\delta = 0,2$ ($\Delta a = 0,969$ дБ); 3 — при $\delta = 0,5$ ($\Delta a = 3,01$ дБ). Видно, что для получения $r_T = 5 \dots 10$ требуется $\alpha_L = 4 \dots 15$, при этом максимальное значение k составляет не более 2, т.е. проигрыш в K_P не превышает 3 дБ.

Простейшие цепи коррекции АЧХ на рис. 3.33, а, б выравнивают АЧХ транзистора в полосе частот до октавы без проигрыша K_P либо в полосе от 0 до f_B при снижении K_P в 2...4 раза относительно K_P транзистора на $f = f_B$ при коэффициентах трансформации $r_T < 10$. Для одновременного повышения коэффициента перекрытия по частоте, увеличения коэффициента трансформации при сохранении малой неравномерности АЧХ и без проигрыша в K_P надо переходить к более сложным (многоэлементным) цепям коррекции. На рис. 3.33, в приведена схема цепи коррекции в виде двух Г-цепочек. Такая цепь может обеспечивать полосу до 1,5...2,5 окт. при $a_{нак} = 3 \dots 6$ дБ/окт. и коэффициентах трансформации $r_T = R_T/r_{Bx} = 50 \dots 100$. Однако в литературе [2.3; 3.19] приводятся таблицы с оптимальными значениями LC-элементов данной схемы при отсутствии C_{Bx} , т.е. в предположении, что диапазон рабочих частот высок: $f > 3/2\pi\sqrt{L_{Bx}C_{Bx}}$ и влиянием C_{Bx} можно пренебречь.

При известных L_{Bx} , r_{Bx} и $a_{нак}$ (см. выше) для выбранного коэффициента трансформации $r_T = R_T/r_{Bx}$, например, такого, чтобы обеспечить R_T равным 75; 50; 25 либо 12,5 Ом, из табл. 3.11 определяют α -коэффициенты для расчета элементов в схеме рис. 3.33, в. Одновременно по этим таблицам оценивают результирующую неравномерность АЧХ Δa , и, если она оказывается выше допустимой, следует уменьшать r_T . Затем рассчитывают элементы:

$$C_1 = \frac{\alpha C_1}{2\pi f_B r_{Bx}}; \quad L_2 = \frac{\alpha L_2 r_{Bx}}{2\pi f_B}; \quad C_3 = \frac{\alpha C_3}{2\pi f_B r_{Bx}};$$

$$L_{кор} = \frac{\alpha L_4 r_{Bx}}{2\pi f_B} - L_{Bx}; \quad R_{Bx} = r_T r_{Bx}.$$

Таблица 3.11

| $\alpha_{\text{нак.}}$ дБ/окт. | K_f | r_r | $\Delta a, \text{дБ}$ | $10\alpha_{C1}$ | α_{L2} | $10\alpha_{C3}$ | α_{L4} |
|-----------------------------------|-------|-------|-----------------------|-----------------|---------------|-----------------|---------------|
| 3,0 | 1,42 | 20 | 0,03 | 0,67 | 18,1 | 2,97 | 4,04 |
| | | 30 | 0,07 | 0,55 | 23,8 | 2,71 | 4,53 |
| | | 40 | 0,11 | 0,46 | 29,1 | 2,53 | 4,91 |
| | | 50 | 0,13 | 0,41 | 33,7 | 2,40 | 5,22 |
| | 1,66 | 20 | 0,12 | 0,72 | 18,8 | 2,96 | 4,34 |
| | | 30 | 0,24 | 0,60 | 24,5 | 2,68 | 4,95 |
| | | 40 | 0,37 | 0,52 | 29,6 | 2,40 | 5,43 |
| | | 50 | 0,45 | 0,46 | 34,2 | 2,31 | 5,85 |
| | 2,00 | 20 | 0,29 | 0,78 | 19,5 | 2,91 | 4,69 |
| | | 30 | 0,60 | 0,66 | 25,4 | 2,56 | 5,53 |
| | | 40 | 0,89 | 0,58 | 30,2 | 2,30 | 6,18 |
| | | 50 | 1,19 | 0,52 | 34,7 | 2,13 | 6,78 |
| 4,0 | 1,35 | 15 | 0,09 | 0,60 | 16,8 | 2,68 | 4,30 |
| | | 20 | 0,08 | 0,57 | 20,8 | 2,63 | 4,38 |
| | | 25 | 0,06 | 0,51 | 24,0 | 2,41 | 4,83 |
| | | 30 | 0,08 | 0,45 | 26,7 | 2,44 | 4,62 |
| | | 40 | 0,10 | 0,36 | 32,4 | 1,99 | 5,92 |
| | | 50 | 0,08 | 0,33 | 38,3 | 1,86 | 6,50 |
| | | 80 | 0,18 | 0,25 | 53,2 | 1,60 | 7,86 |
| | | 100 | 0,18 | 0,22 | 60,4 | 1,57 | 7,87 |
| | 1,50 | 15 | 0,13 | 0,60 | 16,8 | 2,68 | 4,30 |
| | | 20 | 0,08 | 0,57 | 20,8 | 2,63 | 4,38 |
| | | 25 | 0,06 | 0,51 | 24,0 | 2,42 | 4,83 |
| | | 30 | 0,08 | 0,48 | 27,5 | 2,46 | 4,71 |
| | | 40 | 0,16 | 0,40 | 32,7 | 2,04 | 6,04 |
| | | 50 | 0,17 | 0,35 | 38,9 | 1,83 | 6,90 |
| | | 80 | 0,32 | 0,27 | 52,4 | 1,70 | 7,88 |
| | | 100 | 0,46 | 0,24 | 59,0 | 1,62 | 7,92 |
| | 1,66 | 15 | 0,15 | 0,60 | 16,8 | 2,68 | 4,30 |
| | | 20 | 0,09 | 0,57 | 15,6 | 2,63 | 3,29 |
| | | 25 | 0,12 | 0,51 | 14,4 | 2,48 | 4,80 |
| | | 30 | 0,19 | 0,46 | 28,4 | 2,06 | 6,42 |
| | | 40 | 0,30 | 0,44 | 33,8 | 2,06 | 6,20 |
| | | 50 | 0,42 | 0,38 | 38,9 | 1,87 | 7,05 |
| | | 80 | 0,81 | 0,31 | 51,9 | 1,66 | 7,92 |
| | | 100 | 1,08 | 0,27 | 58,4 | 1,64 | 7,91 |
| 2,00 | 15 | 0,16 | 0,60 | 16,8 | 2,68 | 4,30 | |
| | 20 | 0,15 | 0,60 | 19,6 | 2,79 | 4,36 | |
| | 25 | 0,30 | 0,59 | 23,2 | 2,55 | 4,88 | |
| | 30 | 0,48 | 0,57 | 29,1 | 2,07 | 6,51 | |
| | 40 | 0,85 | 0,49 | 35,1 | 2,08 | 6,50 | |
| | 50 | 1,01 | 0,45 | 39,5 | 1,90 | 7,25 | |
| | 80 | 2,09 | 0,34 | 55,5 | 1,70 | 7,89 | |
| | 100 | 2,04 | 0,32 | 63,9 | 1,60 | 8,17 | |
| 2,50 | 15 | 0,19 | 0,60 | 16,8 | 2,68 | 4,30 | |
| | 20 | 0,29 | 0,65 | 23,4 | 3,61 | 4,50 | |
| | 25 | 0,73 | 0,62 | 26,5 | 2,90 | 4,00 | |
| | 30 | 0,96 | 0,60 | 29,7 | 2,05 | 6,75 | |
| | 40 | 1,67 | 0,55 | 33,6 | 2,05 | 6,56 | |
| | 50 | 1,89 | 0,50 | 41,5 | 1,77 | 7,60 | |

Продолжение табл. 3.11

| $\alpha_{\text{нак.}}$ дБ/окт. | K_f | r_r | $\Delta a, \text{дБ}$ | $10\alpha_{C1}$ | α_{L2} | $10\alpha_{C3}$ | α_{L4} |
|-----------------------------------|-------|-------|-----------------------|-----------------|---------------|-----------------|---------------|
| 5,0 | 1,35 | 15 | 0,10 | 0,54 | 18,8 | 2,52 | 4,52 |
| | | 20 | 0,11 | 0,47 | 22,4 | 2,45 | 4,54 |
| | | 25 | 0,08 | 0,44 | 26,0 | 2,28 | 4,93 |
| | | 30 | 0,07 | 0,41 | 29,4 | 2,13 | 5,37 |
| | | 40 | 0,08 | 0,34 | 34,7 | 1,98 | 5,72 |
| | | 50 | 0,11 | 0,30 | 41,4 | 1,69 | 7,05 |
| | | 80 | 0,14 | 0,23 | 49,3 | 1,54 | 8,00 |
| | | 100 | 0,18 | 0,22 | 60,6 | 1,79 | 6,28 |
| | 1,50 | 15 | 0,12 | 0,46 | 18,0 | 2,54 | 4,34 |
| | | 20 | 0,12 | 0,46 | 22,2 | 2,48 | 4,42 |
| | | 25 | 0,09 | 0,44 | 26,0 | 2,28 | 4,93 |
| | | 30 | 0,08 | 0,41 | 29,1 | 2,07 | 5,55 |
| | | 40 | 0,14 | 0,36 | 34,7 | 2,00 | 5,72 |
| | | 50 | 0,16 | 0,30 | 42,0 | 1,66 | 7,40 |
| | | 80 | 0,26 | 0,25 | 56,4 | 1,53 | 8,16 |
| | | 100 | 0,38 | 0,22 | 65,7 | 1,40 | 9,06 |
| | 1,66 | 15 | 0,15 | 0,36 | 15,9 | 2,48 | 4,28 |
| | | 20 | 0,12 | 0,46 | 22,2 | 2,48 | 4,42 |
| | | 25 | 0,09 | 0,44 | 26,0 | 2,29 | 4,93 |
| | | 30 | 0,13 | 0,42 | 29,4 | 2,10 | 5,49 |
| | | 40 | 0,20 | 0,37 | 36,8 | 1,75 | 7,20 |
| | | 50 | 0,30 | 0,34 | 42,6 | 1,68 | 7,60 |
| | | 80 | 0,62 | 0,44 | 56,2 | 1,55 | 8,24 |
| | | 100 | 0,91 | 0,24 | 62,4 | 1,42 | 9,12 |
| 2,00 | 15 | 0,41 | 0,34 | 15,9 | 2,48 | 4,27 | |
| | 20 | 0,40 | 0,43 | 21,2 | 2,35 | 4,64 | |
| | 25 | 0,15 | 0,44 | 26,0 | 2,28 | 4,96 | |
| | 30 | 0,24 | 0,46 | 31,2 | 2,23 | 5,34 | |
| | 40 | 0,55 | 0,42 | 37,3 | 2,11 | 5,80 | |
| | 50 | 0,83 | 0,26 | 42,8 | 1,69 | 7,80 | |
| | 80 | 1,57 | 0,32 | 48,5 | 1,56 | 8,32 | |
| | 100 | 1,78 | 0,28 | 65,8 | 1,44 | 8,77 | |
| 2,50 | 15 | 0,67 | 0,26 | 15,9 | 2,45 | 4,75 | |
| | 20 | 0,26 | 0,42 | 21,6 | 2,32 | 4,72 | |
| | 25 | 0,16 | 0,47 | 27,0 | 2,32 | 4,95 | |
| | 30 | 0,41 | 0,48 | 32,7 | 2,24 | 5,40 | |
| | 40 | 1,20 | 0,45 | 37,3 | 2,08 | 5,88 | |
| | 50 | 1,44 | 0,42 | 46,1 | 1,68 | 7,85 | |
| 6,0 | 1,35 | 15 | 0,15 | 0,116 | 13,6 | 2,32 | 4,47 |
| | | 20 | 0,16 | 0,35 | 23,0 | 2,36 | 4,52 |
| | | 25 | 0,12 | 0,38 | 28,0 | 2,16 | 5,13 |
| | | 30 | 0,13 | 0,35 | 31,5 | 2,07 | 5,34 |
| | | 40 | 0,10 | 0,32 | 38,2 | 1,98 | 5,60 |
| | | 50 | 0,12 | 0,29 | 43,6 | 1,63 | 7,05 |
| | | 80 | 0,13 | 0,22 | 59,5 | 1,42 | 8,32 |
| | | 100 | 0,14 | 0,21 | 62,4 | 1,68 | 6,90 |
| | 1,50 | 15 | 0,16 | 0,12 | 13,6 | 2,32 | 4,97 |
| | | 20 | 0,17 | 0,35 | 23,0 | 2,39 | 4,52 |
| | | 25 | 0,15 | 0,36 | 27,5 | 2,14 | 5,15 |
| | | 30 | 0,13 | 0,35 | 31,5 | 2,07 | 5,34 |
| | | 40 | 0,11 | 0,32 | 38,2 | 1,99 | 5,60 |

| α _{нак.} дБ/окт. | K _f | r _r | Δα, дБ | 10α _{C1} | α _{L2} | 10α _{C3} | α _{L4} |
|------------------------------|----------------|----------------|--------|-------------------|-----------------|-------------------|-----------------|
| | | | | | | | |
| 6,0 | 1,50 | 50 | 0,13 | 0,29 | 44,5 | 1,59 | 7,45 |
| | | 80 | 0,22 | 0,23 | 60,2 | 1,42 | 8,32 |
| | | 100 | 0,30 | 0,20 | 69,5 | 1,35 | 9,12 |
| | 1,66 | 15 | 0,41 | 0,12 | 13,6 | 2,32 | 4,51 |
| | | 20 | 0,26 | 0,36 | 15,2 | 2,15 | 4,90 |
| | | 25 | 0,24 | 0,31 | 22,3 | 2,31 | 4,80 |
| | | 30 | 0,13 | 0,35 | 31,5 | 2,07 | 5,34 |
| | | 40 | 0,14 | 0,33 | 38,6 | 2,00 | 5,60 |
| | | 50 | 0,22 | 0,29 | 42,6 | 1,61 | 6,60 |
| | 2,00 | 80 | 0,48 | 0,25 | 60,9 | 1,45 | 8,64 |
| | | 100 | 0,66 | 0,22 | 69,6 | 1,36 | 9,32 |
| | | 15 | 0,93 | 0,10 | 13,6 | 2,32 | 4,51 |
| | | 20 | 0,39 | 0,15 | 15,2 | 2,15 | 4,90 |
| | | 25 | 0,24 | 0,36 | 22,3 | 2,31 | 4,80 |
| | | 30 | 0,13 | 0,35 | 31,5 | 2,07 | 5,34 |
| | 2,50 | 40 | 0,33 | 0,33 | 38,6 | 2,00 | 5,60 |
| | | 50 | 0,35 | 0,33 | 42,6 | 1,82 | 6,60 |
| | | 80 | 1,10 | 0,27 | 62,1 | 1,42 | 8,56 |
| | | 100 | 1,41 | 0,25 | 65,8 | 1,35 | 9,15 |
| | | 15 | 1,60 | 0,10 | 17,4 | 2,37 | 4,95 |
| | | 20 | 0,88 | 0,12 | 15,2 | 2,24 | 4,86 |
| | 25 | 0,51 | 0,28 | 22,3 | 2,36 | 4,32 | |
| | 30 | 0,19 | 0,33 | 31,2 | 2,04 | 5,46 | |
| | 40 | 0,42 | 0,35 | 39,6 | 2,02 | 5,68 | |
| 50 | 0,74 | 0,33 | 47,8 | 1,65 | 7,15 | | |
| 80 | 1,67 | 0,30 | 67,7 | 1,50 | 8,56 | | |
| 100 | 2,16 | 0,25 | 65,8 | 1,35 | 9,15 | | |

Мощность $P_{вх}$, которая должна поступать на данный каскад с цепью коррекции рис. 3.33, в, и мощность, которая рассеивается в балластном сопротивлении квадратурного моста деления (в схеме на рис. 3.32), рассчитываются по (3.30) и (3.31). Отметим, что на УВЧ-СВЧ L_2 и $L_{кор}$, а также C_1 и C_3 могут выполняться на отрезках длинных линий при $l_s < (0,1 \dots 0,15)\lambda_b$.

В диапазоне СВЧ при построении широкодиапазонных входных цепей связи часто разделяют задачи трансформации сопротивлений (включая согласования комплексных нагрузок) и коррекции неравномерности коэффициента усиления транзистора в рабочей полосе частот. Пример такого построения рассмотрен в [1.1, рис. 3.20, в]. Генераторы выполняют также по квадратурной схеме. На входе транзистора устанавливается (либо монтируется внутри его корпуса) цепь связи, близкая к ФНЧ-трансформатору, которая повышает резистивную составляющую примерно до 50, 25 или 12,5 Ом и одновременно компенсирует реактивную составляющую входного сопротивления в рабочей полосе частот. Перед трансформирующей (согласующей) цепью включают цепь коррекции АЧХ (рис. 3.36) на двух линиях. На $f = f_b$ электрическая длина обеих линий составляет $\lambda/2$. Поэтому напряжения U_1 и U_2 , поступающие на балластное сопротивление, оказываются в фазе и равны по амплитуде

Таблица 3.12

| Параметр | α _{нак.} дБ/окт. | | |
|--------------------------------|---------------------------|-------|-------|
| | 4 | 5 | 6 |
| Z_{c1}/R_H | 1,181 | 0,963 | 0,81 |
| Z_{c2}/R_H | 1,51 | 1,65 | 1,80 |
| R_6/R_H | 1,84 | 1,68 | 1,57 |
| $R_{вх.ном}/R_H$ | 0,993 | 0,986 | 0,978 |
| КБВ _{Ф_{мин}} | | | |
| Δα, дБ | 0,32 | 0,42 | 0,54 |

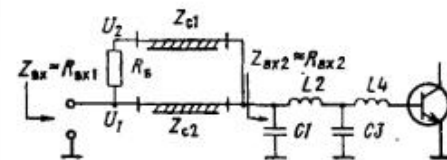


Рис. 3.36

(что достигается определенным выбором значений R_6 , волновых сопротивлений Z_{c1} и Z_{c2} линий) и на R_6 не рассеивается мощность. Наоборот, на $f = f_b$ электрическая длина линий составляет $\lambda/4$, поэтому напряжения U_1 и U_2 находятся в противофазе и на R_6 выделяется наибольшая доля мощности, потребляемой от предыдущего каскада, которая определяется по (3.31) при замене коэффициента 2 на 1. В табл. 3.12 на основании результатов работы [3.11] приведены нормированные значения волновых сопротивлений линий Z_{c1} , Z_{c2} , балластного сопротивления R_6 и номинального входного сопротивления $R_{вх.ном}$ относительно нагрузочного сопротивления R_H , а также КБВ_{Ф_{мин}} и $\Delta\alpha$ для трех значений неравномерности коэффициента усиления транзистора по мощности $\Delta\alpha_{нак}$. Согласно обозначениям на рис. 3.36 $R_{вх.ном} = R_{вх1}$ и $R_H = R_{вх2}$.

3.7. Проектирование и расчет синфазных и противофазных мостовых схем сложения и деления мощности

Мостовые схемы применяют для сложения мощности произвольного числа радиочастотных генераторов или для деления мощности данного генератора в любое число раз для возбуждения транзисторов (генераторов) в последующем, более мощном каскаде. В общем случае генераторы могут различаться по амплитудам и фазам выходных напряжений (токов). Нагрузочные (основные и балластные) и входные сопротивления мостовой схемы могут быть резистивными или комплексными. Аналогично у мостовой схемы деления нагрузочные, балластные и входные сопротивления могут быть неодинаковыми и комплексными. Однако большей частью ограничиваются построением мостовых схем либо для сложения мощности одинаковых генераторов с равными амплитудами напряжений (токов) и внутренними сопротивлениями, либо для деления мощности от общего источника на равные части при одинаковых нагрузках — входных сопротивлениях генераторов. Исключение составляют мостовые схемы последовательного (цепочечного) типа [2.3]. Кроме того, во многих случаях ограничиваются резистивными нагрузочными (входными) и балластными сопротивлениями, что важно, например, при построении широкодиапазонных мостовых схем. По числу генераторов выделяют мостовые схемы для двух генераторов ($N = 2$) и для произвольного их числа ($N > 2$).

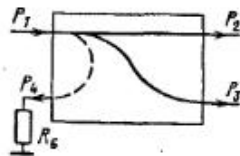


Рис. 3.37

Мостовые схемы делят на схемы сложения (деления) по току и по напряжению. В схемах сложения (деления) по току при суммировании ток в нагрузке равен сумме токов, а напряжение на нагрузке равно напряжению отдельных генераторов. При делении токи в нагрузочных сопротивлениях составляют N -ю часть от тока, а напряжения равны напряжению источника возбуждения. В схемах сложения (деления) по напряжению при суммировании напряжение на нагрузке равно сумме напряжений, а ток равен току отдельных генераторов. При делении напряжения на нагрузочных сопротивлениях составляют N -ю часть от всего напряжения, а токи равны току источника возбуждения.

Основные параметры схем обычно определяют в режиме деления мощности. В частности, для моста деления на два (рис. 3.37) основными параметрами являются рабочее c_{1-2} и переходное c_{1-3} затухания, которые определяют относительные значения мощностей, поступающих со входа 1 на выходы 2 и 3, выраженные в децибелах:

$$c_{1-2ном} = -10 \lg(P_{2ном}/P_1); \quad c_{1-3ном} = -10 \lg(P_{3ном}/P_1). \quad (3.33)$$

Отклонения Δc_{1-2} и Δc_{1-3} от номинальных значений (3.33) обусловлены неточностью обеспечения рабочих характеристик мостовой схемы (например, в полосе частот). Кроме того, диссипативные потери в элементах моста приводят к снижению мощностей на выходах 2 и 3 относительно их номинальных значений. Поэтому помимо

$$\Delta c_{1-2} = -10 \lg(P_2/P_{2ном}); \quad \Delta c_{1-3} = -10 \lg(P_3/P_{3ном})$$

вводят

$$\Delta c_{1-2пот} = -10 \lg(P_{2вых}/P_{2вых}); \quad \Delta c_{1-3пот} = -10 \lg(P_{3вых}/P_{3вых}),$$

отражающие потери в мостовой схеме.

Обычно Δc_{1-2} и Δc_{1-3} не превышают $\pm(0,2 \dots 0,5)$ дБ, а $\Delta c_{1-2пот}$ и $\Delta c_{1-3пот}$ составляют не более $(0,2 \dots 0,3)$ дБ при $c_{1-2ном} = c_{1-3ном} = 3$ дБ (для моста с $N = 2$).

Степень развязки, обеспечиваемую мостом (или просто развязка) в режиме деления, характеризует прохождение некоторой части мощности P_1 в балластное сопротивление R_6 (рис. 3.37). Развязку также выражают в децибелах $c_{1-4} = -10 \lg(P_4/P_1)$, и обычно она должна составлять не менее $(20 \dots 30)$ дБ.

Степень согласования моста по входу и выходу оценивают через КБВ_{вх} и КБВ_{вых} (либо через КСВ_{вх} и КСВ_{вых}). Они определяют степень возможных отклонений входного и выходных сопротивлений моста относительно номинальных значений $R_{вх,ном}$ и $R_{вых,ном}$. Как правило, КБВ_{вх} и КБВ_{вых} должны быть не ниже $0,8 \dots 0,9$.

По частотным характеристикам мостовые схемы разделяют на узкодиапазонные (резонансные) и широкодиапазонные. Узкодиапазонные схемы обеспечивают заданные характеристики только на фиксированной частоте, а при некоторых допусках на неравномерность АЧХ коэффициента передачи мощности в основную нагрузку, на развязку между входами, на КБВ на входе (или выходе) и т.д. — в достаточно узкой полосе частот при $K_f = 1,05 \dots 1,2$. Широкодиапазонные мостовые схемы обеспечивают заданные характеристики с некоторыми допусками в диапазоне частот при K_f от $1,1 \dots 1,2$ до $K_f = 10 \dots 20$ и выше.

Выделяют синфазные, противофазные и квадратурные мостовые схемы, в которых суммируемые генераторы работают соответственно в фазе ($\varphi = 0$), в противофазе ($\varphi = 180^\circ$) и со сдвигом по фазе на 90° . В этом параграфе рассматривается проектирование синфазных и противофазных мостовых схем. Синфазные схемы выполняют для суммирования (деления) мощности двух и более генераторов ($N \geq 2$). Противофазные схемы выполняют только для $N = 2$. Они не имеют особых преимуществ перед синфазными. В настоящее время их применяют при построении коллекторной (стоковой) цепи двухтактных ключевых генераторов (см. § 2.6), а также при последовательном суммировании мощности двух противофазно работающих генераторов. Противофазные мосты получаются из синфазных с $N = 2$, в которых меняются "ролями" нагрузочное и балластное сопротивления [1.1].

Широкодиапазонные мостовые схемы в диапазоне частот до $50 \dots 100$ МГц и выше выполняют на трансформаторах с магнитной связью между обмотками или на трансформаторах-линиях. В мостовых схемах применяют в основном трансформаторы с коэффициентом трансформации 1:1. Их основные функции: поворот фазы на 180° , переход от несимметричной нагрузки к симметричной, компенсация фазового сдвига. Возможно включение трансформаторов с коэффициентом трансформации, отличным от единицы, и построение мостовых схем с дополнительной трансформацией нагрузочных и входных сопротивлений.

Частотные характеристики таких мостовых схем в основном определяются частотными свойствами трансформаторов, на которых они выполняются. В трансформаторах с магнитными связями частотные ограничения снизу обусловлены индуктивностями намагничивания, а сверху — индуктивностями рассеяния и паразитными емкостями; или, соответственно в трансформаторах на линиях — продольными индуктивностями линий и фазовыми сдвигами в них. В дальнейшем ограничимся рассмотрением мостовых схем только на трансформаторах-линиях. Именно они находят широкое применение в транзисторных радиопередатчиках на частотах приблизительно от $0,1$ МГц при мощностях до $0,1 \dots 20$ кВт.

На рис. 3.38,а показана мостовая схема сложения по напряжению на трансформаторах Т1 и Т2 для двух синфазно работающих генераторов ($N = 2$). Входные, нагрузочное и балластное сопротивления соответственно равны $R_{вх1} = R_{вх2} = R$, $R_n = R_6 = 2R$. Волновые сопротивления линий $Z_{c1} = Z_{c2} = R$. Напряжения и токи в линиях $U_n = U_r = U_n/2$, $I_n = I_r = I_n$. Продольное напряжение на верхней

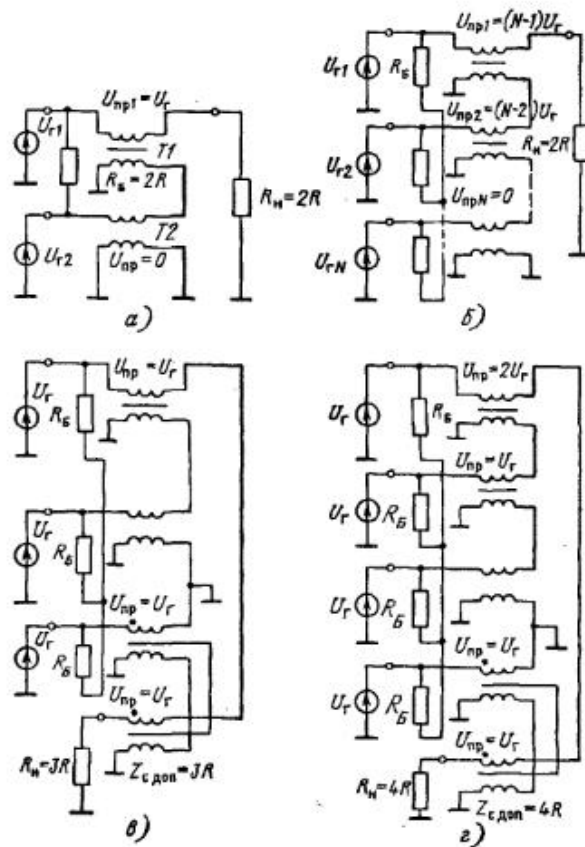


Рис. 3.38

линии $U_{пр} = U_r$, и поэтому она должна быть помещена на магнитопроводе. Нижняя линия — фазокомпенсирующая, обеспечивает такой же фазовый сдвиг, как в верхней линии, чтобы колебания от каждого генератора поступали в общую нагрузку R_H синфазно.

На нижних частотах, где фазовый набег в линиях можно не учитывать, характеристики моста определяются продольной индуктивностью одного из проводников линии Т1. В схеме рис. 3.38,а она шунтирует второй генератор, и, чтобы оно было незначительным, должно обеспечиваться $2\pi f_H L_{пр} > (3 \dots 5)R$. С ростом частоты начинает ухудшаться развязка между входами моста (между генераторами). Чтобы развязка была не ниже 20...30 дБ, электрическая длина линий должна быть не более $\theta = 3,5 \dots 7^\circ$ [1.45]. Если последовательно с $R_6 = 2R$ включить корректирующую индуктивность $2L_{кор}$ [1.45], где

$$L_{кор} = 3,3 \cdot 10^{-9} R \ell_3 \sqrt{\epsilon_{эф}}, \quad (3.34)$$

(R — в омах, ℓ_3 — длина линии в метрах), то при той же развязке между генераторами длина линии может быть увеличена до $\theta = 10 \dots 20^\circ$ [1.45]. Отметим, что возможность применения линий большей длины позволяет либо увеличивать мощность моста, поскольку можно увеличить число витков или использовать магнитопровод с большим поперечным сечением, либо, сохраняя ту же длину линий, увеличивать f_B , т.е. расширять рабочую полосу частот [1.45].

На рис. 3.38,б приведена схема моста суммирования по напряжению для произвольного числа генераторов ($N \geq 2$). Входные сопротивления, волновые сопротивления линий и балластные сопротивления, включенные по схеме N -лучевой звезды, равны R . Напряжения и токи в линиях $U_{л} = U_r = U_H/N$, $I_{л} = I_r = I_H$, в то время как продольные напряжения оказываются разными (как в трансформаторе на рис. 3.12): максимальное $U_{пр\max} = (N-1)U_r = U_{пр}$ на первой линии, на второй и последующих оно уменьшается каждый раз на величину U_r так, что у N -й линии равно нулю. Относительно высокие и неодинаковые $U_{пр}$ на линиях являются основным недостатком такой схемы сложения. В то же время в этой схеме происходит увеличение нагрузочного сопротивления ($R_H = NR_{вх}$), что важно для перехода от низкоомных транзисторных генераторов к более высокоомной нагрузке. Поэтому практически в одной мостовой схеме суммируют мощности не более трех-четырех генераторов, а для снижения продольных напряжений на линиях переходят к схемам рис. 3.38,в,г с дополнительной линией, позволяющей изменить точку заземления на выходе схемы основного моста. Важно, что дополнительная линия с волновым сопротивлением $Z_{с.доп} = R_H$ может размещаться вместе с N -й линией на общем магнитопроводе и иметь такое же число витков. Начало обмоток на рис. 3.38,в,г показано точками.

Необходимая продольная индуктивность линий, допустимая электрическая длина и возможность ее увеличения путем включения последовательно с каждым балластным сопротивлением корректирующих индуктивностей (3.34) находится так же, как для схемы рис. 3.38,а [1.45]. Если в схемах рис. 3.38,в,г дополнительные линии размещены на отдельном магнитопроводе, то их рассчитывают, как трансформатор 1:1, обеспечивающий переход к несимметричной нагрузке.

На рис. 3.39,а показана схема моста сложения по току для двух генераторов. Она содержит две линии равных волновых сопротивлений $Z_c = R$ и одинаковой длины. Линии можно размещать на общем магнитопроводе (точкой указаны начала обмоток). Входные, нагрузочное и балластные сопротивления равны $R_{вх1} = R_{вх2} = R$, $R_H = R_6 = R/2$. Для обеспечения развязки между генераторами на нижней граничной частоте 20...30 дБ продольная индуктивность линий должна быть $2\pi f_H L_{пр} > (2 \dots 5)R$ [1.45]. На высоких частотах развязка определяется, как и в схеме рис. 3.38,а, т.е. для получения 20...30 дБ электрическая длина линий должна быть не более $\theta = 3,5 \dots 7^\circ$. При подключении параллельно R_H корректирующей емкости $2C_{кор}$ [1.45], где

$$C_{кор} = 3,3 \cdot 10^{-9} \ell_3 \sqrt{\epsilon_{эф}}/R, \quad (3.35)$$

Таблица 3.13

| N | 3 | 4 | 5 | 6 | 9 | 12 |
|-------|-------|-----|-----|--------|-------|-------|
| r_1 | 1,817 | 1,0 | 1,0 | 0,7014 | 0,474 | 0,353 |
| r_2 | 0,555 | 1,0 | 1,0 | 1,438 | 2,23 | 3,315 |

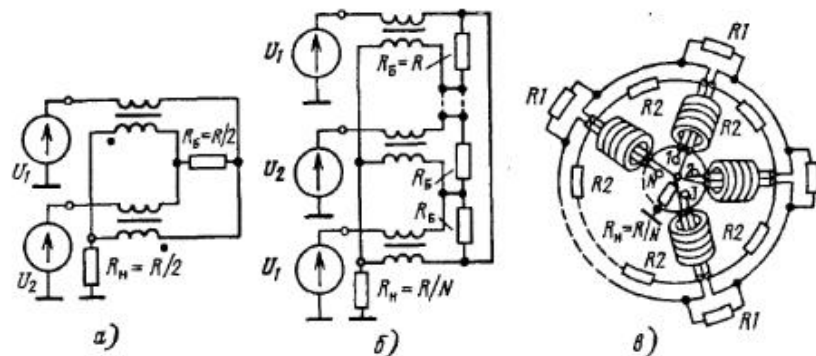


Рис. 3.39

при той же развязке длина линий может быть увеличена до $\theta \approx 10 \dots 20^\circ$.

Важным достоинством схемы суммирования по току является отсутствие продольных напряжений на линиях в рабочем режиме. Для схемы рис. 3.39, а расчет магнитопровода надо вести исходя из аварийного режима (при работающем одном из генераторов) на $U_{\text{пр}} = 0,25U_T$. В [1.45, рис. 3.24] рассматриваются некоторые модификации мостовых схем суммирования по току для двух генераторов. Путем подключения дополнительных линий снимаются ограничения на f_b или электрическую длину линий, в частности к такому мосту можно подключать двухтактные генераторы с симметричными выходами.

Для суммирования по току $N > 2$ генераторов можно использовать схему на рис. 3.39, б. Значения волновых сопротивлений линий $Z_c = R$. Балластные сопротивления $R_b = R$ включаются по схеме многоугольника. Необходимые продольные индуктивности линий $L_{\text{пр}}$ при заданной развязке между генераторами на $f \rightarrow f_{\text{н}}$ приближенно можно считать, как для $N = 2$, а более точно — по формулам [1.45]. Электрическая длина линий на $f = f_b$ должна быть не более $\theta = 3,5 \dots 7^\circ$. При включении параллельно нагрузочному сопротивлению $R_n = R/N$ корректирующей емкости $NC_{\text{кор}}$, определяемой по (3.35), длина линии может быть увеличена до $\theta = 10 \dots 20^\circ$. В рабочем режиме продольные напряжения на линиях равны нулю. Магнитопровод линий рассчитывают исходя из $U_{\text{пр max}} = U_T(N-1)/(2N)$, получающегося при выходе из строя одного из генераторов. Включением дополнительных линий можно снять ограничения на f_b , т.е. на максимальную длину линий. Пример схемы такого моста приведен на рис. 3.39, в. Здесь две группы балластных сопротивлений R_{b1} и R_{b2} включены по схемам многоугольников. В табл. 3.13 приведены оптимальные значения нормированных балластных сопротивлений $r_1 = R_{b1}/R$, $r_2 = R_{b2}/R$, при которых достигается наибольшая развязка (до 25...45 дБ) между генераторами [1.45].

Остановимся на расчете балластных сопротивлений, включаемых по схемам N -угольника (рис. 3.40, а), N -лучевой звезды (рис. 3.40, б) и полного N -угольника (рис. 3.40, в). В последнем случае все генераторы

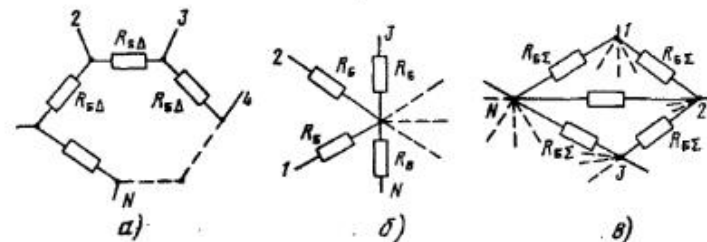


Рис. 3.40

соединяются между собой балластными сопротивлениями по принципу каждый с каждым. При необходимости можно перейти от одной схемы к другой. В частности, значения балластных сопротивлений в схемах N -угольника и полного N -угольника можно определить при известном R_b в схеме N -лучевой звезды из следующих соотношений:

$$R_{b\Delta} = \begin{cases} 2R_b & \text{при } N = 2; \\ \frac{2N}{N-1}R_b & \text{при } N \geq 3; \end{cases} \quad R_{b\Sigma} = NR_b \text{ при } N \geq 4.$$

В номинальном режиме на R_b мощность не рассеивается. При отклонениях от него на R_b начинает рассеиваться часть мощности генераторов, причем наихудший ("аварийный") режим, когда не работают от одного до $N-1$ генераторов и на R_b выделяется наибольшая мощность. В мостовых схемах для двух генераторов с одним балластным сопротивлением R_b максимальная рассеиваемая мощность, на которую оно должно рассчитываться, $P_{R_b \text{ max}} = 0,5P_T$. В схемах для $N \geq 3$ при включении сопротивлений R_b по схеме N -лучевой звезды или N -угольника максимальная рассеиваемая мощность, на которую они должны рассчитываться, $P_{R_b \text{ max}} = [(N-1)/N]^2 P_{Ti}$ [2.4], а при включении сопротивлений R_b по схеме полного N -угольника $P_{R_b \text{ max}} = P_{Ti}/N$ (при $N \geq 4$).

Важно, что переход к схеме полного N -угольника хотя и ведет к увеличению числа балластных сопротивлений, зато значительно снижает рассеиваемую мощность в каждом из них.

Структурная схема резонансных синфазных мостовых схем приводится к [1.1, рис. 3.41]. Она реализуется на сосредоточенных LC-элементах или на отрезках линий с электрической длиной $\lambda/4$ либо меньше $\lambda/4$ [1.1, рис. 3.42]. Первые применяют на относительно низких частотах (до 100...300 МГц), вторые — на более высоких частотах. В зависимости от уровня мощности мосты выполняются как с изолированными, так и с соединенными с корпусом балластными сопротивлениями. Резонансные мостовые схемы применяют в первую очередь там, где из-за большого уровня мощности или высоких частот не

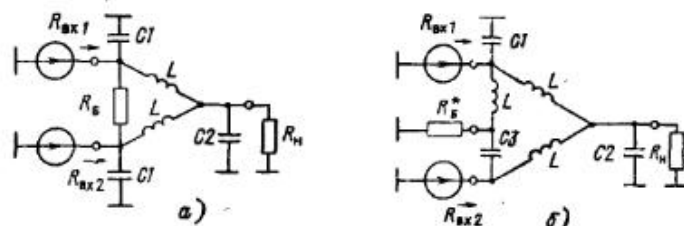


Рис. 3.41

Таблица 3.14

| $R_{вх}/R_{н}$ | 0,5 | 1 | 2 |
|---|---|--|--|
| $X_L = X_{C1} = X_{C2} $ $ X_{C3} $ $R_б$ $R_б^*$ | $R_{н}$ $0,5R_{н}$ $R_{н}$ $R_{н}$ | $\sqrt{2}R_{н}$ $R_{н}/\sqrt{2}$ $2R_{н}$ $R_{н}$ | $2R_{н}$ $R_{н}$ $4R_{н}$ $R_{н}$ |

удаётся выполнить мосты на трансформаторах с магнитопроводом, например в мощных ламповых генераторах и передатчиках в диапазоне кило- и гекаметровых волн, работающих на фиксированных частотах. Достаточно часто резонансные мосты строят для суммирования по два ($N = 2$). Примеры таких мостов приводятся в [1.1, рис. 3.43 и 3.44; 2.3, рис. 6.6, б, 6.7, 6.9 и 6.10].

При построении мостов на LC-элементах используют, как правило, П-цепочки в виде ФНЧ [1.1, рис. 3.42, а], что позволяет благодаря объединению емкостей соседних цепочек уменьшить общее число реактивных элементов и одновременно обеспечить дополнительную фильтрацию высших гармоник в нагрузке.

Расчет резонансных мостовых схем при $N \geq 2$ сводится к определению величин реактивных сопротивлений LC-элементов или волновых сопротивлений линий входящих в них четырехполюсников [1.1, с. 192–193]. Затем находят значения L- и C-элементов или геометрические размеры основных и подводящих полосковых линий (по формулам (3.40) и (3.42), приняв $l_3/\lambda_{н} = 0,25$ и $f_{н} = f_0$, и § 3.11). В качестве примеров на рис. 3.41 показаны мостовые схемы на LC-элементах с изолированным и заземленным $R_б$, а в табл. 3.14 приведены значения реактивных элементов и сопротивления $R_б$ для трех отношений $R_{вх}/R_{н}$.

Для правильного выбора и конструирования LC-элементов мостовых схем необходимо знать токи, напряжения и реактивные мощности, действующие в них, а также вносимые ими потери и далее рассчитывать КПД моста. Здесь можно поступать аналогично § 3.2 с учетом того, что напряжения на каждом входе моста $U_{вх} = \sqrt{2P_{вх}R_{вх}}$, на выходе $U_{н} = \sqrt{2P_{н}R_{н}}$, напряжение на $R_б$ равно нулю (в номинальном режиме) и поэтому напряжения на продольных реактивных элементах $U_{пр} = \sqrt{U_{вх}^2 + U_{н}^2}$ (с учетом фазового сдвига на 90° между $U_{вх}$ и $U_{н}$). В схеме рис. 3.41, б напряжения на L и C3, подключенных к $R_б$, равны $U_{вх}$.

Отметим, что в приведенных формулах $P_{вх}$ — мощность, отдаваемая одним из генераторов, $P_{н}$ — мощность, получаемая двумя генераторами. Расчет мостов при реализации их на симметричных и несимметричных полосковых линиях с учетом потерь в них дается в [3.7, с. 138–142].

Для расширения диапазона рабочих частот до $K_f = 1,5 \dots 4$ и выше в мостах на сосредоточенных LC-элементах применяют специальные широкодиапазонные четырехполюсники, расчет которых дается в [2.3]. В мостах на линиях с $l_3 = \lambda/4$ и $l_3 < \lambda/4$ переходят к ступенчатым мостам или попарному сложению [1.1, рис. 3.45], в которых оптимальным образом подбирают волновые сопротивления линии и величины балластных сопротивлений отдельных ступеней, чтобы обеспечить наилучшие частотные характеристики при заданном K_f . Некоторые частные примеры таких мостовых схем приводятся в [2.3; 3.1; 3.5]. Другой способ расширения полосы в мостовых схемах на линиях — переход к схемам с распределенным балластным сопротивлением. В [3.20] приводится конструкция моста с $N = 2$ с распределенным $R_б$, который обеспечивает полосу от 0,6 до 18 ГГц.

3.8. Проектирование и расчет квадратурных схем сложения и деления мощности

Квадратурные мостовые схемы благодаря целому ряду преимуществ [1.1] широко используют при построении отдельных радиочастотных каскадов (см. § 2.2), телевизионных и УКВ-ЧМ передатчиков в виде двух полукомплектов (см. гл. 7 и 8), а также при суммировании мощностей генераторов (см. § 2.7 и [2.3]).

Структурная схема резонансных квадратурных мостовых схем приведена в [1.1, рис. 3.46]. Такие мосты выполняют на относительно низких частотах на четырехполюсниках из сосредоточенных LC-элементов, а на относительно высоких — на четвертьволновых $\lambda/4$ или укороченных $< \lambda/4$ отрезках длинных линий. Реактивные сопротивления LC-элементов и волновые сопротивления четвертьволновых линий определяют из соотношений [1.1, с. 196]. Для перехода к мостовой схеме на линиях с $l_3 < \lambda/4$ необходимо воспользоваться соотношениями [1.1, с. 193]. Расчет геометрических размеров (ширины и длины) полосковых линий, на которых выполняются квадратурные мосты и подводящие к ним линии, можно выполнять по (3.40) и (3.42), приняв $l_3/\lambda_{н} = 0,25$ и $f_{н} = f_0$ и используя материал § 3.11.

Рассмотрим особенности построения мостовых схем на сосредоточенных LC-элементах. В качестве четырехполюсников лучше использовать П-цепочки [2.3, рис. 6.5, а, в], так как в этом случае можно объединить реактивные элементы соседних четырехполюсников и тем самым уменьшить их общее число до восьми. Возможные четыре варианта построения таких схем показаны на рис. 3.42. При заданных входных

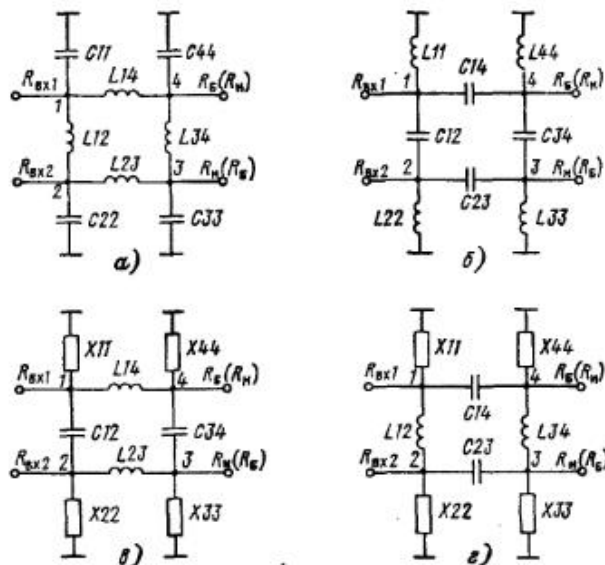


Рис. 3.42

$R_{вх1} = R_{вх2} = R_{вх}$ и нагрузочных $R_{н} = R_{г}$ сопротивлений реактивные сопротивления LC-элементов определяют из соотношений, следующих из [1.1, с. 196]:

для "продольных" и "поперечных" индуктивностей и емкостей

$$X_{14} = X_{23} = \sqrt{0,5 R_{вх} R_{н}}; \quad X_{12} = R_{вх}; \quad X_{34} = R_{н};$$

для "входных" и "выходных" емкостей или индуктивностей в схемах рис. 3.42, а, б

$$X_{11} = X_{22} = R_{вх} \sqrt{R_{вх} R_{н}} / (\sqrt{2} R_{вх} + \sqrt{R_{вх} R_{н}});$$

$$X_{33} = X_{44} = R_{н} \sqrt{R_{вх} R_{н}} / (\sqrt{2} R_{н} + \sqrt{R_{вх} R_{н}});$$

для "входных" и "выходных" реактивностей в схемах рис. 3.42, в, г

$$X_{11} = X_{22} = \mp R_{вх} \sqrt{R_{вх} R_{н}} / (\sqrt{2} R_{вх} - \sqrt{R_{вх} R_{н}}); \quad (3.36)$$

$$X_{33} = X_{44} = \mp R_{н} \sqrt{R_{вх} R_{н}} / (\sqrt{2} R_{н} - \sqrt{R_{вх} R_{н}}),$$

где знак минус — для схемы рис. 3.42, в, знак плюс — для схемы рис. 3.42, г. Если в результате расчетов по (3.36) получаются отрицательные значения, то включают емкости C_{11} и C_{22} или C_{33} и C_{44} , если положительные — индуктивности L_{11} и L_{22} или L_{33} и L_{44} . Отметим, что при $R_{вх} = 0,5 R_{н}$ или $R_{вх} = 2 R_{н}$ согласно (3.36) $X_{11} = X_{22} = \infty$ или $X_{33} = X_{44} = \infty$ и мостовые схемы на рис. 3.42, в, г содержат всего

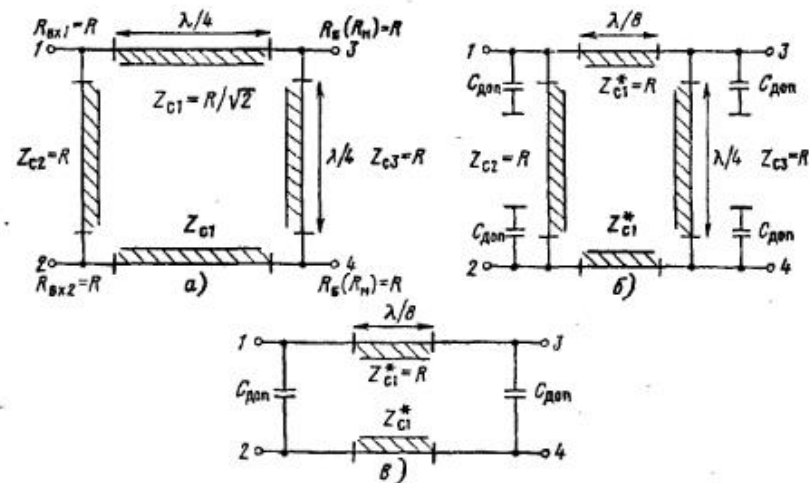


Рис. 3.43

по шесть реактивных элементов. Расчеты напряжений и токов в LC-элементах, расчет в них потерь и далее КПД моста можно проводить так же, как для схем рис. 3.41 в § 3.7, с учетом того, что в номинальном режиме согласно обозначениям на рис. 3.42:

$$U_{11} = U_{вх1}; \quad U_{22} = U_{вх2}; \quad U_{33} \text{ и } U_{44} \text{ равны } 0 \text{ или } U_{н}; \quad U_{34} = U_{н};$$

$$U_{12} = \sqrt{U_{вх1}^2 + U_{вх2}^2} = \sqrt{2} U_{вх}; \quad U_{14} \text{ и } U_{23} \text{ равны } \sqrt{U_{вх}^2 + U_{н}^2} \text{ или } U_{вх}.$$

На рис. 3.43, а приведен квадратурный мост на четырех отрезках линий с $l_3 = \lambda/4$ (см. [1.1, рис. 3.47, б]), так называемый двухшлейфовый мост. При $R_{вх} = R_{н} = R$ волновое сопротивление продольных линий $Z_{c1} = R/\sqrt{2}$, а поперечных $Z_{c2} = Z_{c3} = R$. Если укоротить продольные линии до $l_3 = \lambda/8$, то согласно [1.1, с. 193] их волновое сопротивление увеличится до R : $Z_{c1}^* = Z_{c1} / \sin(2\pi/8) = R / (\sqrt{2} \sin 45^\circ) = R$. При этом реактивные сопротивления дополнительных конденсаторов, подключаемых на их входе и выходе, также равны R :

$$|X_{доп}| = 1 / (2\pi f_0 C_{доп}) =$$

$$= \frac{Z_{c1}}{1 - \sin(2\pi/8) \operatorname{tg}(\pi/8)} = \frac{R}{\sqrt{2}(1 - \sin 45^\circ \operatorname{tg} 22^\circ 30')} = R.$$

Преобразованная таким образом схема на рис. 3.43, б содержит четыре отрезка линий с одинаковыми волновыми сопротивлениями, равными нагрузочным ($Z_{c1}^* = Z_{c2} = Z_{c3} = R$). Конденсаторы $C_{доп}$ могут обеспечивать дополнительную фильтрацию высших гармоник. Если теперь заменить поперечные четвертьволновые линии (шлейфы) П-цепочками

в виде ФВЧ [1.1, рис. 3.42, в] с $X_L = |X_C| = R$, то перейдем к схеме рис. 3.43, в, которая содержит только продольные линии с $\ell_3 = \lambda/8$ и два "поперечных" конденсатора $C_{доп}$, сопротивления которых равны $Z_{с1}^* = |X_{доп}| = R$.

Простейшие односекционные на LC-элементах и двухшлейфовые на линиях квадратурные мосты сравнительно узкополосные. Ориентировочно K_f составляет 1,05...1,1. Для расширения K_f до 1,5...2,0 следует переходить к двух-, трехсекционным или трех-, четырехшлейфовым мостам с оптимально подобранными величинами LC-элементов секции или волновых сопротивлений продольных линий и шлейфов [2.3, 3.7]. Дальнейшее увеличение числа секций или шлейфов при оптимальном подборе волновых сопротивлений продольных линий и шлейфов позволяет получать еще большие значения K_f , но ценой резкого усложнения схемы. Кроме того, возникают трудности практической реализации продольных линий и шлейфов из-за значительного перепада их волновых сопротивлений.

Для расширения полосы пропускания в квадратурных схемах на сосредоточенных LC-элементах вводят дополнительную магнитную связь между индуктивностями, а увеличивая число таких секций до 4-6, можно повысить K_f до 10...100 [3.13].

На частотах выше 50 МГц конструктивно проще выполнять мосты на двух или нескольких связанных четвертьволновых линиях. Если при этом на низких частотах геометрическая длина линии оказывается большой, их изгибают, например, в виде меандра. Особенности расчета квадратурных мостовых схем на связанных двухпроводных и коаксиальных линиях на большие мощности (выше киловатта) рассматриваются в § 8.6. Ниже обсуждается только проектирование сравнительно маломощных (ниже 0,1...1,0 кВт) широкодиапазонных с $K_f \leq 2$ квадратурных мостовых схем на симметричных и несимметричных полосковых линиях.

Применяют следующие конструкции полосковых линий:

- симметричные линии с лицевой связью без или с диэлектрическим заполнением (рис. 3.44, а);
- симметричные линии с боковой связью без или с диэлектрическим заполнением (рис. 3.44, б);
- несимметричные линии с боковой связью на диэлектрической подложке (рис. 3.44, в).

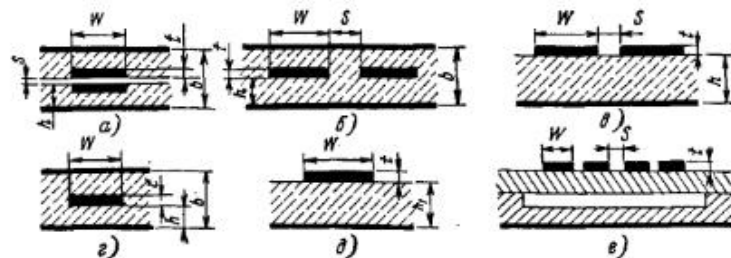


Рис. 3.44

Главная особенность квадратурных мостовых схем для суммирования мощности двух одинаковых генераторов или деления мощности на две равные части (такие мосты называют трехдецибелными направленными ответвителями) — необходимость относительно сильной связи между линиями. Первая конструкция (рис. 3.44, а) достаточно просто выполняется в отсутствие диэлектрика. В ней легко обеспечивается необходимая сильная связь при относительно большом расстоянии между полосковыми линиями. Однако при диэлектрическом заполнении, применяемом

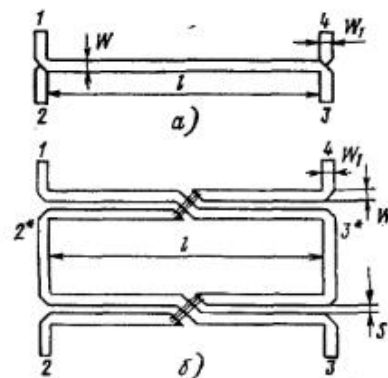


Рис. 3.45

не только с целью уменьшения геометрической длины полосок (в $\sqrt{\epsilon_{эф}}$ раз), но и для механического крепления полосок, возникают технологические трудности, связанные с критичностью толщины диэлектрической прокладки между полосками, измеряемой долями миллиметра. Выводы верхней и нижней полосок делают "крест-накрест" (рис. 3.45, а), что позволяет располагать входы и выходы (выводы 1-4 и 2-3) по одну сторону относительно линии.

При диэлектрическом заполнении существенно проще технологические конструкции на рис. 3.44, б, в. Однако зазор s между полосками получается не только необычайно малым (при b или h , равном 1 мм, и $\epsilon \approx 10$ зазор составляет 15...40 мкм), но, главное, очень критична точность его выполнения и, кроме того, резко снижается электрическая прочность мостовой схемы. Поэтому при практическом построении трехдецибелных мостовых схем на микрополосковых линиях с боковой связью переходят к специальным конструкциям.

В конструкции "Тандем" (рис. 3.45, б) результирующее переходное затухание в 3 дБ достигается последовательным включением двух мостов, каждый с затуханием 8,34 дБ, и поэтому зазоры между их полосками получаются существенно больше. Важно также, что менее критична точность выполнения зазоров. Наличие перемычек несколько усложняет технологию изготовления и, главное, несколько ухудшает частотные характеристики и параметры моста. Поэтому такие мосты выполняют на частотах до 5...10 ГГц. На рис. 3.45 ширина подводящих полосковых линий обозначена W_1 .

Рассмотрим проектирование квадратурных мостов с лицевой и боковой связью, обеспечивающих переходное затухание 3 и 8,34 дБ (последние являются составной частью трехдецибелных мостов конструкции "Тандем"). Номинальное рабочее c_{1-2} и переходное c_{1-3} затухания в режиме деления (3.33) равны:

для трехдецибелного моста

$$P_{н2} = P_{н3} = 0,5P_{вх}; \quad c_{1-2ном} = 3,01 \text{ дБ}; \quad c_{1-3ном} = 3,01 \text{ дБ}; \quad (3.37a)$$

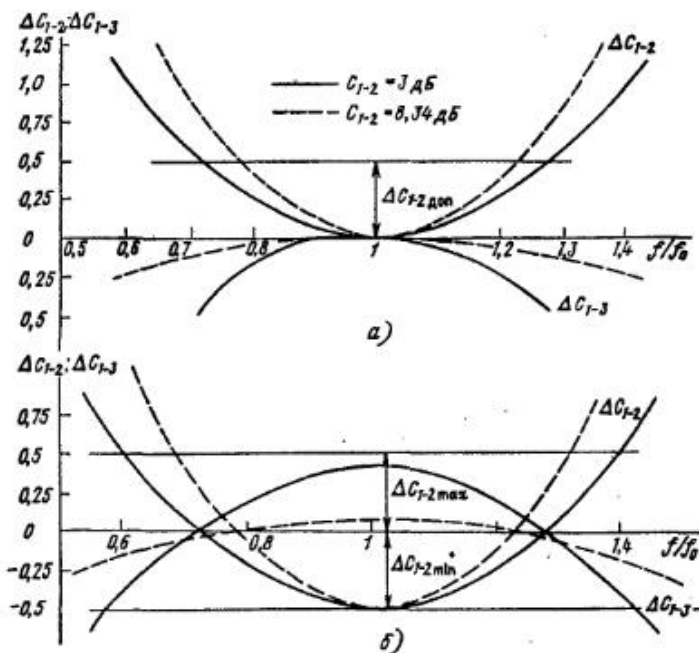


Рис. 3.46

для моста 8,34 дБ (например, верхнего моста в схеме рис. 3.45, б)

$$P_{н2}^* = 0,1465 P_{вх}; \quad P_{н3}^* = 0,8535 P_{вх}; \quad (3.376)$$

$$c_{1-2ном} = 8,34 \text{ дБ}; \quad c_{1-3ном} = 0,688 \text{ дБ}.$$

Соответственно коэффициент связи линий по напряжению и нормированные относительно нагрузочных сопротивлений (волновых сопротивлений подводящих линий) волновые сопротивления связанных линий при четном и нечетном возбуждении равны:

$$\text{для моста с } c_{1-2ном} = 3,01 \text{ дБ}$$

$$K_{св} = 0,7079, \quad \rho^{++} = 2,4183, \quad \rho^{+-} = 0,4135;$$

$$\text{для моста с } c_{1-2ном} = 8,34 \text{ дБ}$$

$$K_{св} = 0,3828, \quad \rho^{++} = 1,4968, \quad \rho^{+-} = 0,668,$$

которые определяются по формулам

$$K_{св} = 10^{-c_{1-2}/20}; \quad \rho^{++} = \sqrt{(1 + K_{св})/(1 - K_{св})}; \quad \rho^{+-} = 1/\rho^{++}. \quad (3.38)$$

На рис. 3.46, а построены расчетные частотные зависимости отклонений Δc_{1-2} и Δc_{1-3} от номинальных значений $c_{1-2ном}$ и $c_{1-3ном}$ (3.37), обеспечиваемых на центральной частоте f_0 . Во-первых, в обоих случаях оказывается $|\Delta c_{1-2}| > |\Delta c_{1-3}|$, т.е. оценивать полосу пропускания того или иного моста надо в первую очередь по Δc_{1-2} . Во-вторых,

| $c_{1-2ном}$, дБ | Δc_{1-2} , дБ | $c_{1-2 min}$, дБ | $K_{св}$ | ρ^{**} | $c_{1-2 min} = c_{1-2ном}$ | | $c_{1-2 min} < c_{1-2ном}$ | |
|-------------------|-----------------------|--------------------|----------|-------------|----------------------------|--------------------|----------------------------|--------------------|
| | | | | | K_f | ℓ_s/λ_n | K_f | ℓ_s/λ_n |
| 3,0 | 0,0 | 3,0 | 0,7079 | 2,4181 | 1,000 | 0,250 | 1,000 | 0,250 |
| | 0,1 | 2,9 | 0,7161 | 2,4586 | 1,314 | 0,216 | 1,475 | 0,202 |
| | 0,2 | 2,8 | 0,7244 | 2,5013 | 1,468 | 0,202 | 1,738 | 0,183 |
| | 0,3 | 2,7 | 0,7328 | 2,5466 | 1,612 | 0,192 | 1,998 | 0,168 |
| | 0,4 | 2,6 | 0,7413 | 2,5944 | 1,724 | 0,184 | 2,218 | 0,156 |
| | 0,5 | 2,5 | 0,7499 | 2,6451 | 1,826 | 0,177 | 2,433 | 0,146 |
| 8,34 | 0,0 | 8,34 | 0,3828 | 1,4968 | 1,000 | 0,250 | 1,000 | 0,250 |
| | 0,1 | 8,24 | 0,3873 | 1,5047 | 1,233 | 0,224 | 1,345 | 0,213 |
| | 0,2 | 8,14 | 0,3917 | 1,5126 | 1,344 | 0,213 | 1,516 | 0,198 |
| | 0,3 | 8,04 | 0,3963 | 1,5208 | 1,438 | 0,206 | 1,676 | 0,186 |
| | 0,4 | 7,94 | 0,4009 | 1,5292 | 1,520 | 0,199 | 1,820 | 0,176 |
| | 0,5 | 7,84 | 0,4055 | 1,5376 | 1,598 | 0,192 | 1,956 | 0,169 |

при отклонениях от f_0 в обе стороны происходят односторонние изменения: увеличение c_{1-2} и снижение c_{1-3} . Это позволяет при заданном допустимом значении $\pm \Delta c_{1-2 доп}$ (или $\pm \Delta c_{1,3 доп}$) проектировать мост так, чтобы на некоторых частотах f_H^* и f_B^* в полосе пропускания обеспечивалось $\Delta c_{1-2} = 0$, в то время как на центральной f_0 и граничных f_H^* и f_B^* частотах $\Delta c_{1-2 max}$ или $\Delta c_{1-2 min}$ не превышало $|\Delta c_{1-2}|_{доп}$ (рис. 3.46, б). В табл. 3.15 приведены значения K_f [3.6, с. 76] при первом (1) и втором (2) методах проектирования. Видно, что при втором, когда на f_0 обеспечивается

$$c_{1-2 min} = c_{1-2ном} - |\Delta c_{1-2}|_{доп}, \quad (3.39)$$

K_f увеличивается в 1,2...1,5 раза.

Порядок расчета квадратурных мостов с лицевой и боковой связью

Исходные данные. Граничные частоты f_H и f_B , МГц; допустимая неравномерность $|\Delta c_{1-2}|_{доп}$, дБ, волновое сопротивление подводящих линий (нагрузочных сопротивлений) $Z_c = R$, Ом; конструкция моста; диэлектрическая проницаемость ϵ ; толщина подложки h (или заполнения b), мм; толщина полосок t , мм.

1. Определяют требуемый коэффициент перекрытия по частоте $K_{f треб} = f_B/f_H$. При $K_{f треб} < 1,1 \dots 1,2$ дальнейшие расчеты можно вести при $c_{1-2 min} = c_{1-2ном}$, при $K_{f треб} > 1,1 \dots 1,2$ — при $c_{1-2 min} = c_{1-2ном} - |\Delta c_{1-2}|_{доп}$ согласно (3.39).

2. По табл. 3.15 для $\Delta c_{1-2} \leq \Delta c_{1-2 доп}$ (для конструкции типа "Тандем" $\Delta c_{1-2} \leq 0,5 \Delta c_{1-2 доп}$) определяют значение K_f , которое должно быть не ниже $K_{f треб}$. Если это не выполняется, то необходимо переходить к другим более широкополосным конструкциям квадратурных мостов.

3. По (3.38) при $c_{1-2} = c_{1-2 min}$ или из табл. 3.15 находят $K_{св}$, ρ^{++} и ρ^{+-} .

4. Определяют волновые сопротивления связанных линий при четном и нечетном возбуждении:

$$Z_c^{++} = \rho^{++} R; \quad Z_c^{+-} = \rho^{+-} R.$$

5. Определяют геометрические размеры связанных линий. Для конструкции с лицевой связью (рис. 3.44, а) сначала находят отношение [3.7, табл. 5.1]

$$S/b = (\rho^{+-}/\rho^{++}) - 2,344 \cdot 10^{-3} Z_c^{+-} \sqrt{\epsilon}$$

и рассчитывают зазор между полосками, расстояние между пластинами и ширину полосок (в мм):

$$S = \frac{2S/b}{1 - S/b} h; \quad b = \frac{2h}{1 - S/b}; \quad W = \left\{ \frac{188,3}{Z_c^{++} \sqrt{\epsilon}} - \left[0,4413 + \frac{1}{\pi} \left(\ln \frac{1}{1 - S/b} + \frac{S/b}{1 - S/b} \ln \frac{b}{S} \right) \right] \left(1 - \frac{S}{b} \right) \right\} b.$$

Для конструкции с боковой связью (рис. 3.44, б) рассчитывают зазор между полосками, расстояние между пластинами и ширину полосок (в мм):

$$S = \frac{2h}{\pi} \ln \left(\operatorname{cth} \frac{\theta}{2} \right); \quad b = 2h + S; \quad W = \left\{ \frac{188,3}{Z_c^{++} \sqrt{\epsilon}} - \frac{1}{\pi} \ln [2(1 + e^{-\theta})] \right\} h,$$

где $\theta = 188,3 \pi K_{св} / (\sqrt{\epsilon} R \sqrt{1 - K_{св}^2})$.

Расчетные формулы составлены на основе [3.7, табл. 5.1] в предположении, что задана толщина h . Толщина полосок t считается пренебрежимо малой.

6. Длина области связи [см. (рис. 3.45)]

$$\ell = \frac{\ell_s}{\lambda_n} \frac{3 \cdot 10^{10}}{f_n \sqrt{\epsilon}}, \quad (3.40)$$

где коэффициент (ℓ_s/λ_n) берут из табл. 3.15; f_n — в герцах.

Пример 1. Рассчитать трехдецибелльный квадратурный мост на симметричных полосковых линиях с лицевой связью: граничные частоты $f_n = 220$ МГц, $f_b = 400$ МГц; волновые сопротивления подводящих линий $R = 50$ Ом; толщина подложки основных и подводящих симметричных линий $h = h_1 = 2$ мм, толщина полосок 0,2 мм, диэлектрическая проницаемость $\epsilon = 2,1$ (фторопласт), допустимая неравномерность рабочего затухания $\Delta c_{1-2\text{доп}} = \pm 0,3$ дБ.

1. Определяем $K_{f\text{трех}} = 400/220 = 1,82$. По табл. 3.15 для $K_f = 1,82$ при $c_{1-2\text{min}} < c_{1-2\text{ном}} = 3$ дБ находим величину $\Delta c_{1-2} = \pm 0,225$ дБ, которая не превышает $\Delta c_{1-2\text{доп}}$.

2. Рассчитываем $c_{1-2\text{min}} = c_{1-2\text{ном}} - \Delta c_{1-2} = 3 - 0,225 = 2,775$ дБ; $K_{св} = 10^{-2,775/20} = 0,7265$; $\rho^{++} = \sqrt{\frac{1 + 0,7265}{1 - 0,7265}} = 2,5125$; $\rho^{+-} = \frac{1}{2,5125} = 0,398$.

3. Определяем волновые сопротивления для четного и нечетного вида колебаний:

$$Z_c^{++} = 2,5125 \cdot 50 = 125,6 \text{ Ом}; \quad Z_c^{+-} = 0,398 \cdot 50 = 199 \text{ Ом}.$$

4. Рассчитываем отношение

$$\frac{S}{b} = \frac{0,398}{2,5125} - 2,344 \cdot 10^{-3} \sqrt{2,1} \cdot 19,9 = 0,0908$$

и находим

$$S = \left(\frac{2 \cdot 0,0908}{1 - 0,0908} \right) \cdot 2 = 0,3995 \text{ мм}; \quad b = \frac{2 \cdot 2}{1 - 0,0908} = 4,3995 \text{ мм}; \quad W = \left\{ \frac{188,3}{125,6 \sqrt{2,1}} - \left[0,4413 + \frac{1}{3,14} \left(\ln \frac{1}{1 - 0,0908} + \frac{0,0908}{1 - 0,0908} \ln \frac{1}{0,0908} \right) \right] (1 - 0,0908) \right\} 4,3995 = 2,36 \text{ мм}.$$

5. По табл. 3.15 для $c_{1-2} = 2,775$ определяем $\ell_s/\lambda_n = 0,1782$ и рассчитываем длину связи

$$\ell = 0,1782 \frac{3 \cdot 10^{10}}{220 \cdot 10^6 \sqrt{2,1}} = 16,77 \text{ см}.$$

Пример 2. Рассчитать трехдецибелльный квадратурный мост на симметричных полосковых линиях с боковой связью типа "Тандем": граничные частоты $f_n = 200$ МГц, $f_b = 300$ МГц, волновые сопротивления подводящих линий $R = 50$ Ом, толщина подложки $h = 2$ мм, толщина полосок 0,2 мм, диэлектрическая проницаемость $\epsilon = 2,5$, допустимая неравномерность рабочего затухания $\Delta c_{1-2\text{доп}} = \pm 0,5$ дБ.

1. Определяем $K_{f\text{трех}} = 300/200 = 1,5$. По табл. 3.15 для $K_f = 1,5$ при $c_{1-2\text{min}} < c_{1-2\text{ном}} = 8,34$ дБ находим величину $\Delta c_{1-2} = 0,18$ дБ и проверяем $2\Delta c_{1-2} = 2 \cdot 0,18 \text{ дБ} < 0,5 \text{ дБ}$.

2. Рассчитываем $c_{1-2\text{min}} = c_{1-2\text{ном}} - \Delta c_{1-2} = 8,34 - 0,18 = 8,16$ дБ,

$$K_{св} = 10^{-8,16/20} = 0,391; \quad \rho^{++} = \sqrt{\frac{1 + 0,391}{1 - 0,391}} = 1,51; \quad \rho^{+-} = \frac{1}{1,51} = 0,66.$$

3. Определяем волновые сопротивления для четного и нечетного вида колебаний: $Z_c^{++} = 1,51 \cdot 50 = 75,5$ Ом, $Z_c^{+-} = 0,66 \cdot 50 = 33$ Ом.

4. Определяем величину $\theta = \frac{188,3 \cdot 3,14 \cdot 0,391}{\sqrt{2,5} \cdot 50 \cdot \sqrt{1 - 0,391^2}} = 3,18$ и геометрические размеры зазора и ширины полосок

$$S = \frac{2 \cdot 2}{3,14} \ln \left(\frac{e^{3,18/2} + e^{-3,18/2}}{e^{3,18/2} - e^{-3,18/2}} \right) = 0,106 \text{ мм};$$

$$W = \left\{ \frac{188,3}{\sqrt{2,5} \cdot 75,5} - \frac{1}{3,14} \ln [2 \cdot (1 + e^{-3,18})] \right\} \cdot 2 = 2,45 \text{ мм}.$$

По табл. 3.15 для $c_{1-2} = 8,16$ дБ определяем $\ell_s/\lambda_n = 0,207$ и рассчитываем длину связи

$$\ell = 0,207 \frac{3 \cdot 10^{10}}{200 \cdot 10^6 \sqrt{2,5}} = 19,64 \text{ см}.$$

Для проектирования мостов на микрополосковых линиях (рис. 3.44, в) составлены формулы расчета волновых сопротивлений связан-

Таблица 3.16

| S, мм | 0,3 | 0,4 | 0,5 |
|---------------------------|--------|--------|--------|
| ρ^{++} | 2,7684 | 2,5154 | 2,3337 |
| $c_{1-2 \text{ min. дБ}}$ | 2,28 | 2,77 | 3,22 |
| b , мм | 4,3 | 4,4 | 4,5 |
| W , мм | 1,666 | 1,957 | 2,201 |

Таблица 3.17

| $c_{1-2 \text{ min. дБ}}$ | Рис. 3.44, б $t/b = 0,435; \epsilon = 1$ | | Рис. 3.44, в $t/b = 0,01; \epsilon = 2,5$ | | Рис. 3.44, г $t/b \rightarrow 0; \epsilon = 9,6$ | |
|---------------------------|---|-------|--|-------|---|-------|
| | W/b | S/b | W/b | S/b | W/h | S/h |
| 2,4 | 0,098 | 0,057 | 0,244 | 0,004 | — | — |
| 2,6 | 0,112 | 0,060 | 0,260 | 0,005 | — | — |
| 2,8 | 0,125 | 0,064 | 0,273 | 0,005 | — | — |
| 3,0 | 0,138 | 0,067 | 0,286 | 0,006 | — | — |
| 7,6 | 0,382 | 0,142 | 0,514 | 0,027 | 0,73 | 0,14 |
| 7,8 | 0,388 | 0,146 | 0,520 | 0,029 | 0,74 | 0,15 |
| 8,0 | 0,394 | 0,150 | 0,527 | 0,031 | 0,75 | 0,16 |
| 8,2 | 0,400 | 0,154 | 0,534 | 0,033 | 0,76 | 0,17 |
| 8,4 | 0,406 | 0,158 | 0,541 | 0,035 | 0,77 | 0,18 |

ных линий при четном и нечетном возбуждении при известных геометрических размерах. Как показали специальные исследования [3.14], наиболее точными при $c_{1-2} \approx 8,34$ дБ являются следующие формулы [3.15]:

$$Z_c^{++} = \frac{120\pi/\sqrt{\epsilon}}{\frac{W}{b} + \frac{W}{3b\sqrt{\epsilon}} + \frac{1,35}{\lg(4b/t)} + \frac{W}{3b\sqrt{\epsilon}} \frac{1}{W/S+1} + \frac{1,35}{\lg(4b/t)} \frac{1}{W/S+1}};$$

$$Z_c^{+-} = \frac{120\pi/\sqrt{\epsilon}}{\frac{W}{b} + \frac{W}{3b\sqrt{\epsilon}} + \frac{1,35}{\lg(4b/t)} + \frac{W}{3b\sqrt{\epsilon}} \frac{1}{S/W+1} + \frac{1,35}{\lg[(4S/(\pi t)) \lg(4b/S)]}} \quad (3.41)$$

Так как при проектировании заданы Z_c^{++} и Z_c^{+-} , то из (3.41) определяют конструктивные размеры W , S для известных h , t и ϵ путем многократных расчетов.

В табл. 3.16 и 3.17 приведены взятые из [3.6, табл. 3.3 и 3.7] геометрические размеры некоторых конструкций мостов на линиях с лицевой и боковой связью при $R = 50$ Ом и разных значениях диэлектрической проницаемости ϵ . В мосте с лицевой связью (рис. 3.44, а, табл. 3.16), выполненном на диэлектрике с $\epsilon = 2,1$ (фторопласт), параметром является толщина прокладки между полосками S , мм, при заданной высоте $h = 2$ мм. Очевидно, для получения требуемых значений ρ^{++} и $c_{1-2 \text{ min}}$ необходимо брать промежуточные значения S . Практически толщина зазора S подбирается экспериментально. В мостах с боковой связью (табл. 3.17) параметром является $c_{1-2 \text{ min}}$. В [3.10, с. 98–100] также приводятся примеры конструктивных расчетов при заданных Z_c^{++} и Z_c^{+-} для несимметричных полосковых линий при разных ϵ и $t/h \rightarrow 0$.

Таблица 3.18

| ϵ | R, Ом | N | Относительная ширина | |
|------------|-------|---|--|--|
| | | | полосок | зазоров |
| 2,5 | 50 | 4 | $\bar{w}_1 \dots \bar{w}_4 = 0,494$ | $\bar{s}_1 \dots \bar{s}_3 = 0,0437$ |
| | | 5 | $\bar{w}_1 = \bar{w}_3 = \bar{w}_5 = 0,2; \bar{w}_2 = \bar{w}_4 = 0,587$ | $\bar{s}_1 \dots \bar{s}_4 = 0,0875$ |
| | | 6 | $\bar{w}_1 \dots \bar{w}_6 = 0,25$ | $\bar{s}_1 \dots \bar{s}_5 = 0,125$ |
| | | 8 | $\bar{w}_1 \dots \bar{w}_8 = 0,125$ | $\bar{s}_1 \dots \bar{s}_7 = 0,1625$ |
| 9,8 | 50 | 3 | $\bar{w}_1 = \bar{w}_3 = 0,073; \bar{w}_2 = 0,397$ | $\bar{s}_1 = \bar{s}_2 = 0,0429$ |
| | | 4 | $\bar{w}_1 \dots \bar{w}_4 = 0,106$ | $\bar{s}_1 \dots \bar{s}_3 = 0,0714$ |
| | | 5 | $\bar{w}_1 = \bar{w}_3 = \bar{w}_5 = 0,0317;$ $\bar{w}_2 = \bar{w}_4 = 0,127$ | $\bar{s}_1 = \bar{s}_4 = 0,0794$ $\bar{s}_2 = \bar{s}_3 = 0,1111$ |
| | | 6 | $\bar{w}_1 \dots \bar{w}_6 = 0,039$ | $\bar{s}_1 \dots \bar{s}_5 = 0,103$ |
| 11,5 | 50 | 4 | $\bar{w}_1 \dots \bar{w}_4 = 0,065$ | $\bar{s}_1 \dots \bar{s}_3 = 0,07$ |
| | | 4 | $\bar{w}_1 \dots \bar{w}_4 = 0,473$ | $\bar{s}_1 \dots \bar{s}_3 = 0,043$ |
| | | 6 | $\bar{w}_1 \dots \bar{w}_6 = 0,19$ | $\bar{s}_1 \dots \bar{s}_5 = 0,110$ |

Ширина подводящих симметричных линий (рис. 3.44, г) при $\epsilon = 1$ (без диэлектрика)

$$W = \begin{cases} \left[\frac{200(1-t/h)}{Z_c} - 1 \right] h & \text{при } W/h < 2; \\ \left(\frac{200}{Z_c} - 1 \right) \cdot \left(1 - \frac{t}{h} \right) h & \text{при } W/h > 2. \end{cases} \quad (3.42)$$

Вначале по любой из формул определяют приближенное значение $W \approx W^*$ при $t = 0$. Затем в зависимости от величины W^*/h по соответствующей формуле уточняют W при $t > 0$.

Для несимметричных подводящих микрополосковых линий (рис. 3.44, б) надо вместо 200 подставить 300 [3.7]. Приведенные формулы дают достаточную для практики точность получения заданных волновых сопротивлений линий $Z_c = R$ при толщине полосок 0,005...0,3 мм [3.7]. Для расчетов геометрических размеров полосковых линий с диэлектриком ($\epsilon > 1$) следует воспользоваться формулами, графиками и таблицами в [1.44; 3.6; 3.10; 3.25], а также приведенными в § 3.11.

Во встречно-стержневой конструкции необходимая для построения трехдецибелных мостовых схем сильная связь между линиями достигается параллельным расположением от трех до шести полосок (рис. 3.47). В табл. 3.18 приведены оптимальные геометрические размеры — относительная ширина полосок $\bar{w} = W/h$ и относительная ширина зазора $\bar{s} = S/h$, определенные из расчетов на ЭВМ, в зависимости от числа полосок $N = 3 \dots 6$ для разных значений диэлектрической проницаемости подложки и нагрузочных сопротивлений R . Видно, что с ростом N уменьшается ширина полосок, но увеличивается ширина зазора между ними. Наиболее широкое применение находит конструкция на рис. 3.47, б, так называемый мост Ланге.

По сравнению с тандемной конструкцией мосты на встречных стержнях имеют заметно меньшие геометрические размеры, но требуют более

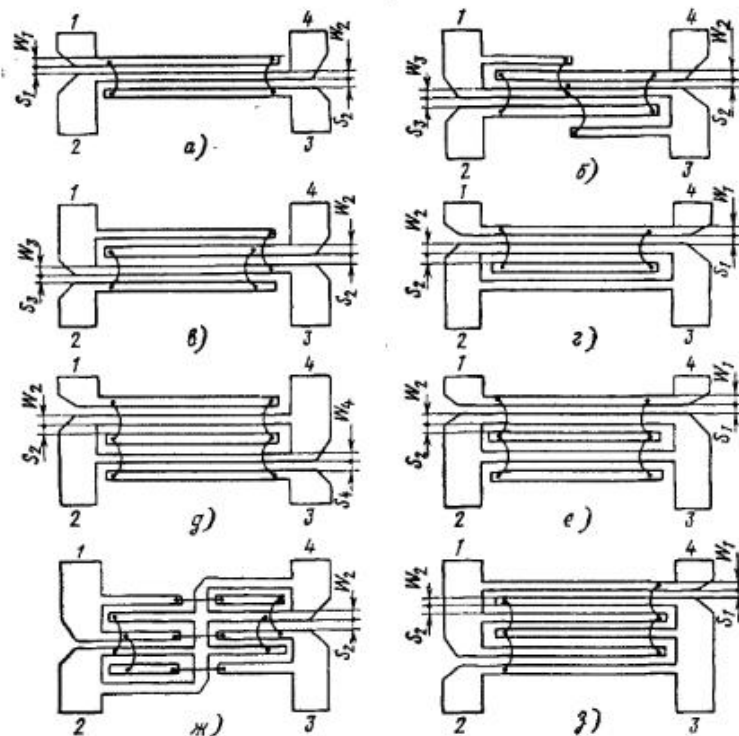


Рис. 3.47

сложной технологии изготовления из-за меньшей ширины полосок и зазоров между ними. В частности, перемычки между полосками осуществляются проволокой диаметром 0,03 мм, которую приваривают точечной сваркой, в то время как в тандемной конструкции перемычки можно выполнять из фольги толщиной 0,015 мм и шириной до 0,2 мм.

Согласно данным табл. 3.15 квадратурный мост с лицевой связью обеспечивает полосу в октаву ($K_f = 2$) при $\pm \Delta c_{1-2} = 0,3 \dots 0,4$ дБ. При переходе к мосту типа "Тандем" и Ланге существенно снижается полоса пропускания. На рис. 3.48 приведены предельно достижимые значения $\pm \Delta c_{1-2 \max}$ в этих типах мостов в зависимости от c_{1-2} при разных K_f . Одновременно по оси абсцисс отложены оптимальные геометрические размеры при их реализации на подложке с $\epsilon = 9,8$ [3.16]. Видно, что мост Ланге оказывается более широкополосным.

Для расширения полосы пропускания до октавы и выше стремятся выравнять фазовые скорости четных и нечетных волн в связанных линиях. Для этого в мостах типа "Тандем" зазор между линиями делают пилообразным, что позволяет увеличить K_f до 2...2,5 [3.17]. В мостах Ланге с этой целью переходят к "квазиподвешенной подложке", когда под диэлектрической подложкой (непосредственно под связанными линиями) делают воздушную прослойку (см. рис. 3.44,е). Такими

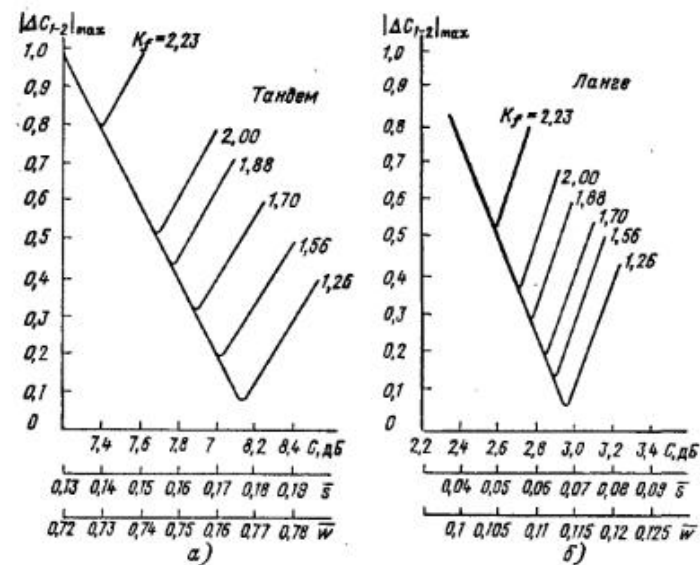


Рис. 3.48

способами практически обеспечивают полосу рабочих частот около октавы. Дальнейшее расширение полосы достигается каскадным включением двух-трех и более секций связанных линий четвертьволновой длины с различными коэффициентами связи. Каскадное соединение позволяет увеличить ширину связанных линий и зазор между ними, максимально допустимую мощность, передаваемую через мост. Например, в трехсекционных мостах, все секции которого выполняют непосредственно на связанных линиях либо в качестве средней секции, используют тандемную конструкцию или мост Ланге, тем самым обеспечивается $\pm \Delta c_{1-2} \approx 0,3$ дБ в рабочей полосе с $K_f = 4 \dots 4,5$ [3.18; 3.21]. В [3.22] описывается конструкция семисекционного моста, который обеспечивает K_f до 9. При попарном сложении одинаковых генераторов (см. рис. 2.20) используют квадратурные мосты на связанных линиях одно- или реже двухсекционных, в которых подбирают коэффициенты связи отдельных мостов так, чтобы при заданном K_f обеспечивались наилучшие частотные характеристики [3.8; 3.23].

3.9. Проектирование и расчет резонансных выходных фильтрующих систем

В передатчиках, предназначенных для работы на фиксированной частоте или предусматривающих перестройку L- и C-элементов при смене частоты, выходную фильтрующую систему (ВФС) обычно строят в виде Г-, П- и Т-цепочек, широко используемых в качестве межкаскадных ЦС (см. § 3.2). Такие цепочки по структуре являются ФНЧ и поэтому хорошо обеспечивают фильтрацию высших гармоник. При этом

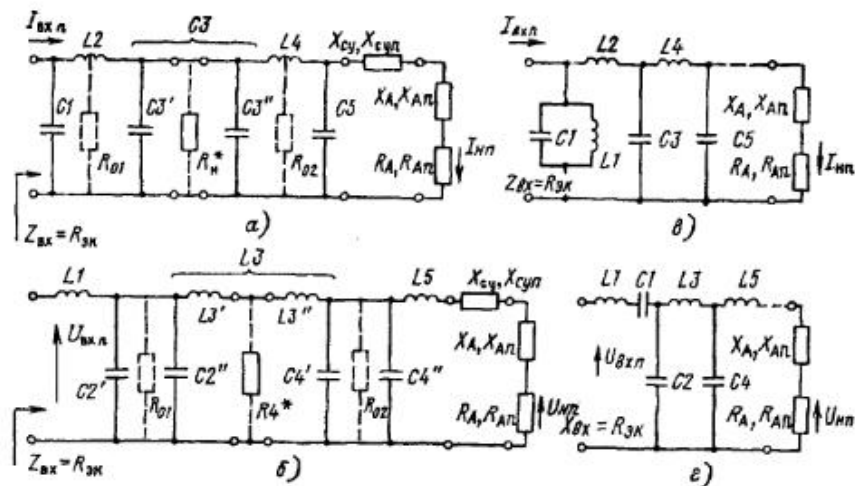


Рис. 3.49

ВФС одновременно трансформирует резистивную составляющую сопротивления нагрузки антенны R_A в R_{3K} и компенсирует ее реактивную составляющую X_A .

В качестве примеров на рис. 3.49, а, б показаны схемы ВФС из последовательно соединенных двух П- или Т-цепочек, начинающихся с параллельного конденсатора С1 или с последовательной индуктивности L1. В общем случае может включаться специальный реактивный элемент (L_{cy} или C_{cy}) для компенсации реактивной составляющей сопротивления антенны ($X_{cy} = -X_A$). Исключая те или иные элементы, можно переходить к более простым схемам. Например, если в схеме рис. 3.49, а изъять С5, то вторая П-цепочка преобразуется в Г-цепочку.

Если R_{3K} и R_A сильно различаются (в ламповых ГВВ может быть $R_{3K} \gg R_A$ и, наоборот, в транзисторных $R_{3K} \ll R_A$), то в ВФС осуществляют постепенную трансформацию, выбирая R_n^* в схемах на рис. 3.49 как $\sqrt{R_{3K} R_A}$. Если $R_{3K} \approx R_A$, то промежуточная трансформация может быть близка к 1, а величины R_{01} и R_{02} в П- и Т-цепочках выбирают из требований на фильтрацию высших гармоник.

Остановимся на выборе числа L- и C-элементов ВФС. При выполнении ВФС в виде полосового фильтра, состоящего из последовательных и параллельных LC-контуров, настроенных на основную гармонику, коэффициент фильтрации высших гармоник приблизительно пропорционален произведению добротности всех нагруженных контуров, а суммарные потери определяются суммой добротностей этих контуров. При этом для заданного уровня фильтрации существует оптимальное число контуров, при котором достигаются наименьшие потери в ПФ на частоте основной гармоники [3.12]. Это обстоятельство можно распространить и на ФНЧ, для которого оптимальное число m_{opt} L- и C-элементов в функции от затухания a_ϕ в децибелах на частоте высшей гармони-

ки определяется как

$$m_{opt} = (0,1 \dots 0,15) a_\phi. \quad (3.43)$$

Ввиду того что минимум оказывается слабо выраженным и если нет дополнительных ограничений, например, на полосу пропускания ВФС, ценой незначительного увеличения потерь понижают m до $(0,05 \dots 0,1) a_\phi$, что упрощает схему ВФС. При этом на каждый L- или C-элемент ФНЧ приходится ослабление второй гармоники на $10 \dots 20$ дБ. Поэтому при современных требованиях на фильтрацию в $40 \dots 80$ дБ ВФС достаточно выполнять из двух-трех последовательно включенных П- или Т-цепочек с результирующим числом LC-элементов $m = 4 \dots 6$.

Выбор первого элемента — параллельного конденсатора С1 или последовательной индуктивности L1 определяется схемой генератора. Для ламповых и транзисторных генераторов с резонансной нагрузкой, а также двухтактных ключевых генераторов с параллельным контуром первым элементом ВФС должен быть конденсатор С1; для двухтактных ключевых генераторов с последовательным контуром — индуктивность L1. В ключевых генераторах с формирующим контуром выбор первого элемента ВФС определяется схемой включения формирующего контура или линии $\lambda/4$ (см. рис. 2.15 и 2.16).

Величины L- и C-элементов Г-, Т- и П-цепочек, входящих в ВФС, находят по формулам табл. 3.1 с учетом следующих особенностей.

Во-первых, ограничения на величину первого элемента — конденсатора С1 или индуктивности L1 определяют по (2.1) либо (2.34)–(2.38). Аналогично из (2.1) можно определить ограничение на C_{1min} ВФС ламповых генераторов с резонансной нагрузкой. Отметим, что в ряде руководств по проектированию анодной цепи лампового ГВВ рекомендуется выбирать емкость контура согласно C_1 (пФ) = $(2 \dots 4)\lambda$ (м). Это соответствует волновому сопротивлению контура $\rho = 531\lambda$ (м)/C (пФ) = $531\lambda/(2 \dots 4)\lambda = 266 \dots 133$ Ом. При типовых нагрузочных сопротивлениях ламп $R_{3K} = 0,5 \dots 2$ кОм будет обеспечиваться добротность нагруженного контура $Q_n = R_{3K}/\rho = 3 \dots 16$, т.е. несколько выше, чем $Q_n = 2 \dots 4$ при выборе величины С1 согласно (2.1).

Во-вторых, реактивную составляющую входного сопротивления нагрузки (антенны) X_A целесообразно скомпенсировать специально включаемой последовательной индуктивностью L_{cy} (или емкостью C_{cy}) так, чтобы $X_{cy} = -X_A$.

В-третьих, если R_A и R_{3K} сильно различаются (более чем в 10 раз), то две цепочки должны последовательно трансформировать нагрузочное сопротивление. При этом промежуточное сопротивление R_n^* (рис. 3.49, а, б) выбирают равным приблизительно $\sqrt{R_{3K} R_A}$.

В-четвертых, при расчете LC-элементов каждую П- или Т-цепочку представляют последовательным соединением двух Г-цепочек, трансформирующих нагрузочное сопротивление последовательно R_n в R_0 , а затем R_0 в R_{3K} . При этом R_0 выбирают в $3 \dots 5$ раз меньше для П-цепочек (или больше для Т-цепочек) по сравнению с наименьшим (или

наибольшим) из сопротивлений R_H и $R_{вх}$. Это соответствует примерно $m = (0,05 \dots 0,1) a_{\phi}$, т.е. LC-элементы П-, Т- и Г-цепочек, образующих ВФС, будут обеспечивать заданную фильтрацию при потерях, близких к наименьшим, и достаточно широкой полосе пропускания.

В схеме на рис. 3.49,а коэффициент фильтрации по току

$$\Phi_{I_{действ}}^2 = \left[n^5 \frac{X_{L2} X_{L4}}{X_{C1} X_{C3} X_{C5}} - n^3 \left(\frac{X_{L2} + X_{L4}}{X_{C1} X_{C5}} + \frac{X_{L2}}{X_{C1} X_{C3}} + \frac{X_{L4}}{X_{C3} X_{C5}} \right) + n \left(\frac{1}{X_{C1}} + \frac{1}{X_{C3}} + \frac{1}{X_{C5}} \right) \right]^2 R_{An}^2 + \left[n^5 \frac{X_{L2} X_{L4} X_{An\Sigma}}{X_{C1} X_{C3} X_{C5}} - n^4 \frac{X_{L2} X_{L4}}{X_{C1} X_{C3}} - n^3 \left(\frac{X_{L2} + X_{L4}}{X_{C1} X_{C5}} + \frac{X_{L2}}{X_{C1} X_{C3}} + \frac{X_{L4}}{X_{C3} X_{C5}} \right) X_{An\Sigma} + n^2 \left(\frac{X_{L2}}{X_{C1}} + \frac{X_{L4}}{X_{C1}} + \frac{X_{L4}}{X_{C3}} \right) + n \left(\frac{1}{X_{C1}} + \frac{1}{X_{C3}} + \frac{1}{X_{C5}} \right) X_{An\Sigma} - 1 \right]^2, \quad (3.44)$$

В схеме на рис. 3.49,б коэффициент фильтрации по напряжению

$$\Phi_{U_{действ}}^2 = \left\{ n^5 \frac{X_{L1} X_{L3}}{X_{C2} X_{C4}} \left(X_{L5} + \frac{X_{An\Sigma}}{n} \right) - n^3 \left[\frac{X_{L1} (X_{L3} + X_{L5})}{X_{C2}} + \frac{X_{L5} (X_{L1} + X_{L3})}{X_{C4}} \right] - n^2 \left(\frac{X_{L1}}{X_{C2}} + \frac{X_{L1} + X_{L3}}{X_{C4}} \right) X_{An\Sigma} + n (X_{L1} + X_{L3} + X_{L5}) + X_{An\Sigma} \right\}^2 \frac{1}{R_{An}} + \left[n^4 \frac{X_{L1} X_{L3}}{X_{C2} X_{C4}} - n^2 \left(\frac{X_{L1}}{X_{C2}} + \frac{X_{L1} + X_{L3}}{X_{C4}} \right) + 1 \right]^2. \quad (3.45)$$

В этих формулах: X_{L1}, X_{L2}, \dots и X_{C1}, X_{C2}, \dots — модули сопротивлений L- и C-элементов на частоте 1-й гармоники; $X_{An\Sigma} = X_{An} + X_{суп}$ — суммарное сопротивление реактивной составляющей сопротивления нагрузки (антенны) X_{An} и согласующего элемента $X_{суп}$ на частоте N -й гармоники.

Если ВФС содержит менее пяти элементов, то в схемах рис. 3.49,а,б надо исключать последние элементы: C_5 (или L_5), C_4 (или L_4) и т.д., а в (3.44) и (3.45) принимать $X_{C5} = \infty$ (или $X_{L5} = 0$), $X_{L4} = 0$ (или $X_{C4} = \infty$) и т.д. Для этого достаточно в (3.44) и (3.45) опускать слагаемые, в которые входят сопротивления этих элементов.

Часто при построении ВФС непосредственно на выходе лампы (транзистора) устанавливают один LC-контур (рис. 3.49,в,г), который настраивают в резонанс на рабочую частоту. В этом случае при расчете $\Phi_{I_{действ}}^2$ в (3.44) вместо $X_{C1} = 1/(2\pi f C_1)$ подставляют $1/[2\pi f C_1 - 1/(n^2 2\pi f L_1)]$, а при расчете $\Phi_{U_{действ}}^2$ в (3.45) вместо $X_{L1} = 2\pi f L_1$ подставляют $1/[2\pi f L_1 - 1/(n^2 2\pi f C_1)]$.

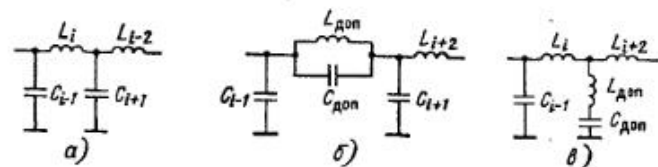


Рис. 3.50

В передатчиках, работающих на фиксированной частоте $f = \text{const}$, эффективным способом фильтрации высших гармоник является включение дополнительных $L_{доп}C_{доп}$ -резонансных контуров, настроенных на ту или иную N -ю гармонику. Параллельный $L_{доп}C_{доп}$ -контур включают последовательно и, наоборот, последовательный $L_{доп}C_{доп}$ -контур — параллельно соответственно в одну из ветвей или точку ВФС, построенной на основе одной или нескольких Г-, Т- и П-цепочек. Практически можно параллельный контур включать вместо одной из последовательных индуктивностей L_i , а последовательный контур — вместо одной из емкостей C_{i+1} , как показано на рис. 3.50. Контур $L_{доп}C_{доп}$, настроенный на частоту N -й гармоники:

$$1/2\pi\sqrt{L_{доп}C_{доп}} = nf, \quad (3.46)$$

должен иметь сопротивление (или проводимость) на основной частоте такое, как у L_i (или C_{i+1}), вместо которых он включается, т.е.

$$\frac{1}{\frac{1}{2\pi f L_{доп}} - 2\pi f C_{доп}} = 2\pi f L_i \quad \text{— в схеме на рис. 3.50,б,} \quad (3.47a)$$

$$\frac{1}{\frac{1}{2\pi f C_{доп}} - 2\pi f L_{доп}} = 2\pi f C_{i+1} \quad \text{— в схеме на рис. 3.50,в.} \quad (3.47b)$$

Из (3.47) с учетом (3.46) находим расчетные соотношения для $L_{доп}$ и $C_{доп}$:

$$L_{доп} = L_i \left(1 - \frac{1}{n^2} \right); \quad C_{доп} = \frac{1}{n^2 (2\pi f)^2 L_{доп}} \quad \text{— в схеме на рис. 3.50,б,} \quad (3.48a)$$

$$C_{доп} = C_{i+1} \left(1 - \frac{1}{n^2} \right); \quad L_{доп} = \frac{1}{n^2 (2\pi f)^2 C_{доп}} \quad \text{— в схеме на рис. 3.50,в.} \quad (3.48b)$$

Сопротивление параллельного или последовательного $L_{доп}C_{доп}$ -контуров на резонансной частоте (частоте N -й гармоники) соответственно равно:

$$Z_{пар} = R_{пар} = n 2\pi f L_{доп} Q_{х.кп} \quad \text{— в схеме на рис. 3.50,б,} \quad (3.49a)$$

$$Z_{пос} = R_{пос} = \frac{1}{n 2\pi f C_{доп} Q_{х.кп}} \quad \text{— в схеме на рис. 3.50,в.} \quad (3.49b)$$

где $Q_{x,хп}$ — добротность $L_{доп}C_{доп}$ -контура на частоте n -й гармоники.

Согласно (3.48) и (3.49) сопротивление параллельного $L_{доп}C_{доп}$ -контура оказывается в $(1 - 1/n^2)Q_{x,хп}$ раз больше, чем сопротивление индуктивности L_i , и аналогично сопротивление последовательного $L_{доп}C_{доп}$ -контура в $(1 - 1/n^2)Q_{x,хп}$ раз меньше, чем сопротивление емкости C_{i+1} на частоте nf . Это определяет выигрыш в фильтрации на частоте n -й гармоники, для приближенной оценки которого после расчетов по (3.44) или (3.45) в отсутствие $L_{доп}C_{доп}$ -контуров $\Phi_{действ}^2$ увеличивают в $\prod_{j=1}^k \left[\left(1 - \frac{1}{n^2}\right) Q_{x,хп} \right]^2$ раз, где k — число $L_{доп}C_{доп}$ -контуров, настроенных на данную n -ю гармонику.

Последовательность расчета ВФС по схемам рис. 3.49.

1. Допустимый ток или напряжения n -й гармоники (обычно второй и третьей, ближе всего расположенных к основной и наиболее интенсивных) в нагрузке (в антенне), т.е. на выходе ВФС:

$$I_{н\dot{н}доп} = \sqrt{2P_{н\dot{н}доп}/R_{An}} \text{ или } U_{н\dot{н}доп} = \sqrt{2P_{н\dot{н}доп}R_{An}}, \quad (3.50)$$

где $P_{н\dot{н}доп}$ — допустимая мощность n -й гармоники в нагрузке; R_{An} — резистивная составляющая нагрузки (антенны) на частоте n -й гармоники (при ориентировочных расчетах можно принимать $R_{An} \approx R_A$).

2. Амплитуда n -й гармоники тока $I_{вхп}$ или напряжения $U_{вхп}$ на входе ВФС определяется соответственно амплитудой тока $I_{гп}$ или напряжения $U_{гп}$ n -й гармоники на выходе ГВВ. Во многих случаях амплитуду n -й гармоники тока или напряжения на выходе ГВВ можно определить, зная относительный их уровень $I_{гп}/I_{г1}$ или $U_{гп}/U_{г1}$ при косинусоидальных, прямоугольных или других формах импульсов выходного тока и напряжения. Однако часто расчетным путем либо опираясь на экспериментальные измерения определяют относительный уровень высших гармоник на выходе генератора в децибелах:

$$a_{гп} = 20 \lg(I_{гп}/I_{г1}) \text{ или } a_{гп} = 20 \lg(U_{гп}/U_{г1}). \quad (3.51)$$

В однотактных генераторах при работе транзистора (лампы) в недо-напряженном, граничном или слегка перенапряженном режиме, в пред-посылке, что импульс коллекторного, стокового или анодного тока близок к отрезку косинусоиды, относительный уровень высших гармоник тока составляет

$$a_{гп} = 20 \lg(I_{гп}/I_{г1}) = 20 \lg[\alpha_n(\theta)/\alpha_1(\theta)]. \quad (3.52a)$$

В широкодиапазонных двухтактных генераторах на биполярных транзисторах с ОЭ и МДП-транзисторах с ОИ при индивидуальном под-боре пары транзисторов

$$a_{г2} \approx -(26 \dots 30) \text{ дБ}; \quad a_{г3} \approx -(15 \dots 20) \text{ дБ}. \quad (3.52б)$$

В двухтактных ключевых генераторах с резистивной нагрузкой в режиме с $\tau_{нас}$, близким к π , наибольшей является третья гармоника напряжения (тока) амплитудой $U_{г3} \approx U_{г1}/3$. Однако из-за некоторой несимметричности работы транзисторов и схемы присутствуют четные гармоники. Поэтому приближенно можно принять

$$a_{г2} \approx -(20 \dots 40) \text{ дБ}; \quad a_{г3} \approx -(12 \dots 14) \text{ дБ}. \quad (3.52в)$$

В двухтактных ключевых генераторах с фильтровой нагрузкой наибольшей является также 3-я гармоника, однако из-за некоторой несим-метрии работы транзисторов и схемы присутствует и 2-я гармоника. От-носительный уровень 2- и 3-й гармоник напряжения в генераторе с по-следовательным контуром и тока в генераторе с параллельным конту-ром можно оценивать по (3.52в).

В однотактных ключевых генераторах с формирующим контуром наибольшей является 2-я гармоника. В генераторах с параллельным формирующим контуром (рис. 2.19,а) относительный уровень 2-й гар-моники напряжения приближенно можно рассчитать как для косинусо-идального импульса с углом отсечки θ :

$$a_{г2} = 20 \lg(U_{г2}/U_{г1}) \approx 20 \lg[\alpha_2(\theta_{эк})/\alpha_1(\theta_{эк})]. \quad (3.52г)$$

где $\theta_{эк} = (2\pi - \tau_{нас})/2$. В генераторах с Г-образным формирующим контуром обеспечивается дополнительное ослабление высших гармоник. Относительный уровень 2-й гармоники тока на его выходе

$$a_{г2} = 20 \lg \frac{I_{г2}}{I_{г1}} \approx 20 \lg \frac{\alpha_2(\tau_{нас}/2)}{\alpha_1(\tau_{нас}/2)} + \\ + 10 \lg \{ 16[\ell(\tau_{нас})c(\tau_{нас}) - 1/4]^2 + 4c^2(\tau_{нас}) \} - 6, \quad (3.52д)$$

где первое слагаемое учитывает относительный уровень 2-й гармоники тока $i_k(\omega t)$, близкого к косинусоидальному импульсу с углом отсечки $\theta_{эк} = \tau_{нас}/2$, второе слагаемое — дополнительное ослабление, обеспе-чиваемое Г-образным контуром при нагрузке на сопротивление $R_{н}$, а третье слагаемое (-6 дБ) — дополнительное ослабление при включе-нии дополнительной фильтрующей цепи, начинающейся с параллельной ем-кости (рис. 2.19,б). Если фильтрующая цепь начинается с последо-вательной индуктивности (рис. 2.19,в), то -6 дБ опускают. Значения $\ell(\tau_{нас})$ и $c(\tau_{нас})$ берут из табл. 2.2.

Зная $a_{гп}$ и используя (3.51), определяют амплитуду n -й гармони-ки тока или напряжения:

$$I_{гп} = 10^{a_{гп}/20} I_{г1} \text{ или } U_{гп} = 10^{a_{гп}/20} U_{г1},$$

где $I_{г1}$ или $U_{г1}$ — амплитуда первой гармоники тока или напряжения на выходе ГВВ, которая должна быть известна из электрического расчета выходной цепи данного класса ГВВ.

3. Коэффициент фильтрации, который должна обеспечивать ВФС:

$$\Phi_{I_{\text{необх}}}^2 = \frac{I_{\text{вхп}}^2}{I_{\text{нд,доп}}^2} = \frac{I_{\text{гн}}^2}{I_{\text{нд,доп}}^2} \quad \text{— в схеме на рис. 3.49, а, в;} \quad (3.53)$$

$$\Phi_{U_{\text{необх}}}^2 = \frac{U_{\text{вхп}}^2}{U_{\text{нд,доп}}^2} = \frac{U_{\text{гн}}^2}{U_{\text{нд,доп}}^2} \quad \text{— в схеме на рис. 3.49, б, г.}$$

4. В (3.43) подставляют $a_{\text{ф}} = 10 \lg \Phi_{\text{необх}}^2$ и находят оптимальное число звеньев $m_{\text{опт}}$. Реальное число m снижают в 1,5...2 раза. Значение m может быть еще уменьшено, если в схеме ВФС будут устанавливаться дополнительные резонансные контура (фильтр-пробки и фильтр-дырки), настроенные на соответствующую высшую гармонику.

5. Исходя из заданных $R_{\text{эк}}$, R_A и m , с учетом вышеизложенных рекомендаций составляют схему ВФС и по (3.44) или (3.45) рассчитывают действительный коэффициент фильтрации. Коэффициент фильтрации должен быть для запаса в 1,5...2 раза больше $\Phi_{\text{необх}}^2$ (3.53). Если $\Phi_{\text{действ}}^2 < \Phi_{\text{необх}}^2$, то в П-цепочках надо снижать величину R_0 , а в Т-цепочках увеличивать R_0 , либо увеличить m (число LC-элементов) ВФС. Если же оказалось, что $\Phi_{\text{действ}}^2 > \Phi_{\text{необх}}^2$, следует изменять R_0 в другую сторону либо сокращать m (число LC-элементов) ВФС.

6. Для правильного выбора и конструирования элементов ВФС необходимо знать токи, напряжения и реактивные мощности, действующие в них. В L- и C-элементах Г-цепочки, на основе которых строится ВФС на рис. 3.49, напряжения на ее входе и выходе определяются мощностью первой гармоники и нагрузочными сопротивлениями R_1 и R_2 (см. табл. 3.1, поз. 1), т.е. $U_1 = \sqrt{2P_1 R_1}$ и $U_2 = \sqrt{2P_2 R_2}$. Отсюда находят напряжение на конденсаторе $U_C = U_1$ и ток в индуктивности $I_L = U_2/R_2$. Далее определяют ток $I_C = U_C/X_C$ и напряжение $U_L = I_L X_L$ и рассчитывают реактивные мощности в них

$$P_C = 0,5 U_C I_C; \quad P_L = 0,5 U_L I_L. \quad (3.54)$$

Для аналогичных расчетов напряжений, токов и реактивных мощностей в $L_1 C_1$ -элементах параллельного или последовательного контура в схемах рис. 3.49, б, г предварительно определяют $U_{LC\text{пар}} = \sqrt{2P_1 R_{\text{эк}}}$ или $I_{LC\text{пос}} = \sqrt{2P_1/R_{\text{эк}}}$, затем вычисляют токи в LC-элементах параллельного контура $I_L = |I_C| = U_{LC\text{пар}}/X_1$ или напряжения на LC-элементах последовательного контура $U_L = |U_C| = I_{LC\text{пос}} X_1$ и далее по (3.54) находят реактивные мощности в них.

7. Мощность потерь в LC-элементах определяют как $P_{L\text{п}} = 0,5 I_L^2 r_L$ или $P_{C\text{п}} = 0,5 U_C^2 g_C$, где r_L — омическое сопротивление потерь в катушке индуктивности; g_C — омическая проводимость в конденсаторах на рабочей частоте f . Величины r_L и g_C рассчитывают по формулам $r_L = X_L/Q_L$, $g_C = 1/(X_C Q_C)$.

8. Вычисляют КПД Г-, Т- и П-цепочек, входящих в ВФС на рис. 3.49, по формулам табл. 3.1. КПД параллельного или последовательного $L_1 C_1$ -контура в схемах на рис. 3.49, в, г определяют по формуле $\eta = 1/(1 + Q_n/Q_{x,x})$, где $Q_n = R_{\text{эк}}/X_1$ — для параллельного, а $Q_n = X_1/R_{\text{эк}}$ — для последовательного контура; $Q_{x,x} = Q_L Q_C / (Q_L + Q_C)$ — средняя добротность контура на рабочей частоте. Затем определяют КПД ВФС как произведение КПД входящих в нее отдельных LC-контуров и Г-, Т- и П-цепочек.

3.10. Проектирование и расчет широкодиапазонных выходных фильтрующих систем

В передатчиках с $K_{\text{фп}} = f_{\text{вп}}/f_{\text{нп}}$ от 1,1...1,2 до 1,6...1,8 для фильтрации высших гармоник ВФС можно выполнять в виде широкодиапазонного непереключаемого фильтра. Если $K_f > 1,6...1,8$, то включают несколько (k) переключаемых фильтров на отдельные поддиапазоны, каждый из которых обеспечивает $K_{f_i} = f_{\text{ви}}/f_{\text{ни}} = 1,6...1,8$.

Основное преимущество построения ВФС на базе широкодиапазонного фильтра или переключаемых фильтров — отсутствие перестроенных элементов. Это резко упрощает и ускоряет перестройку ВФС по диапазону. Главный недостаток — сложность построения фильтра или k фильтров, их ремонтпригодность и настройка на заданную АЧХ в процессе эксплуатации, а также проигрыш в массогабаритных показателях (широкодиапазонный фильтр оказывается много сложнее, а из k переключаемых фильтров в работе находится один).

Поэтому в настоящее время ВФС в виде непереключаемого фильтра или нескольких переключаемых фильтров строят главным образом для передатчиков на мощности до 10...20 кВт.

Нагрузка фильтров на основной частоте f должна быть близкой к номинальной $R_{\text{н,ном}}$. Для этого перед антенной (рис. 3.51) устанавливают переключаемое вручную или автоматически согласующее устройство (СУ), которое на основной частоте f трансформирует нагрузку $Z_A(f) = R_A(f) + jX_A(f)$ в резистивную $R_{\text{н}}$, равную стандартному (номинальному) значению $R_{\text{н,ном}}$, например 50 или 75 Ом, с некоторым допустимым отклонением $\Delta Z_{\text{н}}$. Относительная величина $\Delta Z_{\text{н}}/R_{\text{н,ном}}$ обычно определяется допустимым значением коэффициента бегущей волны в нагрузке КБВ_н (в схеме на рис. 3.51 — на входе СУ). Для исключения подстроечных элементов стремятся использовать широкодиапазонные антенны, у которых $R_A(f) \approx \text{const}$ и достаточно малая реактивная составляющая $X_A(f)$. В этом случае перед антенной можно включать специальное непереключаемое широкодиапазонное согласующее устройство

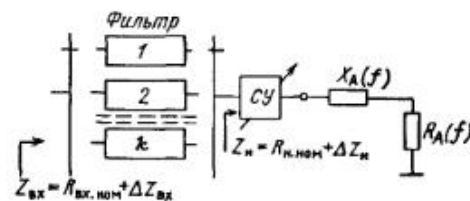


Рис. 3.51

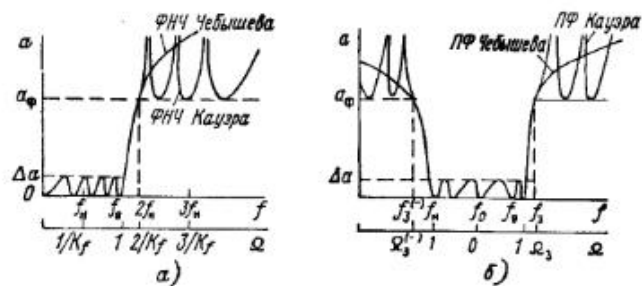


Рис. 3.52

(ШСУ), которое компенсирует реактивную составляющую $X_A(f)$ в заданном диапазоне частот и может также трансформировать R_A в $R_{н.ном}$. В результате входное сопротивление ШСУ оказывается достаточно близким к номинальному резистивному $Z_{вх.су} \approx R_{н.ном}$ с КБВ_н до 0,7...0,8. Обычно фильтры не вносят трансформации нагрузочных сопротивлений. Поэтому номинальное входное сопротивление фильтра равно нагрузочному: $R_{вх.ном} = R_{н.ном}$, а относительная величина отклонений $\Delta Z_{вх}/R_{вх.ном}$ определяется КБВ_{вх} на входе фильтра. Величина КБВ_{вх} определяется согласно (2.2) как произведение КБВ_н и КБВ_ф самого фильтра:

$$КБВ_{вх} = КБВ_{н}КБВ_{ф}.$$

Перестраиваемые и переключаемые фильтры выполняют, как правило, в виде ФНЧ. Только для двухтактных ключевых генераторов с фильтровой нагрузкой с целью лучшего обеспечения условия (2.34) переходят к ПФ. Для ключевых генераторов с резистивной нагрузкой ВФС строят в виде переключаемых вилок фильтров (диплексеров) ФНЧ-ФВЧ. Частотную характеристику фильтров выбирают равноколебательной в полосе пропускания — фильтры Чебышева — или равноколебательной в полосе пропускания с всплесками затухания в полосе задерживания — фильтры Кауэра (рис. 3.52). Такой выбор схемы фильтров и их частотных характеристик определяется вопросами практической реализации, и в первую очередь получения заданных АЧХ с наименьшим числом их LC-элементов.

Рассмотрим расчет одного и k переключаемых фильтров при достаточно больших коэффициентах перекрытия каждого из них (K_f от 1,2...1,3 до 1,8). Особенности проектирования сравнительно узкодиапазонных неперестраиваемых фильтров с K_f меньше 1,2...1,3 обсуждаются ниже.

Исходные данные для расчета: нижняя и верхняя рабочие частоты передатчика $f_{ни}$, $f_{ви}$; номинальное нагрузочное сопротивление $R_{н.ном}$; допустимое значение КБВ_н нагрузки; допустимое значение КБВ_{вх} на входе ВФС; допустимый уровень высших гармоник в нагрузке передатчика $a_{доп}$, который задается непосредственно (в децибелах) или рассчитывается по известной допустимой мощности высших гармоник $P_{нидоп}$

и мощности основной частоты $P_{н1}$ как $a_{доп} = 10 \lg(P_{нидоп}/P_{н1})$; дополнительное затухание $a_{су}$, вносимое СУ с антенной, которое может принимать значения от 0 до -10 дБ; относительный уровень n -й гармоники напряжения или тока на выходе генератора, который может быть задан непосредственно в децибелах $a_{гп}$ либо предварительно рассчитывается по формулам (3.52а)–(3.52д)

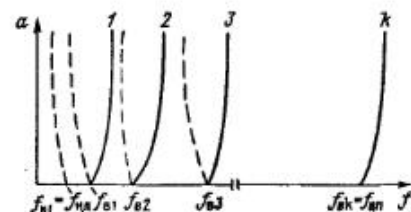


Рис. 3.53

для того или иного класса ГВВ и его схемы. Рассчитывают $a_{гп}$ для ближе всего расположенных к основной частоте и наиболее интенсивных 2-й и 3-й гармоник ($n = 2$ и 3).

Расчет ведется в следующей последовательности:

1. Определяют коэффициент перекрытия по частоте передатчика:

$$K_{fp} = f_{в.п}/f_{н.п}.$$

2. При $K_{fp} < 1,6...1,8$ устанавливают один фильтр ($K_f = K_{fp}$). При $K_{fp} > 1,6...1,8$ определяют число переключаемых фильтров $k^* = \lg K_{fp} / \lg K_{fi}$, где K_{fi} — коэффициент перекрытия по частоте отдельных фильтров, который выбирают равным 1,6...1,8. При этом обеспечивается близкое к минимуму суммарное число реактивных элементов всех k фильтров. Значение k^* округляют до целого числа в большую сторону ($k = 2, 3, \dots$).

3. Уточняют коэффициенты перекрытия по частоте отдельных фильтров $K_{fi} = (K_{fp})^{1/k}$ и определяют их граничные частоты:

$$f_{ни} = (K_{fi})^{i-1} f_{н.п}; \quad f_{ви} = (K_{fi})^i f_{н.п},$$

где $i = 1, 2, \dots, k$. При этом $f_{ви}$ должна совпадать с $f_{в.п}$ (рис. 3.53).

4. Определяют КБВ_ф, который должен обеспечивать фильтр: $КБВ_{ф} = КБВ_{вх}/КБВ_{н}$.

5. Неравномерность АЧХ в полосе пропускания в децибелах

$$\Delta a = 10 \lg[(1 + КБВ_{ф})^2 / 4КБВ_{ф}]. \quad (3.55)$$

Для вилок фильтров Чебышева или Кауэра величина Δa определяется по табл. 3.19 из условия $КБВ_{ф} > КБВ_{ф.мин}$.

6. Находят минимально допустимое затухание $a_{ф}$, которое должен обеспечивать фильтр в полосе задерживания для $n = 2$ или 3:

$$a_{фп} \geq -a_{доп} + a_{гп} + a_{су}. \quad (3.56)$$

7. Определяют нормированную частоту в полосе задерживания, на которой необходимо обеспечивать заданное затухание $a_{ф}$:

| m | Δα, дБ | | 0,28 | | | | 1,25 | | | |
|---|---------------------|----------------|---------------------------------|----------------------|---------------------|----------------|---------------------------------|----------------------|---|----------------------|
| | α _ф , дБ | Ω _з | R _r = R _н | | α _ф , дБ | Ω _з | R _r = R _т | | R _{r, out} = 1,155R _н | |
| | | | Ω _{ст. out} | КБВ _{ф min} | | | Ω _{ст. out} | КБВ _{ф min} | Ω _{ст. out} | КБВ _{ф min} |
| 3 | 20 | 1,556 | 1,266* | 0,942* | 20 | 1,287 | 1,125* | 0,805* | 1,123* | 0,825* |
| | 25 | 1,788 | 1,164 | 0,941 | 25 | 1,466 | 1,043 | 0,759 | 1,055 | 0,822 |
| | 30 | 2,130 | 1,183 | 0,933 | 30 | 1,701 | 1,051 | 0,757 | 1,067 | 0,814 |
| | 35 | 2,559 | 1,200 | 0,928 | 40 | 2,366 | 1,059 | 0,760 | 1,075 | 0,807 |
| 4 | 20 | 1,283 | 1,166* | 0,943* | 25 | 1,234 | 1,064* | 0,893* | 1,079* | 0,822* |
| | 25 | 1,400 | 1,099 | 0,951 | 35 | 1,498 | 1,049 | 0,771 | 1,045 | 0,840 |
| | 35 | 1,759 | 1,115 | 0,947 | 45 | 1,888 | 1,067 | 0,751 | 1,059 | 0,831 |
| | 45 | 2,297 | 1,149 | 0,940 | 55 | 2,452 | 1,074 | 0,798 | 1,067 | 0,827 |
| 5 | 40 | 1,325 | 1,092* | 0,934* | 35 | 1,143 | 1,043* | 0,820* | 1,044* | 0,818* |
| | 50 | 1,556 | 1,057 | 0,939 | 45 | 1,287 | 1,021 | 0,750 | 1,019 | 0,830 |
| | 65 | 2,063 | 1,069 | 0,937 | 55 | 1,524 | 1,029 | 0,751 | 1,026 | 0,825 |
| | 80 | 2,923 | 1,086 | 0,936 | 70 | 2,000 | 1,035 | 0,752 | 1,032 | 0,822 |
| 6 | 30 | 1,096 | 1,068* | 0,933* | 25 | 1,029 | 1,035* | 0,784* | 1,032* | 0,817* |
| | 40 | 1,194 | 1,025 | 0,938 | 35 | 1,079 | 1,006 | 0,752 | 1,006 | 0,839 |
| | 50 | 1,344 | 1,045 | 0,936 | 45 | 1,169 | 1,012 | 0,751 | 1,011 | 0,831 |
| | 65 | 1,677 | 1,054 | 0,937 | 60 | 1,386 | 1,017 | 0,751 | 1,016 | 0,825 |
| 7 | 45 | 1,112 | 1,047* | 0,930* | 45 | 1,064 | 1,023* | 0,754* | 1,022* | 0,819 |
| | 60 | 1,252 | 1,016 | 0,909 | 60 | 1,179 | 1,004 | 0,744 | 1,005 | 0,800 |
| | 70 | 1,390 | 1,028 | 0,911 | 70 | 1,305 | 1,007 | 0,746 | 1,009 | 0,796 |
| | 85 | 1,701 | 1,034 | 0,904 | 85 | 1,524 | 1,008 | 0,744 | 1,011 | 0,794 |
| | | | | | | | | | | 0,789 |

* Эти данные относятся к фильтру Чебышева.

при использовании ФНЧ (или вилки ФНЧ-ФВЧ)

$$\Omega_{zn} = n/K_{fi}; \quad (3.57a)$$

при использовании ПФ (или вилки ПФ-РФ)

$$\Omega_{zn} = (n - K_{fi}/n)/(K_{fi} - 1). \quad (3.57b)$$

Данные формулы следуют из известных соотношений для нормированной частоты в полосе задержания для ФНЧ $\Omega = f_3/f_n$ и для ПФ:

$$\Omega_3^{(-)} = \frac{f_3^{(-)}/f_0 - f_0/f_3^{(-)}}{f_n/f_0 - f_0/f_n}; \quad \Omega_3 = \frac{f_3/f_0 - f_0/f_3}{f_n/f_0 - f_0/f_n},$$

где $f_3^{(-)}$ и f_3 — нижняя и верхняя граничные частоты в полосах задержания; $f_0 = \sqrt{f_n f_3}$ — средняя частота ПФ (см. рис. 3.52, б).

8. Выбирают тип фильтра по АЧХ и его схему исходя из требований к обеспечению затухания α_{ϕ} на частоте Ω_3 , определенного входного сопротивления на частотах высших гармоник, а также наравномерности АЧХ в полосе пропускания.

Для одноконтурных транзисторных и ламповых генераторов с резонансной нагрузкой применяют ФНЧ Чебышева или Кауэра с параллельным конденсатором С1 (рис. 3.54, а, б). Чтобы лучше обеспечивать условие (2.1), переходят к ПФ Чебышева (рис. 3.54, в). Для двухконтурных транзисторных генераторов, у которых требование (2.1) снимается, как правило, также используют ФНЧ Чебышева или Кауэра с параллельным конденсатором С1. Полосовые фильтры Кауэра (рис. 3.54, г) ввиду их относительной сложности в плане практической реализации используют очень редко.

Для двухконтурных ключевых генераторов с резистивной нагрузкой в качестве ВФС применяют вилку фильтров ФНЧ-ФВЧ Чебышева или Кауэра (рис. 3.55). Для двухконтурных ключевых генераторов с последовательными и параллельными контурами применяют ФНЧ Чебышева или Кауэра соответственно с последовательной индуктивностью L1 (рис. 3.56, а, б) и с параллельным конденсатором С1 (рис. 3.54, а, б). Однако, как показывают расчеты, обеспечение требований (2.34) даже у ФНЧ Чебышева при $K_{fi} = 1,6 \dots 1,8$ ведет к увеличению неравномерности АЧХ фильтра в полосе пропускания ($\Delta\alpha > 0,05$ дБ) и к снижению КБВ_ф ниже 0,8. Отметим, что в этом отношении ФНЧ Кауэра оказываются не лучше. Поэтому, чтобы (2.34) выполнялось без увеличения $\Delta\alpha$ и снижения КБВ_ф, целесообразно перейти к ПФ Чебышева (рис. 3.54, в и 3.56, в), хотя при малом $\Delta\alpha$, больших $K_{fi} = 1,7 \dots 1,8$ и $\alpha_{\phi} > 40 \dots 60$ дБ в ПФ Чебышева оказывается большее число LC-элементов, чем в ФНЧ. В то же время переход к ПФ Кауэра (рис. 3.54, г и 3.56, г) не целесообразен и вообще может быть затруднен практической реализацией параллельных и последовательных LC-контуров, настраиваемых на частоты, существенно отличающиеся от рабочей полосы

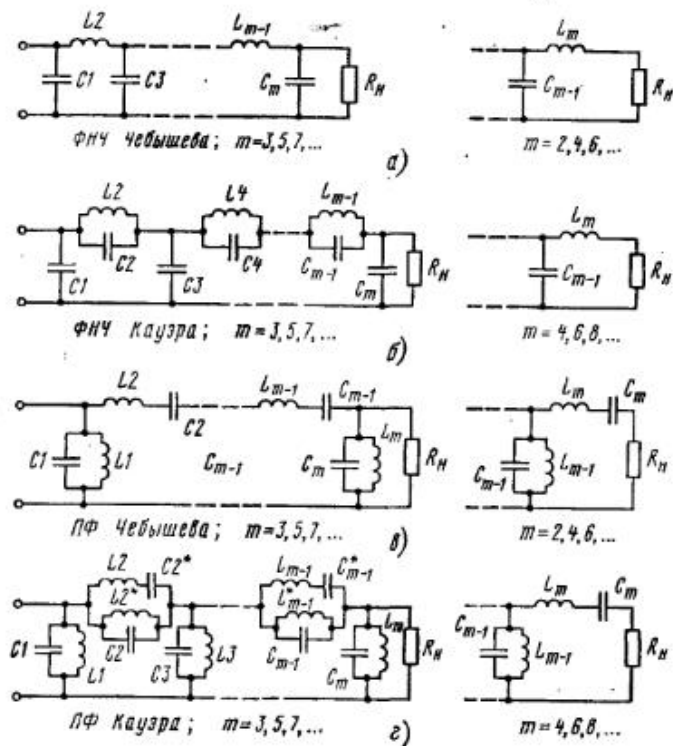


Рис. 3.54

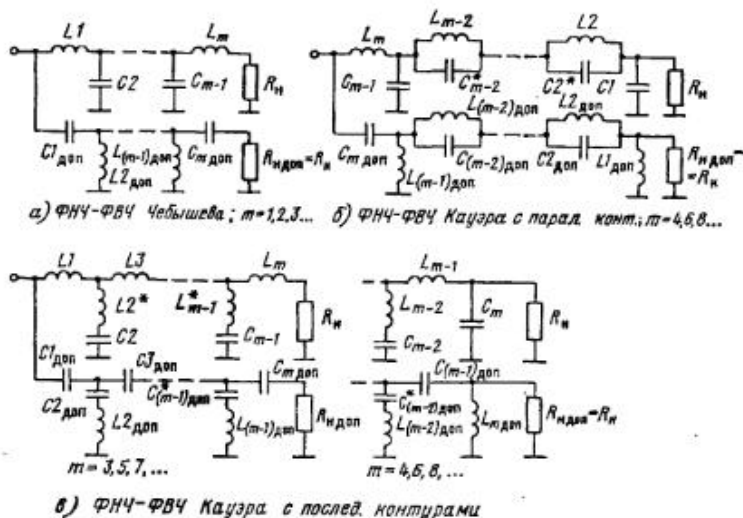


Рис. 3.55

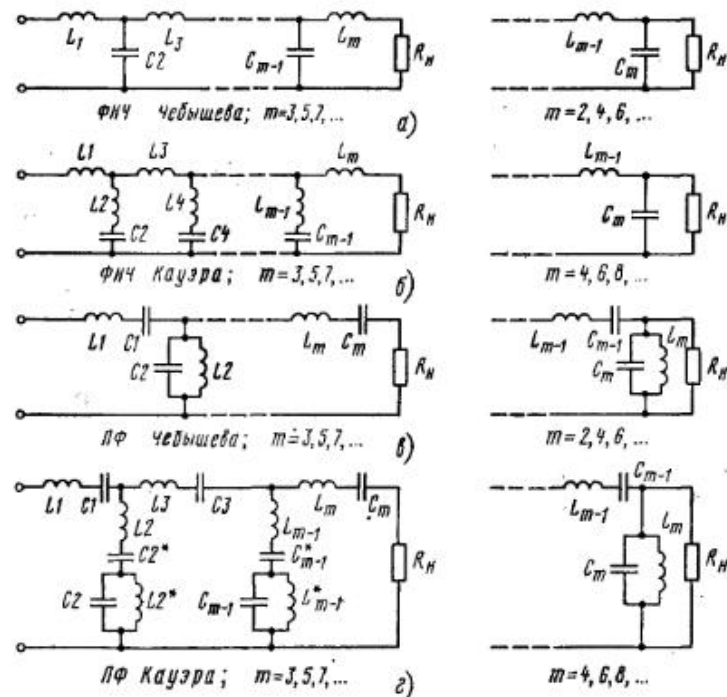


Рис. 3.56

фильтра. Поэтому в ряде случаев одновременное выполнение (2.34) и обеспечение $\Delta a < 0,05$ дБ (или $K_{БВФ} > 0,8$) может потребовать снижения K_f по сравнению с рекомендуемым в п.2.

Для одно- и двухтактных ключевых генераторов с формирующим контуром выходные фильтры строят в виде ФНЧ Чебышева или Кауэра. Выбор первого элемента фильтра ($C1$ или $L1$) определяется схемами формирующего контура и подключения фильтрующей цепи (см. рис. 2.19).

9. Определяют порядок m фильтра. Для фильтров Чебышева

$$m^* = \text{Arch} \sqrt{\frac{10^{0,1a_{\Phi}} - 1}{10^{0,1\Delta a} - 1}} / \text{Arch} \Omega_{\Sigma} \quad (3.58)$$

В (3.58) подставляют $a_{\Phi n}$ и $\Omega_{\Sigma n}$ согласно (3.56) и (3.57а) или (3.57б) для $n = 2$ и 3. Наибольшее из двух значений m^* округляют в большую сторону до целого числа m . Величину m для фильтров Чебышева можно определить также по графикам [3.3, рис. 2.6] и [3.4, рис. П.2.4–П.2.10].

Для фильтров Кауэра m определяют из [3.3, рис. 2.7] или из [3.4, табл. П.1.10–П.1.16] при $\Omega_{\Sigma n}$ для $n = 2$ согласно (3.57а) или (3.57б) и наибольшем из двух значений $a_{\Phi n}$ согласно (3.56). Поэтому если

$a_{фз} > a_{ф2}$ и $\Omega_{з2}$ близко к 1, то m может оказаться больше, чем у фильтров Чебышева.

10. Для расчета LC-элементов фильтров сначала определяют коэффициенты \tilde{c} и $\tilde{\ell}$: из [3.3, с. 94–751] при $r_1 = r_2 = 1$, причем для четных m берут \tilde{c} и $\tilde{\ell}$ коэффициенты для фильтров Чебышева и Кауэра типа "с", или из [3.4, табл. П.1.4–П.1.16]. Затем находят значения реактивных элементов. Для ФНЧ с параллельным конденсатором C_1 или ПФ с параллельным $L_1 C_1$ -контуром (см. рис. 3.54):

$$C_1 = \frac{\tilde{c}_1}{2\pi(f_{вн} - f_{ни})R_n}; \quad L_2 = \frac{\tilde{\ell}_2 R_n}{2\pi(f_{вн} - f_{ни})}, \dots \quad (3.59a)$$

Для ФНЧ с последовательной индуктивностью L_1 или ПФ с последовательным $L_1 C_1$ -контуром (см. рис. 3.56):

$$L_1 = \frac{\tilde{\ell}_1 R_n}{2\pi(f_{вн} - f_{ни})}; \quad C_2 = \frac{\tilde{c}_2}{2\pi(f_{вн} - f_{ни})R_n}, \dots \quad (3.59б)$$

Для ФНЧ в (3.59) надо принять $f_{ни} = 0$. Для ПФ после расчета параметров реактивных элементов, аналогичных ФНЧ (см. рис. 3.54 и 3.56), определяют параметры дополнительных реактивных элементов, образующих с соответствующими предыдущими параллельные или последовательные контуры. Величины этих элементов находят из условия настройки всех контуров в резонанс на среднюю частоту полосы пропускания $f_{0i} = \sqrt{f_{ни} f_{ви}}$:

$$L_j C_j = 1/(2\pi)^2 f_{0i}^2 \quad (j = 1, 2, \dots, m). \quad (3.60)$$

Отметим, что при построении ПФ Кауэра на основе ФНЧ-прототипа они содержат в продольных или поперечных ветвях одновременно последовательные и параллельные контуры (см. рис. 3.54,з и 3.56,з). С помощью дополнительных преобразований [3.4, с. 215] можно перейти к схемам только с параллельными или с одними последовательными контурами.

Для ГВВ, выполненного по той или иной схеме, проверяют, обеспечивается ли требование (2.1) или (2.34)–(2.38) при $f = f_{ни}$. Если оно не выполняется, следует от ФНЧ переходить к ПФ и снижать K_{fi} отдельных фильтров.

Для расчета LC-элементов вилки фильтров Чебышева и Кауэра в схемах рис. 3.55,а,в \tilde{c} и $\tilde{\ell}$ коэффициенты ФНЧ определяются из [3.3, с. 94...749] при $r_1 = 0$ и $r_2 = 1$ при $\Delta a = 0,28$ или 1,25. В случае вилки Кауэра по схеме рис. 3.55,б их определяют по тем же таблицам при $r_1 = 1$ и $r_2 = 0$; при этом нумерация LC-элементов в этой схеме идет в обратном направлении. Отметим, что при четных m \tilde{c} и $\tilde{\ell}$ коэффициенты берут для фильтров Чебышева или Кауэра типа "с".

Величины LC-элементов основного ФНЧ определяют по (3.59б). Для расчета $L_{доп} C_{доп}$ -элементов дополнительного ФВЧ сначала определяют $\tilde{\ell}_{j доп}$ и $\tilde{c}_{j+1 доп} = 1$ коэффициенты:

$$\tilde{\ell}_{j доп} = 1/\tilde{c}_j; \quad \tilde{c}_{j+1 доп} = 1/\tilde{\ell}_{j+1} \quad (j = 1, 3, \dots, m). \quad (3.61)$$

По табл. 3.19 находят значение нормированной оптимальной частоты стыковки $\Omega_{ст}$ основного ФНЧ и дополнительного ФВЧ. Одновременно для данных Δa и m уточняют значение КБВ $_{ф мин}$, которое должно быть не ниже определенного в п. 4 для вилки фильтров при $R_{вх.ном} = R_{н.ном}$. Отметим, что согласно табл. 3.18 при $\Delta a = 1,25$ дБ увеличение $R_{вх.ном}$ до $R_{вх.ном} = 1,155 R_{н.ном}$ позволяет заметно повысить КБВ $_{ф мин}$. Если при этом необходимо снова перейти к $R_{вх.ном}$, например равному $R_{н.ном} = 50$ или 75 Ом, то на входе данной вилки фильтров следует установить понижающий ФНЧ-трансформатор (см. § 3.2) с полосой пропускания до $(3...5)f_{ни}$, который будет трансформировать $R_{вх.ном} = 1,155 R_{н.ном}$ в $R_{вх.ном} = R_{н.ном}$. В схемах рис. 3.55,а,в $L_{доп} C_{доп}$ -элементы дополнительного ФВЧ определяют по формулам

$$C_{1 доп} = \frac{\tilde{c}_{1 доп}}{2\pi\Omega_{ст}^2 f_{ви} R_n}; \quad L_{2 доп} = \frac{\tilde{\ell}_{2 доп} R_n}{2\pi\Omega_{ст}^2 f_{ви}}; \dots; \quad (3.62a)$$

в схеме рис. 3.55,б

$$L_{1 доп} = \frac{\tilde{\ell}_{1 доп} R_n}{2\pi\Omega_{ст}^2 f_{ви}}; \quad C_{2 доп} = \frac{\tilde{c}_{2 доп}}{2\pi\Omega_{ст}^2 f_{ви} R_n}; \dots; \quad (3.62б)$$

Отметим, что при одинаковых K_{fi} и одинаковых схемах всех переключаемых фильтров их расчет значительно упрощается: после определения LC-элементов первого фильтра величины соответствующих элементов второго фильтра уменьшаются в K_{fi} раз и т.д.

Пример. Рассчитать выходную фильтрующую систему: нижняя и верхняя граничные частоты передатчика $f_{н.л} = 3$ МГц и $f_{в.л} = 30$ МГц; номинальное нагрузочное сопротивление $R_n = 50$ Ом; допустимое значение КБВ нагрузки $\geq 0,8$; допустимое значение КБВ на входе фильтрующей системы $\geq 0,7$; допустимый уровень высших гармоник в нагрузке передатчика $a_{доп} = -60$ дБ; дополнительное затухание, вносимое согласующим устройством с антенной, $a_{су} = -5$ дБ; относительная величина высших гармоник тока $a_{г2} = a_{г3} = -15$ дБ; первым элементом должен быть параллельный конденсатор C_1 .

1. Коэффициент перекрытия по частоте передатчика $K_{fн} = 30/3 = 10$.
2. Число переключаемых фильтров (при $K_{fi} = 1,6$) $k = \lg 10 / \lg 1,6 = 4,9$. Округляем до $k = 5$.
3. Коэффициент перекрытия по частоте отдельных фильтров $K_{fф} = 10^{1/5} = 1,585$.

4. Граничные частоты отдельных фильтров:
 $f_{н1} = (1,585)^0 \cdot 3 = 3$ МГц; $f_{в1} = (1,585)^1 \cdot 3 = 4,755$ МГц;
 $f_{н2} = f_{в1} = 4,755$ МГц; $f_{в2} = (1,585)^2 \cdot 3 = 7,537$ МГц;
 $f_{н3} = f_{в2} = 7,537$ МГц; $f_{в3} = (1,585)^3 \cdot 3 = 11,95$ МГц;
 $f_{н4} = f_{в3} = 11,95$ МГц; $f_{в4} = (1,585)^4 \cdot 3 = 18,93$ МГц;

$$f_{\text{в5}} = f_{\text{в4}} = 18,93 \text{ МГц}; f_{\text{в5}} = (1,585)^5 \cdot 3 = 30 \text{ МГц.}$$

5. Коэффициент бегущей волны ВФС КБВ_ф ≥ 0,7/0,8 = 0,875.

6. Неравномерность АЧХ в полосе пропускания фильтрующей системы:

$$\delta \leq (1 - 0,875)^2 / (1 + 0,875)^2 = 0,0044 \text{ или } \Delta a \leq 10 \lg [1 + 0,875]^2 / (4 \cdot 0,875) \approx 0,02 \text{ дБ.}$$

7. Необходимое минимальное затухание, которое должен обеспечивать каждый фильтр в полосе задержания, $a_{\text{ф}} \geq 60 - 15 - 5 = 40 \text{ дБ.}$

8. Нормированная частота в полосе задержания $\Omega_{32} = 2/1,585 = 1,26.$

9. При $a_{\text{ф2}} \geq 40 \text{ дБ}$ и $\Omega \leq 1,26$ целесообразнее брать ФНЧ Кауэра. По [3,4, рис. П.2.31] выбираем фильтр Кауэра 7-го порядка С07-05-57 с $\Delta a = 0,011 \text{ дБ}$, $\Omega_3 = 1,195$, $a_{\text{ф}} = 40 \text{ дБ}$ и из [3,4, табл. П.1.14] определяем \bar{c} и \bar{l} коэффициенты для схемы на рис. 3.54, б: $\bar{c}_1 = 0,6744$; $\bar{c}_2 = 0,1712$; $\bar{l}_2 = 1,202$; $\bar{c}_3 = 1,197$; $\bar{c}_4 = 0,8734$; $\bar{l}_4 = 0,7840$; $\bar{c}_5 = 1,049$; $\bar{c}_6 = 0,6973$; $\bar{l}_6 = 0,7512$; $\bar{c}_7 = 0,3467.$

10. По (3.59а) определяем значения L- и C-элементов 1-го фильтра, причем надо принять $f_{\text{н1}} = 0$, так как выбран ФНЧ:

$$C_1 = 0,6744 / (2 \cdot 3,14 \cdot 4,755 \cdot 10^6 \cdot 50) = 4,518 \cdot 10^{-4} \text{ мкФ};$$

$$C_2 = 0,1712 / (2 \cdot 3,14 \cdot 4,755 \cdot 10^6 \cdot 50) = 1,147 \cdot 10^{-4} \text{ мкФ};$$

$$L_2 = 1,202 \cdot 50 / (2 \cdot 3,14 \cdot 4,755 \cdot 10^6) = 2,012 \text{ мкГн};$$

$$C_3 = 1,197 / (2 \cdot 3,14 \cdot 4,755 \cdot 10^6 \cdot 50) = 8,020 \cdot 10^{-4} \text{ мкФ};$$

$$C_4 = 0,8734 / (2 \cdot 3,14 \cdot 4,755 \cdot 10^6 \cdot 50) = 5,852 \cdot 10^{-4} \text{ мкФ};$$

$$L_4 = 0,7840 \cdot 50 / (2 \cdot 3,14 \cdot 4,755 \cdot 10^6) = 1,312 \text{ мкГн};$$

$$C_5 = 1,049 / (2 \cdot 3,14 \cdot 4,755 \cdot 10^6 \cdot 50) = 7,028 \cdot 10^{-4} \text{ мкФ};$$

$$C_6 = 0,6973 / (2 \cdot 3,14 \cdot 4,755 \cdot 10^6 \cdot 50) = 4,672 \cdot 10^{-4} \text{ мкФ};$$

$$L_6 = 0,7512 \cdot 50 / (2 \cdot 3,14 \cdot 4,755 \cdot 10^6) = 1,257 \text{ мкГн};$$

$$C_7 = 0,3467 / (2 \cdot 3,14 \cdot 4,755 \cdot 10^6 \cdot 50) = 2,323 \cdot 10^{-4} \text{ мкФ.}$$

Значения L- и C-элементов следующего 2-го фильтра необходимо соответственно уменьшить в 1,585 раза и т.д.

Определяем $2\pi f_{\text{н1}} C_1 R_{\text{н}} = c_1 / K f_i = 0,6744 / 1,585 = 0,4255$. Сравнивая эту величину с требуемой согласно (2.1), (2.35) и (2.38), делаем вывод, что данная ВФС может быть использована только в одноконтурном ключевом ГВВ с формирующим контуром по схеме рис. 2.19, б, а также в двухтактных ГВВ по трансформаторной схеме рис. 2.6 в режиме класса В.

При выборе и конструировании катушек индуктивности и конденсаторов фильтра необходимо знать действующие на них токи I_L или I_C , напряжения U_L или U_C и реактивные мощности P_L или P_C (3.54) в рабочем диапазоне частот. Для этого следует обратиться к расчетам на ЭВМ. Из расчета токов I_L в катушках индуктивностей и напряжений U_C на конденсаторах при известных сопротивлениях потерь r_L в индуктивностях и проводимостях потерь g_C в конденсаторах можно определить рассеиваемую на них мощность $P_{L\text{п}} = 0,5 r_L I_L^2$, $P_{C\text{п}} = 0,5 g_C U_C^2$. Суммируя мощность потерь во всех L- и C-элементах фильтра, можно рассчитать КПД фильтра на той или иной частоте:

$$\eta_{\text{ф}}(f) = P_{\text{н}}(f) / [P_{\text{н}}(f) + \Sigma P_{L\text{п}}(f) + \Sigma P_{C\text{п}}(f)]. \quad (3.63)$$

Как показывают расчеты, напряжения и токи, действующие на L- и C-элементы ФНЧ, в 3...5 раз, а реактивные мощности в 10...20 раз больше номинальных значений напряжения, тока и мощности в сопротивлении нагрузки $R_{\text{н.ном}}$ фильтра. Причем наибольших значений они достигают на $f \approx f_{\text{в}}$. Поэтому для снижения потерь в фильтре при выборе конденсаторов и конструировании катушек индуктивностей надо

стремиться, чтобы их добротность достигала максимальных значений на $f \approx f_{\text{в}}$. Кроме того, из-за возрастания токов, напряжений и реактивных мощностей в L- и C-элементах при настройке ФНЧ в номинальном режиме нельзя, чтобы рабочая частота f превышала граничную $f_{\text{в}}$.

Примеры практического построения ВФС в виде переключаемых фильтров даны в [3.25].

Рассмотрим особенности построения ВФС в виде непереключаемого фильтра при $K_{\text{фп}} = f_{\text{в.п}} / f_{\text{н.п}}$ передатчика менее 1,2...1,3. В этом случае проектирование можно вести так, чтобы найти оптимальное значение полосы пропускания фильтра, т.е. его $f_{\text{н.ф}}$ и $f_{\text{в.ф}}$, и число его звеньев, при которых будут обеспечиваться наименьшие потери в LC-элементах, т.е. наибольший КПД фильтра в рабочей, более узкой, от $f_{\text{н.п}}$ до $f_{\text{в.п}}$ полосе частот. В этом случае в ГВВ также для фильтрации высших гармоник ($n \geq 2$) следует применять ФНЧ, а не ПФ.

При использовании ФНЧ Кауэра при заданной фильтрации $a_{\text{ф}}$ на частоте $f_3 = 2f_{\text{н.п}}$ по мере увеличения числа звеньев ($m \rightarrow \infty$) граничная частота полосы пропускания $f_{\text{в}}$ приближается к граничной частоте полосы задержания f_3 , т.е. полоса пропускания становится равной полосе задержания, и одновременно снижаются потери в фильтре до минимально возможных [3.12]. У фильтров Баттерворта и Чебышева при тех же значениях затухания $a_{\text{ф}}$ и частоты $f_3 = 2f_{\text{н.п}}$ минимальные потери достигаются при оптимальном числе звеньев ($m = m_{\text{опт}}$), которое определяется только требуемым затуханием $a_{\text{ф}}$. При этом потери оказываются в 2...3 раза больше, чем минимально возможные в фильтре Кауэра. При выборе фильтров Баттерворта или Чебышева предпочтение следует отдать вторым. У фильтров Чебышева потери получаются несколько меньше, а полоса пропускания заметно больше. При $\Delta a = 0,1...0,2 \text{ дБ}$ полоса пропускания при $m = m_{\text{опт}}$ составляет 0,3...0,4 от предельно возможной, достигаемой в фильтрах Кауэра $m \rightarrow \infty$ [3.12].

Из сказанного следует, что в качестве ВФС ГВВ надо применять ФНЧ Кауэра. Применение ФНЧ Чебышева целесообразно в тех случаях, когда затруднена практическая реализация LC-элементов ФНЧ Кауэра или когда требуется нарастающее затухание $a_{\text{ф}}$ в полосе задержания по мере увеличения частоты ($f > f_3$). При переходе к ПФ потери возрастают еще в два раза, и их применение целесообразно, только если требуется обеспечивать затухание на частотах ниже $f_{\text{н.п}}$.

При проектировании ВФС для узкодиапазонных ГВВ в виде ФНЧ можно воспользоваться методикой расчета, изложенной выше с учетом отмеченных обстоятельств. Во-первых, неравномер-

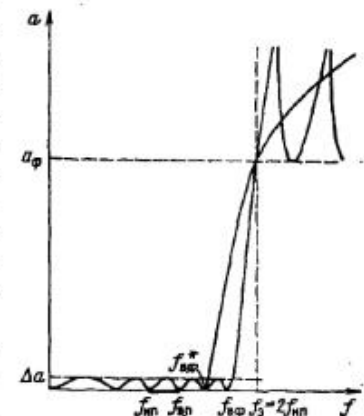


Рис. 3.57

ность АЧХ в полосе пропускания рассчитывают по (3.55). Однако при $K_{f_{\Pi}} \rightarrow 1$ можно задаваться непосредственно $\Delta\alpha = 0,1 \dots 0,2$ дБ, поскольку путем незначительной подстройки LC-элементов фильтров всегда можно добиться точного согласования ($\Delta\alpha = 0$) в узкой рабочей полосе частот $\Delta f_{\Pi} = f_{в.п} - f_{н.п} \rightarrow 0$. Во-вторых, определяют граничную частоту полосы пропускания ВФС в виде ФНЧ. При использовании ФНЧ Кауэра $f_{в.ф}$ задают на 10...20 % меньше частоты $f_3 = 2f_{н.п.}$, на которой необходимо обеспечить заданное затухание α_{Φ} (рис. 3.57): $f_{в.ф} = (0,8 \dots 0,9) \cdot 2f_{н.п.}$. При использовании ФНЧ Чебышева граничную частоту $f_{в.ф}$ задают примерно как среднеарифметическое между $f_{в.п}$ и $f_3 = 2f_{н.п.}$, т.е. $f_{в.ф} \approx 0,5(2f_{н.п.} + f_{в.п.})$. Рассчитывают нормированную частоту в полосе задержания $\Omega_3 = f_3/f_{в.ф}$ и далее расчеты ведут согласно п. 8-10. Отметим, что число звеньев m должно быть близким к $m_{\text{опт}}$ (3.43) как для ФНЧ Чебышева, так и для ФНЧ Кауэра.

3.11. Проектирование и расчет элементов колебательных систем на отрезках коаксиальных и полосковых линий

В диапазонах ОВЧ, УВЧ и СВЧ при построении колебательных, согласующих и фильтрующих цепей широко используют отрезки линий передач с поперечными электромагнитными волнами (волнами класса Т). Строго говоря, к таким линиям относятся коаксиальные волноводы (рис. 3.58, а), коаксиальные и полосковые кабели (поперечные сечения кабелей показаны на рис. 3.16) и симметричные полосковые линии (ПЛ) (рис. 3.44, з). В широко используемых на практике несимметричных полосковых линиях (рис. 3.44, д) распространяется гибридная волна и имеет место дисперсия. Однако в большинстве практических случаев расчет несимметричной полосковой линии с небольшой погрешностью можно производить по формулам, справедливым для линий с волнами класса Т.

При проектировании элементов колебательных систем на отрезках линий передач задаются или рассчитывают волновые сопротивления линий Z_c и длины отрезков. В ОВЧ и нижней части УВЧ диапазона используют отрезки стандартных кабелей. Их параметры были приведены в табл. 3.3. Симметричные и несимметричные полосковые линии типичны для схем УВЧ-СВЧ диапазонов. Волновое сопротивление полосковой линии (ПЛ) (рис. 3.44, з) можно рассчитать по формулам [3.10]:

$$\text{при } w/b \geq 0,35(1 - t/b)$$

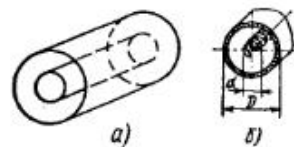


Рис. 3.58

$$Z_c = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon}(\alpha w/b + C_f)}; \quad (3.64a)$$

$$\text{где } \alpha = 1(1 - t/b); \quad \pi C_f = 2\alpha \ln(\alpha + 1) - (\alpha - 1) \ln(\alpha^2 - 1);$$

$$\text{при } w/b \leq 0,35(1 - t/b) \text{ и } w \geq t$$

$$Z_c = 60 \ln(4b/\pi d)/\sqrt{\epsilon}; \quad (3.64b)$$

где $d = 0,5w + 0,8t - 0,12t^2/w$; ϵ — диэлектрическая проницаемость материала заполнения.

Регулярность линии передачи может быть нарушена за счет распространения волн высших типов: класса Е или класса М, характеризуемых критической длиной волны. Для обеспечения одноволнового режима работы геометрические размеры линии следует выбирать так, чтобы на верхней рабочей частоте f_{\max} при $\lambda_{\min} = c/f_{\max}$ выполнялось неравенство

$$\lambda_{\text{кр}} < \lambda_{\min}/\sqrt{\epsilon} = c/f_{\max}\sqrt{\epsilon}, \quad (3.65)$$

где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с — скорость света. В ПЛ при условии $t \ll b$

$$\lambda_{\text{кр}} = 2\sqrt{\epsilon}w(1 + \pi b/4w).$$

Приведем основные соотношения для расчета параметров несимметричной ПЛ, получившей название микрополосковой (МПЛ). Как следует из чертежа поперечного сечения МПЛ (рис. 3.44, д), ее образуют металлическая полоса шириной w и толщиной t и металлический экран, между которыми находится подложка из диэлектрика толщиной h проницаемостью $\epsilon > 1$. Обычно $t \ll h$ и $t \ll w$. Так как часть силовых линий электрического поля замыкается через воздух с $\epsilon_{в} = 1$, в формулах для расчета волнового сопротивления МПЛ Z_c используют эффективную диэлектрическую проницаемость, связанную с диэлектрической проницаемостью подложки соотношением [3.27]

$$\epsilon_{\text{эф}} = 0,5(\epsilon + 1) + 0,5p(\epsilon - 1), \quad (3.66)$$

где

$$p = \begin{cases} 1/\sqrt{1 + 12h/w} & \text{при } w \geq h; \\ 1/\sqrt{1 + 12h/w + 0,04(1 - w/h)^2} & \text{при } w \leq h. \end{cases}$$

Волновое сопротивление МПЛ Z_c рассчитывают по формулам

$$Z_c = \begin{cases} \frac{120\pi/\sqrt{\epsilon_{\text{эф}}}}{w/h + 1,4 + 0,67(w/h + 1,4)} & \text{при } w \geq h; \\ \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{эф}}}} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right) & \text{при } w \leq h; \end{cases} \quad (3.67a)$$

$$(3.67b)$$

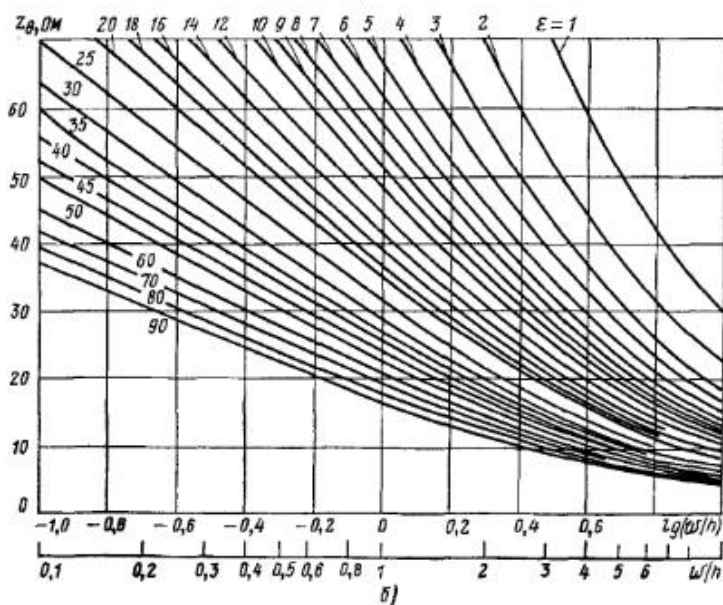
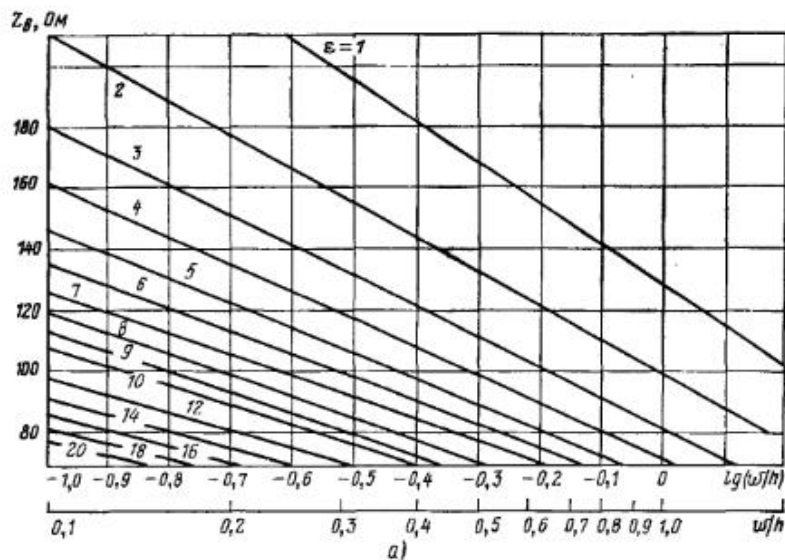


Рис. 3.59

Таблица 3.20

| Марка диэлектрика | ϵ | Марка диэлектрика | ϵ |
|-------------------|------------|-------------------|------------|
| ФАФ-4 | 2,6 | Керамика ТЛ-25 | 25 |
| Поликор | 9,6 | Керамика ТЛ-75 | 75 |
| Сапфир | 9,6...11,7 | Керамика Т-150 | 150 |
| Керамика ТМ-15 | 15 | Керамика ТБНС | 80 |

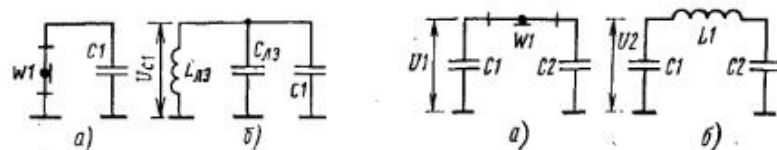


Рис. 3.60

Рис. 3.61

При проектировании колебательных систем чаще решают обратную задачу: найти геометрические размеры сечения МПЛ для выбранного Z_c . В этом случае удобно пользоваться графиками, связывающими величину Z_c с отношением w/h или логарифмом этого отношения (рис. 3.59) [3.10]. Например, требуется найти геометрические размеры МПЛ с волновым сопротивлением $Z_c = 50$ Ом; толщина слоя диэлектрика $h = 0,5$ мм, материал — поликор с $\epsilon = 9,6$. Из рис. 3.59, б находим $w/h = 1$; следовательно, ширина металлической полоски $w = 0,5$ мм. С уменьшением Z_c до 20 Ом ширина w возрастает до 2,25 мм. Диэлектрические проницаемости некоторых типовых материалов приведены в табл. 3.20. Более подробные сведения об органических и неорганических диэлектриках можно найти в [3.10]. Так как длина волны в МПЛ $\lambda_{л}$ (см) связана с частотой f (МГц) и $\epsilon_{эф}$ соотношением

$$\lambda_{л} = \frac{3 \cdot 10^4}{f \sqrt{\epsilon_{эф}}}, \quad (3.68)$$

то при использовании керамики с высокой диэлектрической проницаемостью ϵ длина волны $\lambda_{л}$ уменьшается на порядок и линия действительно становится микрополосковой. Что касается дисперсии в МПЛ, то ее можно учесть увеличением $\epsilon_{эф}$ с ростом частоты. До частот 10 ГГц это увеличение составляет проценты от $\epsilon_{эф}$, т.е. лежит в пределах точности расчетов. При необходимости уточнение $\epsilon_{эф}$ можно сделать по формулам (2.75), (2.76), приведенным в [3.10].

Добротность резонаторов на ПЛ и МПЛ лежит в пределах 150...450.

Большую часть контуров, где применяют отрезки линий, можно свести к двум схемам: рис. 3.60, а и 3.61, а. Схеме рис. 3.60, а соответствует эквивалентная схема рис. 3.60, б, где $C_{лз}$ — емкость, концентрирующая реактивную мощность электрического поля, запасенную в линии W_1 . Распределение амплитуд напряжения и тока в линии W_1 показано на рис. 3.62. Исходными данными для расчета контура являются: резонансная частота контура f_0 (МГц), соответствующая ей длина волны в линии $\lambda_{л}$, рассчитанная по (3.68) (для линий с однородным заполнением диэлектриком: кабелей, ПЛ, $\epsilon_{эф} = \epsilon$), сосредоточенная емкость контура C_1 (пФ), волновое сопротивление линии Z_c (Ом). Длина короткозамкнутого отрезка линии l (см) равна:

$$l = \frac{\lambda_{л}}{2\pi} \arctg \frac{5,31\lambda_{л}}{C_1 Z_c} + \frac{n\lambda_{л}}{2}. \quad (3.69)$$

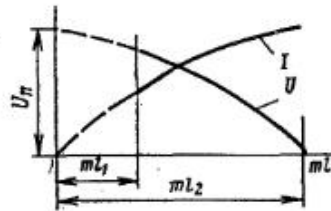


Рис. 3.62

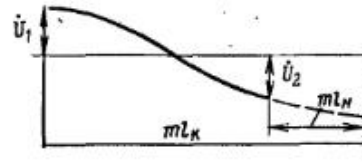


Рис. 3.63

Обычно $n = 0$, только при очень низких сопротивлениях длину линии увеличивают на $\lambda_n/2$. Волновое сопротивление Z_c подбирают так, чтобы получился конструктивно выполнимый отрезок линии. Мощность электрического поля на участке l_1-l_2 однородной линии

$$P_{рл} = \frac{U_n^2}{2Z_c} \int_{ml_1}^{ml_2} \cos^2(ml) dml = \frac{U_n^2}{2Z_c} \left[\frac{ml_2 - ml_1}{2} + \frac{\sin(2ml_2) - \sin(2ml_1)}{4} \right], \quad (3.70)$$

где U_n — амплитуда напряжения в пучности; электрическую длину ml отсчитывают от пучности напряжения. Общая реактивная мощность P_p , запасенная в элементах схемы (рис. 3.60), складывается из мощности P_{pc} , запасенной в конденсаторе C_1 , и мощности в линии $P_{рл}$ (в $C_{лз}$ на рис. 3.60,б):

$$P_p = P_{pc} + P_{рл} = \frac{U_c^2}{2Z_c \sin^2(ml)} \left(\frac{ml}{2} + \frac{\sin(2ml)}{4} \right). \quad (3.71)$$

Характеристическое сопротивление эквивалентного контура

$$\rho = \frac{U_c^2}{2P_p} = \frac{Z_c \sin^2(ml)}{\frac{ml}{2} + \frac{\sin(2ml)}{4}}. \quad (3.72)$$

Эквивалентная емкость контура

$$C_{эк} = C_1 + C_{лз} = C_1 [0,5 + ml/\sin(2ml)]. \quad (3.73)$$

При расчете схемы (рис. 3.61,а) обычно вначале получают ее аналог (рис. 3.61,б), а затем нереализуемую из-за ее малости индуктивность L_1 заменяют отрезком линии. Следует, однако, помнить, что линия обладает трансформирующими свойствами и токи, протекающие через конденсаторы C_1 и C_2 в схеме (рис. 3.61,а), будут разными. Поэтому при расчете линии W_1 в схеме (рис. 3.61,а) можно исходить из двух вариантов исходных данных. Эти варианты, а также последовательности

Таблица 3.21

| Вариант | Исходные данные | Расчетные формулы |
|---------|---------------------------|---|
| 1 | C_1, C_2, U_1, f_0, Z_c | $ml_n = \arctg(Z_c/x_{c2}); ml_n < \pi/2$ $ml_k = \arctg(Z_c/(-x_{c1})); \pi/2 < ml_k < \pi$ $m = 2\pi/\lambda_n; \ell_n = \ell_k - \ell_n$ $U_2 = - U_1 \cos(ml_n)/\cos(ml_k) $ |
| 2 | C_1, U_1, U_2, f_0, Z_c | $ml_k = \arctg(Z_c/(-x_{c1})); \pi/2 < ml_k < \pi$ $ml_n = \arccos U_1 \cos(ml_k)/U_2 ; ml_n < \pi/2$ $m = 2\pi/\lambda_n; \ell_n = \ell_k - \ell_n$ $x_{c2} = Z_c \operatorname{ctg}(ml_n)$ |

расчетных формул сведены в табл. 3.21. Эюра напряжения, поясняющая расчет, приведена на рис. 3.63. В расчетных формулах табл. 3.21 использованы модули сопротивлений конденсаторов x_{c1} и x_{c2} . Напряжения U_2 и U_1 в соответствии с рис. 3.63 взяты с обратными знаками. Далее рассчитывают реактивную мощность в контуре, характеристическое сопротивление и добротность контура. Вариант 1 целесообразно применять при расчете контуров автогенераторов, вариант 2 — при проектировании фильтрующих и согласующих устройств.

Пример. Рассчитать МПЛ в контуре в схеме рис. 3.61,а при следующих данных: $C_1 = 15$ пФ, $C_2 = 7$ пФ (вариант), $f_0 = 900$ МГц, $Z_c = 20$ Ом. Расчет ведем по 1-му варианту. Напряжения на контуре нормируем к напряжению U_1 .

1. Определяем длину волны в свободном пространстве:
 λ_0 (см) = $3 \cdot 10^4 / f$ (МГц) = $3 \cdot 10^4 / 900 = 33,3$ см.
2. Находим сопротивления конденсаторов: $x_{c1} = 5,31$ (см)/ C_1 (пФ) = 11,8 Ом; $x_{c2} = 5,31$ (см)/ C_2 (пФ) = 25,3 Ом.
3. Выбираем МПЛ с $Z_c = 20$ Ом.
4. Рассчитываем $ml_n = \arctg(Z_c/x_{c2}) = \arctg(20/25,3) = 0,67$.
5. Рассчитываем $ml_k = \arctg(Z_c/(-x_{c1})) = \arctg(20/-33,3) = 2,10$.
6. Определяем длину волны в МПЛ. Используем подложку из поликора с $\epsilon = 9,6$. Из графиков на рис. 3.69,б находим отношение параметров МПЛ $w/h = 4,4$. С помощью (3.66) определяем $\epsilon_{эф}$. Рассчитываем

$$p = 1/\sqrt{1 + 12h/w} = 1/\sqrt{1 + 12/4,4} = 0,5;$$

$$\epsilon_{эф} = 0,5(\epsilon + 1) + 0,5p(\epsilon - 1) = 0,5(9,6 + 1) + 0,5 \cdot 0,5(9,6 - 1) = 7,5.$$

Длина волны в МПЛ $\lambda_n = \lambda_0/\sqrt{\epsilon_{эф}} = 33,3/\sqrt{7,5} = 12,2$ см.

7. Определяем длину отрезка МПЛ:

$$\ell_n = \frac{ml_k - ml_n}{m} = \frac{(ml_k - ml_n)\lambda_n}{2\pi} = \frac{(2,10 - 0,67)12,2}{6,28} = 2,77$$
 см.

8. Определяем размеры сечения полосковой линии (рис. 3.44,в). При $h = 0,66$ мм ширина металлической полоски составляет $4,4h = 2,65$ мм.

9. Напряжение на конденсаторе C_2 :

$$U_2 = - \left| U_1 \frac{\cos(ml_n)}{\cos(ml_k)} \right| = - \left| U_1 \frac{\cos(0,67)}{\cos(2,1)} \right| = -1,55U_1.$$

10. Рассчитываем реактивную мощность, запасенную в элементах схемы (нормируем к напряжению U_1^2). Реактивные мощности в конденсаторах:

$$P_{pC1} = 0,5U_1^2/X_{C1} = 0,5U_1^2/11,8 = 4,24 \cdot 10^{-2}U_1^2;$$

$$P_{pC2} = 0,5U_2^2/X_{C2} = 0,5 \cdot 1,55U_1^2/25,3 = 4,74 \cdot 10^{-2}U_1^2.$$

Реактивную мощность в линии рассчитываем по формуле (3.70):

$$P_{pл} = 0,5U_1^2 \left(\frac{m\ell_k - m\ell_n}{2} + \frac{\sin(2m\ell_k) - \sin(2m\ell_n)}{4} \right) \frac{1}{Z_c \cos^2(m\ell_k)} =$$

$$= 0,5U_1^2 [(2,1 - 0,67)/2 + (\sin 4,2 - \sin 1,34)] / (20 \cos^2 2,1) = 2,55 \cdot 10^{-2}U_1^2.$$

Полная реактивная мощность, запасенная в контуре,

$$P_p = P_{pC1} + P_{pC2} + P_{pл} = 4,24 \cdot 10^{-2}U_1^2 + 4,74 \cdot 10^{-2}U_1^2 + 2,55 \cdot 10^{-2}U_1^2 = 11,5 \cdot 10^{-2}U_1^2.$$

11. Характеристическое сопротивление контура в точке с напряжением U_1

$$\rho = U_1^2/2P_p = 10^2 \cdot (2 \cdot 11,5) = 4,34 \text{ Ом.}$$

12. Оцениваем собственную добротность контура. Добротность керамического конденсатора $Q_{C1} = 400$ (с учетом монтажа), добротность варикапа $Q_{C2} = 120$, добротность МПЛ $Q_{л} = 250$. Потери в контуре $P_{пот} = P_{pC1}/Q_{C1} + P_{pC2}/Q_{C2} + P_{pл}/Q_{л} = 6,0 \cdot 10^{-4}U_1^2$, добротность контура $Q_x = P_p/P_{пот} = 190$.

В выходных усилителях мощности на лампах в передатчиках телевизионного вещания и УКВ ЧМ вещания применяют резонаторы коаксиального типа (рис. 3.64). Резонатор включают между анодом (радиатором) лампы и экранирующей сеткой. Участок лампы длиной $\ell_{л}$ от конца радиатора до вывода экранирующей сетки представляет собой фактически неоднородную коаксиальную линию, которую при расчетах обычно заменяют однородной линией с волновым сопротивлением

$$Z_c = 138 \lg(D/d), \quad (3.74)$$

где d — внутренний диаметр линии, равен диаметру радиатора с насадкой для крепления резонатора. При настройке резонатора подвижные короткозамкнутые шлейфы позволяют устранить неточность расчетов.

Диаметр внешней трубы D выбирают из условий электрической прочности, отсутствия волн высших типов и компактности конструкции. Между внутренней и внешней трубами резонатора действует сумма напряжений $U_{\Sigma} = E_a + U(\ell)_{\max}$, где $U(\ell)_{\max} = U_n$. Для коаксиальной линии минимальный диаметр внешней трубы D_{\min} (см)

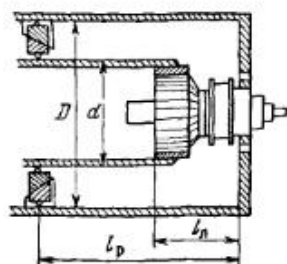


Рис. 3.64

$$D_{\min} \geq 2,75U_{\Sigma}/E_{\text{доп}}, \quad (3.75)$$

где $E_{\text{доп}} = 5 \dots 10$ кВ/см — допустимая напряженность поля для нормальных атмосферных условий.

Обычно волновое сопротивление резонатора конструкции, приведенной на рис. 3.64, лежит в пределах $Z_c = 18 \dots 30$ Ом. Задаваясь Z_c , из (3.74) определяют D . Кроме выполнения условия (3.75) электрической прочности, существует верхний предел величины D , обусловленный появлением волн

высших типов. Условия отсутствия азимутальных и радиальных колебаний

$$\pi(D+d)/2 \leq \lambda_{\min},$$

где λ_{\min} — минимальная длина волны, на которую настроен резонатор.

Эквивалентной схеме контура соответствует рис. 3.60, где под C_1 следует понимать выходную емкость лампы $C_{\text{вых}} = C_{\text{ас2}} + C_M$; $C_{\text{ас2}}$ — емкость между анодом и экранирующей сеткой; $C_M \approx (0,5 \dots 0,7)C_{\text{ас2}}$ — емкость монтажа лампы. Длину резонатора ℓ_p рассчитывают по (3.69) с заменой C_1 на $C_{\text{вых}}$ при $n = 0$. Так как длина резонатора зависит от Z_c , а следовательно, и от D , то оптимальной является конструкция, когда длина ℓ_p и диаметр D близки. Если ℓ_p в 2...3 раза превышает диаметр D , то целесообразно применять составные резонаторы, состоящие из отрезков коаксиальных линий с различными волновыми сопротивлениями, что будет рассмотрено далее. Если $\ell_p < \ell_{л}$, то используют радиальные резонаторы [3.26].

Реактивную мощность в контуре рассчитывают по формуле (3.71), характеристическое сопротивление контура $\rho_{\text{вых}}$, приведенное к выходному зазору лампы, — по (3.72). По величине $\rho_{\text{вых}}$ и по известному из расчета режима лампы сопротивлению нагрузки $R_{\text{эк}}$ определяют добротность резонатора $Q = R_{\text{эк}}/\rho_{\text{вых}}$ или при заданной Q рассчитывают $R_{\text{эк}}$. Так поступают, например, при проектировании выходных каскадов мощных телевизионных передатчиков, где добротность анодного контура Q определяется требуемой полосой пропускания (см. гл. 7).

Коэффициент полезного действия резонатора $\eta_p = 1 - Q/Q_x$, где Q_x — добротность холостого хода, обусловленная потерями в стенках резонатора, контактных соединениях и главным образом в лампе. Величина Q_x коаксиальных резонаторов составляет 400...800.

Заметим, что эквивалентные параметры ρ , $C_{\text{эк}}$ и $Z_{\text{эк}}$ зависят от сечения линии ℓ' , для которого они рассчитаны. Это связано с тем, что амплитуды напряжения и тока вдоль линии распределены по гармоническому закону. Так, в сечении $\ell' < \ell_p$

$$\rho' = \rho_{\text{вых}} \sin^2(m\ell') / \sin^2(m\ell_p). \quad (3.76)$$

По такому же закону изменяется эквивалентное сопротивление контура $R_{\text{эк}}$. Выражение (3.76) используют при расчете элементов емкостной связи с фидером. Для расчета элементов связи, находящихся в пучности тока (например, петель связи), следует представлять резонатор в виде последовательного контура. Характеристическое сопротивление контура в пучности тока

$$\rho_l = 2P_p/I_n^2 = 2P_p Z_c^2 / U_n^2.$$

Как было сказано, при большой длине трубы $\ell_p > 2D$ целесообразно использовать составные резонаторы. Эти резонаторы состоят из двух

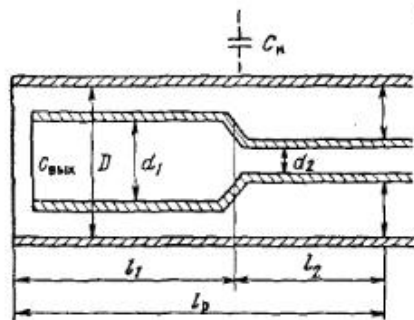


Рис. 3.65

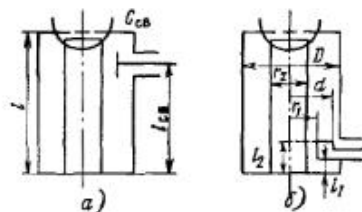


Рис. 3.66

или трех участков однородных коаксиальных линий с разными волновыми сопротивлениями. На рис. 3.65 приведена эквивалентная схема резонатора из двух линий. Участок длиной $l_1 > l_{\lambda}$ образован коаксиальной линией с волновым сопротивлением Z_{c1} . Внутренний диаметр этой линии d определяется радиатором лампы (рис. 3.64). Участок с короткозамыкателем длиной l_2 имеет $Z_{c2} > Z_{c1}$ за счет уменьшения внутреннего диаметра линии $d_2 < d_1$ или использования спирального резонатора, в котором внутренняя труба заменена спиралью (рис. 3.58, б). Волновое сопротивление спиральной линии $Z_c = Z_0 F$, где

$$Z_0 = 138 \lg \frac{D}{d}; \quad F \approx \sqrt{1 + \frac{(n\pi d)^2}{4,6(D/d)} \left(1 - \frac{d}{D}\right)^2},$$

где n — число витков, приходящихся на единицу длины линии. На эквивалентной схеме рис. 3.65 неоднородность линии из-за изменения внутреннего диаметра учитывают дополнительной емкостью C_n . Как правило, C_n не превышает единиц пикофард, и при расчете резонаторов ОВЧ ею можно пренебречь.

Приведем расчетные соотношения для составного резонатора из двух линий (рис. 3.65). Заданными являются Z_{c1} , Z_{c2} , длина l_1 и емкость $C_{\text{вых}}$ (емкостью C_n пренебрегаем). Электрическая длина линии l_2

$$ml_2 = \arctg(-x_{\text{вых}}/Z_{c2}),$$

где

$$x_{\text{вых}} = -|x_{c, \text{вых}}| \left[1 - \frac{Z_{c1}}{|x_{c, \text{вых}}|} \operatorname{tg}(ml_1) \right] / \left[1 + \frac{|x_{c, \text{вых}}|}{Z_{c1}} \operatorname{tg}(ml_1) \right].$$

По аналогии с (3.71) полная реактивная мощность

$$P_p = P_{pc} + P_{p1} + P_{p2}; \quad P_{pc} = U_{\text{вых}}/2 |x_{c, \text{вых}}|,$$

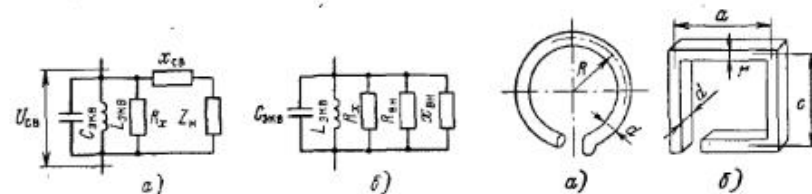


Рис. 3.67

Рис. 3.68

а реактивная мощность, запасенная в отрезках линий, согласно (3.70)

$$P_{p1} = \frac{U_{c, \text{вых}}^2}{2Z_{c1} \sin^2(ml_1)} \left\{ \frac{ml_1}{2} - \frac{\sin(2ml_1) - \sin[2m(l_1 - l_2)]}{4} \right\}; \quad (3.77)$$

$$P_{p2} = \frac{1}{2Z_{c2}} \left\{ \frac{U_{c, \text{вых}}^2 \sin[m(l_1 - l_2)]}{\sin(ml_1) \sin(ml_2)} \right\}^2 \left[\frac{ml_2}{2} - \frac{\sin(2ml_2)}{4} \right], \quad (3.78)$$

где $ml_1 = \arctg(|x_{c, \text{вых}}|/Z_{c1})$.

Для отвода мощности во внешний фидер или для ввода мощности при возбуждении колебаний в резонаторе используют ЦС. С помощью элементов связи сопротивление фидерной линии (внешнего волновода) пересчитывают в сопротивление эквивалентного контура, замещающего резонатор в сечении, где включен элемент связи: конденсатор (емкостная связь), петля (индуктивная связь) или отверстие в стенке волновода (дифракционная связь).

Конденсатор связи в коаксиальном резонаторе выполняют в виде плоского или цилиндрического конденсатора, одна из пластин которого закреплена на внутреннем проводнике фидерной линии, а другую образует внутренняя труба волновода (рис. 3.66, а). Расстояние от пластины конденсатора до внутренней трубы h определяется допустимой напряженностью поля: $h_{\min} \geq U_{cb}/E_{\text{доп}}$, где $E_{\text{доп}} = 5 \dots 10$ кВ/см. Площадь пластины рассчитывают по формулам плоского конденсатора.

Для расчета сопротивления конденсатора связи воспользуемся эквивалентной схемой рис. 3.67. Вносимое из фидера в резонатор сопротивление $R_{\text{вн}} = R_{\text{ок}} R_x / (R_x - R_{\text{ок}})$, где $R_x = \rho_{cb} Q_x$, $R_{\text{ок}} = \rho_{cb} Q$, а ρ_{cb} вычисляют по формуле (3.76). Сопротивление связи

$$x_{cb} = -x_n + U_{cb} \sqrt{Z_{\phi} / (2P_{\sim} \eta_k K_{c, \text{вн}})} = -x_n + \sqrt{R_{\text{вн}} r_n - r_n^2}, \quad (3.79)$$

где U_{cb} — напряжение в месте размещения элемента связи; $K_{c, \text{вн}}$ — максимальное значение коэффициента стоячей волны в нагрузочном фидере; r_n и x_n — активная и реактивная составляющие сопротивления нагрузки; $\eta_c = 1 - R_{\text{ок}}/R_x$. Вместе с активным сопротивлением в резонатор из фидера вносится некоторая реактивность $x_{\text{вн}}$, определяемая реактивным сопротивлением нагрузки и индуктивностью штыря. Эту вносимую реактивность компенсируют подстройкой (изменением длины) резонатора.

При индуктивной связи петлю связи помещают в область пучности тока (рис. 3.66, б). Активное сопротивление, вносимое в контур,

$$r_{вн} \approx \rho_l/Q - \rho_l/Q_x.$$

Полное сопротивление, вносимое в контур,

$$z_{вн} = \frac{x_{св}^2}{Z_{н}} = r_{вн} + ix_{вн} = \frac{(r_{н} - ix_{н})x_{св}^2}{r_{н}^2 + x_{н}^2}.$$

Отсюда $x_{св} = \sqrt{r_{вн}[r_{н} + (x_{н}/r_{н})^2]}$. Сопротивление связи

$$x_{св} = 138[\lg(r_2/r_1)][\operatorname{tg}(ml_2) - \sin(ml_1)/\cos(ml_2)]. \quad (3.80)$$

Предельное значение сопротивления связи можно получить, увеличив размеры витка до полного использования площади продольного сечения резонатора, т.е. перейдя от индуктивной связи к кондуктивной. При этом $l_1 = 0$, $r_1 = d/2$, $r_2 = D/2$. Отсюда при кондуктивной связи $x_{св} = Z_c \operatorname{tg}(ml_2)$. Выражение (3.80) позволяет с помощью метода последовательных приближений найти параметры витка. Индуктивность витка из проводника круглого сечения (рис. 3.68, а) [нГн]

$$L_{в} = 4\pi R[\ln(16R/d) - 2],$$

где R — радиус витка. Индуктивность витка квадратной формы (рис. 3.68, б)

$$L_{в} = 8c \left(\ln \frac{c}{a+r} + 0,223 \frac{a+r}{c} + 0,726 \right).$$

Для компенсации индуктивности витка в ряде случаев последовательно с ним вводят компенсирующий конденсатор.

3.12. Выбор стандартных радиодеталей для цепей связи, согласования, коррекции, фильтрации и питания; расчет катушек индуктивности

В предыдущих главах приведены руководства по выбору и электрическому расчету каскадов усиления мощности радиочастоты (ГВВ) на транзисторах и радиолампах. По результатам этого предшествующего этапа проектирования становится известным режим (токи и напряжения) транзистора или лампы, схемы цепей питания, согласования и фильтрации, значения емкости, индуктивности, активного сопротивления потерь входящих в эти цепи конденсаторов, катушек индуктивности, резисторов, а также приложенные к ним напряжения, протекающие токи, выделяющиеся мощности и пр. Особенно легко и полно эти сведения

получают при грамотном использовании в процессе проектирования современных программ для ЭВМ.

Следующий этап работы состоит в выборе стандартных комплектующих изделий — конденсаторов и резисторов и в конструктивном расчете катушек индуктивности. Завершается этап составления спецификации.

Выбор конденсаторов и резисторов производится по справочникам, достаточно полным и наиболее поздним по времени издания на момент проектирования (например, [1.2; 1.3] или другие, более "свежие" и полные). В подавляющем большинстве случаев катушки индуктивности для радиочастотных каскадов передатчиков изготавливаются по индивидуальным для данного типа передатчика расчетам в процессе производства передатчика. Исключение составляют унифицированные радиочастотные дроссели для транзисторных каскадов (см., например, [1.50]). В справочниках приводятся сведения о многочисленных видах конденсаторов и резисторов. В нашем случае пригодны только разновидности, предназначенные для использования на радиочастотах.

Конденсаторы. Используемые в каскадах радиочастоты передатчиков конденсаторы условно можно разделить на две группы: конденсаторы для колебательных контуров, фильтров, согласующих цепей и т.п. и конденсаторы для цепей питания, блокировочные, разделительные и др. [1.1]. К первым ("контурным", или "типа 1") всегда бывают приложены относительно большие радиочастотные напряжения, и через них протекают большие радиочастотные токи; кроме того, могут быть приложены и большие постоянные напряжения. Ко вторым ("блокировочным", или "типа 2") обычно бывает приложено большое постоянное напряжение, а амплитуда переменного бывает на два-три порядка меньше и может в расчет не приниматься; протекающие через блокировочные конденсаторы токи также меньше, чем токи через "контурные" конденсаторы. Порядок величины емкости блокировочных конденсаторов примерно в 50...200 раз больше, чем "контурных" в том же каскаде. К моменту выбора стандартных конденсаторов по справочникам из предыдущих расчетов известно: назначение конденсатора, его емкость, приложенные напряжения, протекающие токи.

Для обеспечения приемлемого КПД фильтрующих и согласующих цепей, для уменьшения потерь мощности и соответствующего нагрева самих конденсаторов (что особенно важно в мощных каскадах) "контурные" конденсаторы должны обладать малыми собственными потерями, т.е. высокой добротностью $Q_c \geq 1000$ или малым значением тангенса угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg} \delta \leq 10^{-3}$; $Q_c = 1/\operatorname{tg} \delta$. Необходимо также постоянство емкости во времени при изменении температуры, влажности, давления, приложенных напряжений. Температурный коэффициент емкости (ТКЕ) должен быть равен обратному температурному коэффициенту индуктивности (ТКИ), так как требуется поддерживать резонанс собственной частоты контура резонансного ГВВ с частотой воздействия. На повышенных радиочастотах необходима также малая паразитная индуктивность самого конденсатора и его выводов для избежания

паразитных резонансов и для уменьшения зависимости эквивалентной емкости от частоты $C_{эж} \approx C/(1 - \omega^2 L_{п} C)$.

Благодаря малым переменным напряжениям блокировочные конденсаторы могут иметь малую добротность; допустимо также большое отклонение фактического значения емкости от номинала (от расчетного значения), особенно — в большую сторону. Во многих случаях паразитная индуктивность блокировочного конденсатора и его выводов должна быть особенно малой.

Важным параметром конденсатора, используемого в каскадах передатчика, является так называемая реактивная мощность $P_{реакт} = UI \sin \varphi \approx UI \approx U^2 \omega C$. Реактивная мощность определяет и рассеиваемую в конденсаторе мощность $P_{рас} = P_{реакт} \operatorname{tg} \delta$.

В табл. 3.22 приведены сведения о некоторых диэлектриках, используемых в современных конденсаторах: тангенс угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg} \delta$ и диэлектрическая проницаемость ϵ . Из таблицы следует, что в радиочастотных каскадах передатчиков могут применяться конденсаторы с вакуумным, воздушным, керамическим, стеклянным, стеклокерамическим диэлектриком, а на частотах примерно до 3...5 МГц — некоторые типы самых современных пленочных. Представление о возможных величинах ТКЕ конденсаторов с различным диэлектриком дает табл. 3.23. Следует обратить внимание на существование как положительных, так и отрицательных величин ТКЕ. В табл. 3.24 приведены сведения о собственной индуктивности некоторых типовых конденсаторов и соответственно о примерном значении их верхней предельной рабочей частоты, а в табл. 3.25 и 3.26 — обобщенные параметры некоторых отечественных конденсаторов, применявшихся и применяющихся в каскадах передатчиков, выполненных на дискретных элементах. Наметив по сведениям из этих таблиц целесообразные типы конденсаторов для проектируемого передатчика, следует по наиболее "свежим" справочникам (например, [1.46]) выбрать конкретные типы с учетом действующих напряжений, протекающих токов, реактивной мощности.

Если в справочнике указаны только минимальное и максимальное значения емкости выбранного типоразмера конденсатора, промежуточные значения определяются по стандартному ряду номинальных значений (табл. 3.27). При проектировании передатчика, предназначенного для крупносерийного или массового производства, следует использовать конденсаторы, предназначенные для автоматизированной сборки, что специально указывается в новейших справочниках. Дополнительное представление об областях применения различных конденсаторов по частоте дает табл. 3.28.

Таким образом, при малых напряжениях и небольших мощностях в широком диапазоне частот применяются низковольтные керамические конденсаторы группы К10 и им подобные. При высоких напряжениях, средних и больших мощностях применяются высоковольтные керамические конденсаторы группы К15, а также вакуумные постоянные К61 и им подобные и вакуумные переменные КП. Находят применение и

Таблица 3.25

Основные параметры "контурных" конденсаторов

| Тип конденсатора | Особенности конструкции | Пределы номинальной емкости, пФ* | Допустимые отклонения от номинала, % | Номинальные напряжения при температуре до 85 °С, В | Допустимая реактивная мощность, вар | Группа по ТКЕ | Высшая рабочая температура, °С |
|---|--|----------------------------------|--------------------------------------|--|---|---------------------------------|--------------------------------|
| КЛГ КЛС КМ КМ-6 КД КДУ КТ | Литой секционированный То же Монолитный То же Дисковый Дисковый для ОБЧ Трубчатый | 18...2000 | 2; 5; 10; 20 | 160; 250 | 60...150 | M47, M75, M700, M1300 | 125 |
| | | 8,2...3000 | 5; 10; 20 | 80; 125; 200 | 75...175 | M47, M75, M750, M1500 | 85 |
| | | 16...5600 | 5; 10; 20 | 160; 250 | 10...40 | П33, M100, M47, M75, M1500 | 155 |
| | | 120...15000 | 5; 10; 20 | 25; 50 | 10...30 | П33, M47, M75, M750, M1500 | 155 |
| | | 1...270 | 2; 5; 10; 20 | 30; 80; 100; 500 | 20...100 | П120, П33, M47, M150, M1500 | 155 |
| | | 1...47 | 10; 20 | 500 | 40...100 | П100, П33, M47, M700 | 85 |
| К10-7В К10-17 К10-26 К15У-2 | Пластинчатый Прямоугольный неизолированный Плоский неизолированный Трубчатый | 15...1000 | 5; 10; 20 | 50 | 20...100 | П33, МПО, М47, М75, М750, М1500 | 155 |
| | | 2,2...39000 | 5; 10; 20 | 25; 50 | 1...40 | П33, М47, М75, М750, М1500 | 125 |
| | | 1,2...274 | 1 | 50 | 20 | МПО | 85 |
| К21У-3 К21-7 К21-9 | Плоский изолированный | 33...10000 | 10; 20 | 2000...25000 | (2...300)·10 ³ | П60, М47, М150, М750, М1500 | 155 |
| | | 9,1...5600 | 2; 5; 10; 20 | 250 | 25...100 | П33, МПО | — |
| | | 56...20000 | 5; 10; 20 | 50 | 10...50 | П120 | 155 |
| СКМ-Т К22У-1 К22-5 | Многослойный термостойкий Плоский | 2,2...10000 | 2; 5; 10; 20 | 25...500 | 40...200 | П100, П33, МПО, М47, М150, М220 | 125 |
| | | 9,1...1000 | 2; 5; 10; 20 | 125; 250 | 30; 40; 55 | МПО, М330 | 200 |
| | | 22...39000 | 5; 10; 20 | 35...250 | 15; 20; 30 | МПО, М47, М330 | 85 |
| К61; В КВ; ВВ КП | Постоянные с металло-стеклянной или металло-керамической оболочкой Переменные с металло-стеклянной или металло-керамической оболочкой | 75...39000 | 5; 10; 20 | 25 | 20...60 | М75, М470 | 85 |
| | | 25...2000 | Не нормируется | Вакуумные (5...45)·10 ³ | (1,5...450)·10 ³ ×10 ⁴ | П33 | 70...200 |
| КП | Переменные с металло-стеклянной или металло-керамической оболочкой | Min 3...50 Max | " | (5...45)·10 ³ | (9...2200)·10 ³ ×10 ⁴ | П33 | 70 |
| | | 50...1000 | " | " | " | " | " |

* Промежуточные значения в соответствии с рядами по ГОСТу.

Таблица 3.22

| Вид конденсатора (диэлектрика) | $\text{tg } \delta \cdot 10^{-4}$ * | ϵ |
|--------------------------------|-------------------------------------|-------------|
| Вакуумный | 0,1...1 | 1 |
| Воздушный | 1...2 | 1,006 |
| Керамический ВЧ | 10...20 | 12...65 |
| Слюдяной | 5...10 | 6...8 |
| Стекланный | 20...30 | 5...8 |
| Стеклоэмалевый | 15...100 | 10...20 |
| Стеклокерамический ВЧ | 8...15 | 18...130 |
| Стеклокерамический НЧ | 100 | 400 |
| Сегнетокерамический | 250...400 | 2000...8000 |
| Пленочный | 2...10 | 2...10 |
| Металлобумажный | 150...200 | 2...10 |
| Бумажный | 100...150 | 2...10 |
| Электролитический | 500...2000 | 10...28 |

* У высокочастотных конденсаторов потери измеряются на частоте 1 МГц или более высокой, у низкочастотных (пленочных, металлобумажных, бумажных и т.п.) — на частоте 1 кГц, у электролитических, а также бумажных емкостью больше 1 мкФ — на частоте 50 Гц.

Таблица 3.23

| Тип конденсатора | ТКЕ $10^{-6} \cdot 10^{-6}$ |
|---|-----------------------------|
| Вакуумный и воздушный высокого качества | 20...50 |
| Воздушный среднего качества | 100...200 |
| Керамический термостабильный | 50...60 |
| Керамический для термокомпенсации | $\pm(50...1500)$ |
| Слюдяной металлизированный | 50 |
| Слюдяной фольговый | 100...500 |
| Бумажный | 1000...3000 |

Таблица 3.24

| Тип конденсатора | L_n , нГн | f_{max} , МГц |
|--|-------------|------------------------|
| Слюдяной малого размера К31 | 4...6 | 150...250 |
| Слюдяной среднего размера К32 | 15...25 | 75...100 |
| Слюдяной большого размера (анодно-разделительный): КВ, КР, П | 50...100 | 1...1,5 |
| Керамический дисковый малого размера КД-1 | 1...2,5 | 2000...3000 |
| Керамический дисковый среднего размера КД-2 | 2...4 | 200...500 |
| Керамический трубчатый малого размера КТ-4 | 3...10 | 150...200 |
| Керамический трубчатый среднего размера КТ-3 | 20...30 | 50...70 |
| Керамический высоковольтный К15У-1 | 3...10 | 150...200 |
| Керамический высоковольтный К15У-2 | 20...50 | 30...70 |
| Керамические литые, монолитные КЛГ, КЛС, КМ, К10 | 3...5 | 200...300 |
| Стеклоэмалевые и стеклокерамические КС, К21, К22У, К23 | 4...6 | 150...250 |
| Бумажные и пленочные цилиндрические малого размера КБГ-И, МБМ, ПМ, ПСО, К72 и т.п. | 20...35 | 10...15 |
| Бумажные среднего размера цилиндрические КБГ-М, КБ | 50...100 | До 5...8 |

подстроечные конденсаторы, рассчитанные, как правило, на невысокие напряжения — керамические группы КТ4 или КПК и с воздушным диэлектриком группы КТ2 или КПВ.

Таблица 3.26

Основные параметры блокировочных конденсаторов

| Тип конденсатора | Особенности конструкции | Пределы номинальной емкости, пФ* | Номинальное напряжение при температуре 85 °С, В | Допустимая реактивная мощность, вар | Высшая рабочая температура, °С |
|---------------------------|------------------------------------|----------------------------------|---|-------------------------------------|--------------------------------|
| <i>Керамические</i> | | | | | |
| КГЛ | Литой | 1000...10 000 | 160; 250 | 3...7,5 | 100 |
| | | 4700...22 000 | 70; 160 | 3...7,5 | 85 |
| КЛС | | 680...100 000 | 35; 50; 80...200 | 3,75...8,75 | 85 |
| КМ | Монолитный | 680...68 000 | 100; 160; 250 | 0,5...2 | 125 |
| | | 15 000...150 000 | 50 | 0,5...2 | 85 |
| КМ-6 | " | 10 000...150 000 | 25; 50 | 0,5...1,5 | 155 |
| | | 22 000...220 000 | 25; 35 | 0,5...1,5 | 85 |
| КД | Дисковый | 330...6800 | 160; 300 | 1...5 | 85 |
| КДО | Дисковый опорный | 3,3...100 | 400 | 75 | 85 |
| | | 1500; 2200 | 400 | - | 85 |
| КО | Опорный | 6,8...330 | 500 | 50; 75 | 85 |
| | | 1000...4700 | 500 | 2; 4 | 85 |
| КТ | Трубчатый | 680...10 000 | 80; 160; 300 | 1...30 | 85 |
| КТП | Трубчатый проходной | 5,6...470 | 400; 500; 750 | 30...70 | 85 |
| | | 1500...15 000 | 400; 500; 750 | 2,5...3,5 | 85 |
| КТПМ | Трубчатый проходной малогабаритный | 5,6...390 | 200 | 30; 40; 50 | 85 |
| | | 680...3000 | 100; 160 | 1,5; 2; 2,5 | 85 |
| К10У-5 | Дисковый | 3300...2 200 000 | 3...50 | - | 85 |
| К10-7В | Пластинчатый | 680...10 000 | 50 | 1...5 | 155 |
| | | 1500...68 000 | 50 | 1...5 | 155 |
| К10-17 | Прямоугольный | 470...680 000 | 25; 50 | 0,05...1,5 | 125 |
| | | 4700...1 500 000 | 25; 40 | 0,05...1,5 | 85 |
| К10-23 | " | 680...33 000 | 16 | 1 | 85 |
| К10-28 | Плоский | 220 000...1 000 000 | 50 | 0,5; 1 | 85 |
| К10-36 | " | 1500...68 000 | 50 | 0,5; 1; 1,5 | 85 |
| К15У-3 | Горшковые | 22...4700 | 4,8 | $(10...30) \cdot 10^3$ | 155 |
| К15У-1 | | | | | |
| К15-9 | Дисковые | 22...10 000 | 2...25 | $(3...300) \cdot 10^3$ | 155 |
| К15-10 | | | | | |
| <i>Стеклокерамические</i> | | | | | |
| СКМ | Многослойный | 680...5100 | 125; 250 | 1; 1,5 | 125 |
| К22У-1 | Плоский | 680...15 000 | 12...100 | 0,8; 1; 1,5 | 85 |
| К22-5 | " | 470...120 000 | 25 | 5...15 | 85 |

* Промежуточные значения в соответствии с рядами (см. табл. 3.26, ряд Е6).

Конструктивный расчет спирали "контурной" катушки индуктивности. Предшествующий электрический расчет каскадов передатчика дает основание для проектирования катушек индуктивности этого передатчика: контурных, для полосовых фильтров, дросселей. В подавляющем большинстве случаев проектирования типовые (стандартные) катушки не существуют.

Для проектирования катушки должно быть известно:

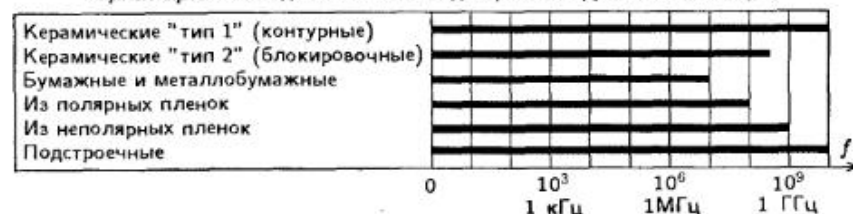
1. Назначение катушки и ее индуктивность.
2. Протекающий по катушке ток и допустимый нагрев в заданных условиях окружающей среды, особенно важный для каскадов мощно-

Таблица 3.27

| Допустимые отклонения, % | | | | | |
|---------------------------|-----|-----|-----|-----|-----|
| ±20 | ±10 | ±5 | ±20 | ±10 | ±5 |
| Ряды номинальных значений | | | | | |
| E6 | E12 | E24 | E6 | E12 | E24 |
| 1,0 | 1,0 | 1,0 | 3,3 | 3,3 | 3,3 |
| — | — | 1,1 | — | — | 3,6 |
| — | 1,2 | 1,2 | — | 3,9 | 3,9 |
| — | — | 1,3 | — | — | 4,3 |
| 1,5 | 1,5 | 1,5 | 4,7 | 4,7 | 4,7 |
| — | — | 1,6 | — | — | 5,1 |
| — | 1,8 | 1,8 | — | 5,6 | 5,6 |
| — | — | 2,0 | — | — | 6,2 |
| 2,2 | 2,2 | 2,2 | 6,8 | 6,8 | 6,8 |
| — | — | 2,4 | — | — | 7,5 |
| — | 2,7 | 2,7 | — | 8,2 | 8,2 |
| — | — | 3,0 | — | — | 9,1 |

Таблица 3.28

Ориентировочный диапазон частот для разных групп конденсаторов



стью выше средней (более сотен ватт).

3. Действующие в каскаде напряжения и электрическая прочность конструкции, т.е. отсутствие пробоев между витками катушки, между катушкой и корпусом или другими деталями как по поверхности каркаса катушки, так и по воздуху.

4. Механическая прочность катушки, способ изменения индуктивности (если это требуется), удобство компоновки каскада.

В современных передатчиках чаще применяются цилиндрические катушки. Если требуется катушка с переменной индуктивностью, то чаще используется вариант катушки со скользящим контактом и резе — в форме вариометра.

Расчет спирали катушки производится методом последовательных приближений, и приходится предварительно задаваться некоторыми размерами проектируемой катушки. Поэтому перед началом расчета полезно ознакомиться с существующими катушками, близкими к проектируемой по назначению, индуктивности, току, напряжениям. Ознакомление может быть реализовано на объекте учебной практики, в учебной лаборатории, по учебной литературе (например, [2.25]) и по заводским описаниям.

Таблица 3.29

| Способ намотки и материал каркаса | ТКИ·10 ⁻⁶ | Q | C ₀ , пФ |
|---|----------------------|-----------|---------------------|
| Намотка с шагом методом осаждения на керамическом каркасе | 10...20 | 80...150 | 0,5...2 |
| Приваренная стеклоэмалью к керамике намотка с шагом | 10...20 | 100...400 | 0,5...2,5 |
| Горячая намотка с шагом на керамике | 10...30 | 100...400 | 0,5...2 |
| Холодная тугая намотка с шагом на керамике | 40...100 | 100...400 | 0,5...2 |
| Катушка с бескаркасной намоткой | 50...150 | 100...400 | 0,5...2 |
| Однослойная сплошная намотка на каркас из органического диэлектрика | 100...200 | 80...150 | 3...5 |
| Печатная на плате | 150...250 | 60...100 | Более 5...10 |

Общее представление об основных параметрах катушки: температурном коэффициенте индуктивности (ТКИ), добротности и паразитной межвитковой емкости дает табл. 3.29. Последовательность расчета спирали.

1. По предшествующему расчету уточняются исходные данные, и прежде всего необходимая индуктивность спирали L . По табл. 3.28 и по прототипу выбирается конструкция катушки.

2. Определяется расчетное значение индуктивности с учетом влияния экрана катушки и дросселя питания, если они имеются. Экран в соответствии с законом Ленца уменьшает индуктивность катушки. Дроссель, шунтирующий катушку, также уменьшает эквивалентную индуктивность контура. Если диаметр экрана по крайней мере вдвое больше ожидаемого диаметра катушки, а индуктивность дросселя не менее чем на порядок больше индуктивности катушки, то их влияние невелико и следует принять расчетное значение индуктивности спирали "контурной" катушки $L_{расч} \approx (1,1...1,2)L$.

3. По аналогии с катушкой-прототипом задаются отношением длины намотки катушки l к ее диаметру D . От отношения l/D зависит добротность катушки Q : у небольших катушек ($D \approx 20...30$ мм) для получения наибольшей добротности должно быть $l/D = 0,33...0,4$, но при этом катушка получается неудобной — короткой и толстой. Так как оптимум добротности от l/D выражен слабо, то для катушек диаметром до 50 мм берут $l/D = 0,5...0,8$, а для больших катушек мощных каскадов $l/D = 1...2$.

4. Диаметр провода катушки выбирается исходя из протекающего по ней тока и допустимого нагрева.

Рассмотрим часто встречающийся вариант катушки: цилиндрическая однослойная, с естественным (конвекционным) охлаждением. В инженерной практике обычно используется эмпирическая формула

$$d \approx (1,8...3,75)I\sqrt{f/(\Delta T)^2},$$

где d — диаметр провода, мм; I — радиочастотный ток, А (эффективное значение); f — частота тока, МГц; ΔT — разность температур провода и окружающей среды, °С (для катушек ГВВ принимают

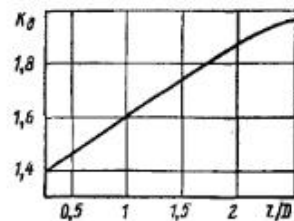


Рис. 3.69

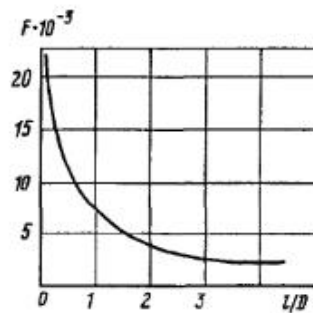


Рис. 3.70

$\Delta T = 40 \dots 50 \text{ }^\circ\text{C}$). Меньшее значение коэффициента (1,8) относится к крупным бескаркасным катушкам и катушкам с ребристым (гребенчатым) каркасом, не мешающим свободной циркуляции воздуха вокруг провода. При намотке катушки на керамический трубчатый каркас и свободной циркуляции воздуха вокруг катушки коэффициент можно принимать равным 2,3 при намотке с шагом 2,75 при сплошной намотке, 3,5 при намотке в паз, нарезанный на каркас. При расположении катушки в ограниченном объеме с затрудненной циркуляцией воздуха следует дополнительно увеличить коэффициент на 25...30 %.

Тепловой режим катушки рассчитывают: для передатчиков радиотелеграфных и с частотной модуляцией — в режиме номинальной мощности; для однополосных (если не оговорены специальные условия) — в режиме максимальной (пиковой) мощности; для передатчиков с АМ, получаемой методами базовой или сеточной модуляции (возбуждением или смещением), — также в режиме максимальной мощности; для передатчиков с коллекторной, стоковой или анодной АМ — в режиме непрерывной модуляции с глубиной m , предусмотренной для рассчитываемого передатчика (см., например, ГОСТ 13924-80).

Если при расчете диаметра провода по допустимому нагреву получается $d \leq 1 \dots 1,5 \text{ мм}$, это означает, что катушка слабо нагружена током. В этих условиях правильнее выбирать диаметр провода по методике, обеспечивающей наименьшее активное сопротивление катушки. На декаметровых и метровых волнах такой "оптимальный" диаметр $d_{\text{опт}} = g/K_d$, где g — шаг намотки; K_d — коэффициент, определяемый по графику рис. 3.69. Из двух значений диаметра провода — по нагреву и по сопротивлению — принимают больший, и по нему выбирают стандартный обмоточный провод с ближайшим большим диаметром. Для бескаркасных катушек малой мощности (менее 12...15 Вт) метрового диапазона волн выбор диаметра провода определяется его механической прочностью и составляет $d = 1 \dots 3 \text{ мм}$ при трех-пяти витках катушки диаметром $D = 15 \dots 30 \text{ мм}$.

5. Шаг намотки, при котором достигается наименьшее активное сопротивление провода катушки току радиочастоты, $g = (2 \dots 2,5)d$, но при этом катушка получается "длинной". Теоретические исследования

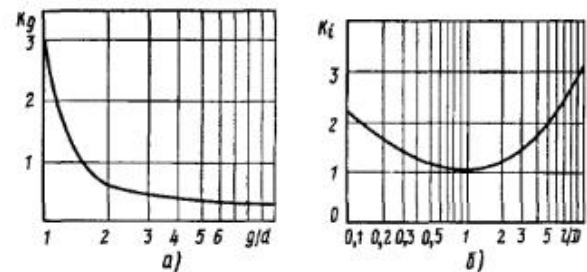


Рис. 3.71

и практика проектирования рекомендуют $g = (1,3 \dots 1,5)d$. Приемлемость выбранного шага намотки по допустимой напряженности электрического поля между витками катушки по воздуху и по поверхности каркаса (если он имеется) необходимо проверить после определения числа витков спирали катушки.

6. Число витков спирали катушки $N = \sqrt{L_{\text{расч}}/F(l/D)}$, где $L_{\text{расч}}$ — расчетное значение индуктивности, мкГн; D — диаметр катушки, см; $F(l/D)$ — коэффициент формы катушки, представленный на графике рис. 3.70.

Поскольку D , l/D , $g = l/N$ выбраны ранее произвольно или по аналогии с прототипом, проверяют правильность их выбора: должно выполняться равенство $N = l/g$. При совпадении результата с точностью (5...7) % расчет можно считать законченным. В противном случае весь расчет надо повторить, задавшись новым значением D .

7. Проверяют электрическую прочность катушки, для чего определяют напряжение между соседними витками $U_{\text{в}} = U_{\text{к}}/N$, где $U_{\text{к}}$ — приложенное к катушке напряжение радиочастоты. Напряженность поля между витками $U_{\text{в}}/(g - d)$ должна быть меньше допустимой: 500...700 В/мм по воздуху и 250...300 В/мм по поверхности керамического каркаса катушки.

8. Рассчитывают собственную емкость однослойной контурной катушки по эмпирической формуле $C_0 \approx 0,1k_gk_\epsilon D$, где C_0 — собственная (паразитная) емкость катушки, пФ; D — диаметр катушки, мм; k_g — коэффициент, зависящий от отношения g/d (рис. 3.71, а); k_ϵ — коэффициент, зависящий от отношения l/D (рис. 3.71, б). Формула дает достаточно точные для практики результаты при гладком каркасе катушки с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 4 \dots 6$; для катушек, намотанных в паз (в нарезку) каркаса, емкость на 20...25 % больше; для бескаркасных катушек — на 15...20 % меньше.

9. Проверяют длину провода катушки $l_{\text{пр}} \approx \pi DN$, которая должна быть меньше длины рабочей волны $l_{\text{н}} < 0,3\lambda$, чтобы катушку можно было считать деталью с сосредоточенными параметрами. В противном случае приходится переходить к использованию отрезков линий передачи ("длинных линий") (см. § 3.11).

Как уже отмечалось, при монтаже передатчика с помощью печатных плат целесообразно применять катушки индуктивности, выполненные также печатным способом.

Плоские спиральные катушки позволяют реализовать примерно следующие значения индуктивности: при наружном диаметре $D_n \approx 40 \dots 50$ мм достижима индуктивность в $7 \dots 10$ мкГн; при очень тонких печатных проводниках — до 50 мкГн; в микроминиатюрном исполнении при диаметре катушки $D \leq 10$ мм — до 0,1 мкГн; при одновитковой катушке — 0,5...4 нГн.

Добротность плоских "печатных" катушек невелика: на частотах до 10...30 МГц величина $Q \leq 100 \dots 120$; на частотах порядка 1 ГГц $Q \leq 50 \dots 100$. Применительно к транзисторным каскадам передатчиков пониженная добротность допустима благодаря невысоким значениям эквивалентного сопротивления коллекторной нагрузки $R_{экв} = U_k / I_{к1}$.

Индуктивность плоских печатных катушек рассчитывается методом последовательных приближений по формулам:

$$\text{для квадратной спирали } L = 5,55 A_{ср} \sqrt[3]{N^5} \lg(8 A_{ср} / t) \cdot 10^{-3};$$

$$\text{для круглой спирали } L = 2,5 D_{ср} \sqrt[3]{N^5} \lg(4 D_{ср} / t) \cdot 10^{-3}.$$

В этих формулах: L — индуктивность, мкГн; $D_{ср} = (D_n + D_{вн}) / 2$ — средний диаметр спирали, мм; $A_{ср} = (A_n + A_{вн}) / 2$ — средняя длина стороны квадратной катушки, мм; A_n и D_n — наружные размеры квадратной и круглой спирали, мм; $A_{вн}$ и $D_{вн}$ — внутренние размеры спирали соответственно, мм; $t = 0,5(D_n - D_{вн})$ и $t = 0,5(A_n - A_{вн})$ — радиальная ширина намотки, мм.

Собственную емкость плоских катушек можно очень приблизительно оценить по соотношению $C_{пар} \approx 0,025 D_n$, где D_n — как и ранее, наружный диаметр, мм; $C_{пар}$ измеряется в пФ.

Более подробно информацию о расчете контурных катушек передатчиков можно получить из литературы [2.3; 2.25].

Конструктивный расчет обмотки дросселя радиочастоты. Электрические требования к дросселю определяются также при расчете каскадов ГВВ передатчика. Обязательное условие правильного проектирования дросселя — выбор достаточно большой его индуктивности по сравнению с "контурными". Если индуктивность дросселя достаточно велика ($L_{др} \geq (20 \dots 50)L_{конт}$), обеспечивается малое вредное шунтирующее действие дросселя по отношению к радиочастотным цепям и упрощаются требования к самому дросселю, то допускается большее отклонение индуктивности дросселя от номинала, не обязательна большая добротность и соответственно допустимы заметные потери в экране (если он есть) или в сердечнике.

Очень важно обеспечить работу дросселя вдали от частоты собственного резонанса, для чего собственная паразитная емкость дросселя должна быть малой. Для обеспечения малой паразитной емкости применяют в основном дроссели с однослойной намоткой и большим соотношением длины к диаметру $l/D = 3 \dots 6$. Часто применяются дроссели с переменным шагом намотки.

Диаметр провода дросселя определяется в основном постоянным током $I_{др0}$, однако из-за конечного сопротивления дросселя для радиочастоты $X_{др} = \omega L_{др}$ некоторый радиочастотный ток $I_{др,рч}$ протекает по его обмотке. У правильного спроектированного дросселя эффективный ток, обуславливающий его нагрев и определяющий выбор диаметра провода дросселя: $I_{др,эф} = \sqrt{I_{др0}^2 + I_{др,рч}^2}$ немного больше постоянного тока $I_{др,эф} \approx (1,1 \dots 1,25)I_{др0}$. По этому току и выбирают диаметр провода дросселя исходя из допустимой плотности тока $2 \dots 3$ А/мм². Число витков обмотки дросселя рассчитывают по приведенным выше формулам.

В транзисторных каскадах на не слишком высоких частотах используются малогабаритные дроссели серийного производства типа ДПМ (дроссель радиочастотный промышленный модернизированный), ДВА, ДМ, Д [1.50]. В зависимости от марки и типоразмера дроссели могут иметь индуктивность от 1 до 500 мкГн, а некоторые — и до 2000 мкГн. Дроссели выпускаются на ток от 0,1 до 3 А (12 градаций). Собственная (паразитная) емкость 1,5...8 пФ, активное сопротивление постоянному току 0,1...16 Ом (некоторые — до 55 Ом), добротность 25...100, диаметр дросселя 3...7 мм, длина 11...22 мм, длина с выводами 62...72 мм, масса 0,7...4 г; для некоторых типов дросселей указывается предельная частота (для типа Д — 100 кГц).

Применение резисторов. В справочниках приводятся сведения о разнообразных резисторах [1.47]. В каскадах радиочастоты передатчиков основное применение имеют постоянные непроволочные резисторы. Используются также переменные резисторы двух групп: подстроечные с числом циклов регулирования порядка 1000 и регулировочные с числом циклов 10 000 и более. Наиболее массовыми являются постоянные непроволочные металлодиэлектрические резисторы общего применения с широкоизвестным, но устаревшим обозначением МЛТ. Более современные обозначения С2 и Р1. К этой же группе относятся более дорогие и по некоторым показателям более совершенные резисторы ОМЛТ и МТ. Металлодиэлектрические резисторы выпускаются на номинальные мощности рассеяния от 0,062 (1/16 Вт) до 2 Вт.

При мощностях более 2 Вт находит применение другая разновидность резисторов: постоянные непроволочные общего применения углеродистые, обозначаемые ВС или С1, с номинальной мощностью рассеяния до 10 Вт. При равной рассеиваемой мощности резисторы ВС несколько больше по габаритам, чем МЛТ, но и несколько дешевле. У углеродистых резисторов наименьшая зависимость сопротивления от частоты по сравнению со всеми другими.

Еще большей номинальной рассеиваемой мощностью обладают объемные непроволочные постоянные резисторы общего применения типа ТВО или С4. Их максимальная рассеиваемая мощность достигает 60 Вт. Зависимость сопротивления от частоты у ТВО самая существенная из всех непроволочных.

Сверх- и ультравысокочастотные резисторы не имеют изолирующего покрытия, и потому даже при стандартной цилиндрической форме с проволочными вводами (С2-10, С2-34, МОН и др.) их использование в обычных для ГВВ конструкциях затруднено. Большинство же резисторов для СВЧ и УВЧ имеют специфическую форму, определяющую возможность их использования в тех или иных конструкциях.

Кроме номинального значения сопротивления и допустимого отклонения сопротивления от номинала (см. табл. 3.24), допустимой рассеиваемой мощности (в нормальных рабочих условиях на резисторе может рассеиваться мощность не более 0,3...0,5 от номинальной), конструкции выводов (радиальные, аксиальные или др.), при выборе резисторов учитывают их рабочее напряжение (что обычно важно в ламповых каскадах), ТКС, габаритные размеры, стоимость.

Список литературы к гл. 3

- 3.1. Устройства сложения и распределения мощностей высокочастотных колебаний / В.В. Заенцев, В.М. Катушкина, С.Е. Лондон, З.И. Модель; Под ред. З.И. Моделя. — М.: Сов. радио, 1980. — 295 с.
- 3.2. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.Г. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. — Т. 2 / Пер. с англ. под ред. Л.В. Алексеева, Ф.В. Кушнера. — М.: Связь, 1971. — 240 с.
- 3.3. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров. — М.: Радио и связь, 1983. — 752 с.
- 3.4. Ханзел Г. Справочник по расчету фильтров. — М.: Сов. радио, 1974. — 288 с.
- 3.5. Лондон С.Е., Томашевич С.В. Справочник по высокочастотным трансформаторным устройствам. — М.: Радио и связь, 1984. — 216 с.
- 3.6. Справочник по элементам полосковой техники / О.И. Мазелова, В.П. Мещанов, Н.И. Прохорова и др.; Под ред. А.Л. Фельдштейна. — М.: Связь, 1979. — 366 с.
- 3.7. Конструирование и расчет полосковых устройств / В.И. Голубев, И.С. Ковалев, Е.Г. Кузнецов и др.; Под ред. И.С. Ковалева. — М.: Сов. радио, 1974.
- 3.8. Горбачева А.П., Машарский Е.И., Романов А.Н. Расчет и конструирование устройств широкополосного сложения и деления мощности СВЧ. — Новосибирск: НЭТИ, 1977. — Ч. 1.
- 3.9. Гальперович Д.Я., Павлов А.А., Хренков Н.Н. Радиочастотные кабели. — М.: Энергоиздат, 1990. — 256 с.
- 3.10. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / С.И. Бахарев, В.И. Вольман, Ю.Н. Либ и др.; Под ред. В.И. Вольмана. — М.: Радио и связь, 1982. — 328 с.
- 3.11. Проектирование широкополосных транзисторных усилителей мощности дециметрового диапазона / В.И. Говорухин, А.В. Громыко, Р.Е. Гренцион и др. // Сб. "Широкополосные усилительные и генераторные устройства ВЧ и СВЧ". — Новосибирск: НЭТИ, 1985. — С. 18-32.
- 3.12. Козырев В.Б. Полосовые фильтры с минимальными потерями на центральной частоте // Радиотехника. — 1970. — № 2. — С. 24-26.
- 3.13. Стеченко В.М. Многокаскадные направленные ответвители на сосредоточенных элементах // Радиотехника. — 1983. — № 2. — С. 41-45.
- 3.14. Вельдский А.С. О расчете связанных несимметричных полосковых линий // Сб. "Элементы и устройства широкополосных систем СВЧ". — Новосибирск: НЭТИ, 1982. С. 21-25.
- 3.15. Шварцман А. Расчет и конструирование устройств на полосковых линиях // Электроника. — 1967. — № 20. — С. 11-12.

3.16. Спиридонов А.Н., Шауро Г.С. Проектирование широкополосных транзисторных усилителей в диапазоне частот 1...3,2 ГГц с выходной мощностью 1 Вт // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. — 1986. — Вып. 1 (385).

3.17. Панков С.В. Микрополосковые ответвители с высокой направленностью // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника. — 1977. — Вып. 1 (7). — С. 46-48.

3.18. Пат. США, 4211986 НКИ 333-166.

3.19. Проектирование входных корректирующих цепей связи транзисторных широкополосных СВЧ усилителей мощности / В.И. Говорухин, С.Н. Егоров, Б.И. Иванов // Сб. "Широкополосные устройства СВЧ и системы оптимальной обработки сигналов". — Новосибирск: НЭТИ, 1979. — С. 50-61.

3.20. Кац В.М., Мещанов В.П. Сверхширокополосные двухканальные делители мощности // Электросвязь. — 1989 — № 10. — С. 47-49.

3.21. Исаенко В.Н., Костин Ю.С. Исследование широкополосного многокаскадного ответвителя с сильной связью // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. — 1982. — Т. 7, 8. — С. 12-16.

3.22. Стародубский Р.К., Львов А.Е. Применение конфигураций связанных проводников со слоистым заполнением в сверхширокополосных ответвителях с малым переходным ослаблением // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника. — 1983. — № 2. — С. 86-93.

3.23. Романов А.Н., Романов О.А. Широкополосные разделительно-суммирующие устройства диапазона СВЧ // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. — 1990. — Т. 33, № 3. — С. 59, 60.

3.24. Петров Б.Е., Романюк В.А. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. — М.: Высшая школа, 1989. — 232 с.

3.25. Рэд Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. — М.: Мир, 1990. — 256 с.

3.26. Захаров А.М. Резонаторы генераторов дециметровых волн. — М.: Связь, 1967. — 71 с.

3.27. Гвоздев В.Н., Нефедов Е.И. Объемные интегральные схемы СВЧ. — М.: Наука, 1985. — 355 с.

ГЛАВА 4 Возбудители передатчиков

4.1. Требования к стабильности частоты передатчиков

Допустимая нестабильность частоты передатчика зависит от его диапазона рабочих частот, назначения и используемого вида модуляции (вида работ). В табл. 4.1 приведена часть требований по нестабильности частоты передатчика в соответствии с "Общесоюзными нормами на допустимые отклонения частоты радиопередатчиков всех категорий и назначений" [4.1]. (Методы измерений, терминологию, аппаратуру и условия измерений см. в [4.1, 4.7].)

Влияние изменений частоты передатчика (или гетеродина приемника) на работу радиоустройств и систем зависит от принципа их функционирования и используемого вида работы (вида модуляции). В одних радиосистемах более заметны быстрые флуктуации частоты, в других — медленные. В табл. 4.2 приведено обозначение типов излучений.

В системах радиосвязи и радиовещания с амплитудной модуляцией АМ (АЗЕ) абсолютная долговременная нестабильность частоты, определяемая медленными флуктуациями частоты, должна быть значительно меньше ширины спектра сигнала. Кратковременная же нестабильность частоты для указанных радиосистем не имеет существенного значения ввиду инерционных свойств сравнительно узкополосных фильтров приемника АМ сигналов.

Долговременная нестабильность частоты в системах связи с широкополосной частотной модуляцией (ФЗЕ) может быть большей, чем при АМ (АЗЕ), так как ширина спектра ЧМ сигнала существенно больше (при индексе ЧМ $M > 1$), чем при АМ. Но кратковременная нестабильность частоты при ЧМ должна быть меньшей, чем при АМ. В системах с однополосной модуляцией (ОМ), совмещающей в себе как АМ, так и угловую модуляцию, важны и долговременная, и кратковременная нестабильности частоты. Известно, что для высококачественного приема музыкальной программы при ОМ частота несущего колебания в приемнике не должна отличаться более чем на $\pm(1...2)$ Гц. В системах телефонной связи с ОМ во избежание искажений тембра (т.е. для обеспечения узнаваемости абонента по голосу) допускается отличие частот несущей

Таблица 4.1

| Полоса частот Тип станций | Допустимые отклонения частоты, Гц | Полоса частот Тип станций | Допустимые отклонения частоты, Гц |
|--|-----------------------------------|---|-----------------------------------|
| 535...1605 кГц Радиовещательные Синхронного радиовещания | 10 0,01 | Радиовещательные (кроме телевизионных) мощностью, Вт: | |
| 1605...4000 кГц Радиовещательные | 10 | ≤50 | 50 |
| 4...29,7 МГц Фиксированные мощностью, Вт: | | >50 | 20 |
| ≤500 | 50 | Радиовещательные телевизионные мощностью, Вт: | |
| >500 | 20 | ≤1000 | 400 |
| Подвижные сухопутные Радиовещательные | 50 10 | >1000 | 100 |
| 29,7...100 МГц Фиксированные | 20 | 100...470 МГц Фиксированные мощностью, Вт: | |
| Сухопутные мощностью, Вт: | | ≤50 | 20 |
| ≤15 | 30 | >50 | 10 |
| >15 | 10 | Подвижные сухопутные мощностью, Вт: | |
| Подвижные мощностью, Вт: | | ≤5 | 20 |
| ≤5 | 40 | >5 | 10 |
| >5 | 30 | Космические | 30 |

передатчика и приемника не более 10 Гц; при отличии этих частот более чем на 100 Гц теряется разборчивость телефонного сообщения при ОМ.

В системах сверхдальней космической связи, в дальномерных радиолокационных системах, работающих с использованием эффекта доплеровского смещения частоты, относительная ошибка измерений определяется относительной кратковременной нестабильностью частоты. При этом долговременная нестабильность частоты практически не влияет на точность измерений, поскольку измерения (оценки параметров принимаемого сигнала) проводят на сравнительно коротких интервалах времени. Для когерентных доплеровских РЛС, РЛС зондирования планет Солнечной системы, для передатчиков радиотелефонной связи с ОМ, работающих в условиях жестких требований по электромагнитной совместимости, необходима исключительно высокая спектральная чистота излучаемых сигналов — при отстройках от несущей, существенно превышающих (в десятки-сотни раз) ширину полезного спектра частот, требуется спектральная чистота сигнала — 170 дБ/Гц, что проблематично для технической реализации даже отдельных высокостабильных кварцевых автогенераторов [4.8].

Развитие радиовещания, телевидения, радиосвязи, радиолокации и радионавигации ведет к непрерывному росту числа радиоэлектронных средств. Проблема электромагнитной совместимости различных радиосредств диктует ужесточающиеся требования по нормам допустимых отклонений частоты передатчиков, нормам на ширину полосы частот полезных сигналов и уровням побочных излучений [4.1; 1.7; 4.8].

Таблица 4.2

| Обозначение типов излучений | | |
|--|---|---|
| <p>Первые четыре символа — необходимая ширина полосы частот; следующие три символа — код излучения; два конечных символа — дополнительные характеристики Излучения должны обозначаться в соответствии с их необходимой шириной полосы частот и классификацией. Необходимая ширина полосы должна выражаться тремя цифрами и одной буквой. Буква занимает положение пятой, отделяющей целую часть от дробной в десятичной дроби, и указывает единицу измерения ширины полосы частот. Первый знак не должен быть ни нулем, ни буквой К, М или G. Необходимая ширина полосы:</p> <p>0,001...999 Гц должна выражаться в герцах (буква H); 1,00...999 кГц должна выражаться в килогерцах (буква K); 1,00...999 МГц должна выражаться в мегагерцах (буква M); 1,00...999 ГГц должна выражаться в гигагерцах (буква G).</p> <p>0,002 Гц = H002 6 кГц = 6K00 1,25 МГц = 1M25 0,1 Гц = H100 12,5 кГц = 12K5 2 МГц = 2M00</p> <p>Примеры: 25,3 Гц = 25H3 180,4 кГц = 181K 10 МГц = 10M0 400 Гц = 400H 180,5 кГц = 181K 202 МГц = 202M 2,4 кГц = 2K40 180,7 кГц = 180K 5,65 ГГц = 5G65</p> | | |
| 5-й символ — тип модуляции основной несущей | <p>Излучение немодулированной несущей</p> <p>Излучение, при котором основная несущая модулируется по амплитуде (включая случаи, когда поднесущие имеют угловую модуляцию)</p> <p>Двухполосная</p> <p>Однополосная с полной несущей</p> <p>Однополосная с ослабленной несущей или с переменным уровнем несущей</p> <p>Однополосная с подавленной несущей</p> <p>С независимыми боковыми полосами</p> <p>С частично подавленной одной из боковых полос</p> <p>Излучение, при котором основная несущая имеет угловую модуляцию</p> <p>Частотная модуляция</p> <p>Фазовая модуляция</p> <p>Излучение, при котором основная несущая имеет амплитудную и угловую модуляцию либо одновременно, либо в заранее установленной последовательности</p> <p>Импульсное излучение</p> <p>Последовательность немодулированных импульсов</p> <p>Последовательность импульсов</p> <p>модулированных по амплитуде</p> <p>модулированных по ширине или длительности</p> <p>модулированных по положению или фазе</p> <p>при которой несущая имеет угловую модуляцию во время передачи импульсов</p> <p>представляющая сочетание указанных выше способов или производимая другими методами</p> <p>Прочие случаи, отличные от указанных выше, при которых излучение состоит из основной несущей, модулированной либо одновременно, либо в заранее установленной последовательности, сочетанием двух или более из следующих методов модуляции: амплитудной, угловой, импульсной</p> <p>Прочие случаи</p> | <p>N</p> <p>A</p> <p>H</p> <p>R</p> <p>J</p> <p>B</p> <p>C</p> <p>F</p> <p>G</p> <p>D</p> <p>P</p> <p>K</p> <p>L</p> <p>M</p> <p>Q</p> <p>V</p> <p>W</p> <p>X</p> |

Продолжение табл. 4.2

| | | |
|---|---|------------------------------------|
| 6-й символ — характер сигнала(ов), модулирующего основную несущую | Отсутствие модулирующего сигнала | 0 |
| | Один канал, содержащий квантованную или цифровую информацию без использования модулирующей поднесущей | 1 |
| | Один канал, содержащий квантованную или цифровую информацию при использовании модулирующей поднесущей | 2 |
| | Один канал с аналоговой информацией | 3 |
| | Два или более каналов, содержащие квантованную или цифровую информацию | 7 |
| | Два или более каналов с аналоговой информацией | 8 |
| | Сложная система с одним или несколькими каналами, содержащими квантованную или цифровую информацию, совместно с одним или несколькими каналами, содержащими аналоговую информацию | 9 |
| | Прочие случаи | X |
| | 7-й символ — тип передаваемой информации | Отсутствие передаваемой информации |
| Телеграфия для слухового приема | | A |
| Телеграфия для автоматического приема | | B |
| Факсимиле | | C |
| Передача данных, телеметрия, телеуправление | | D |
| Телефония (включая звуковое радиовещание) | | E |
| Телевидение (видео) | | F |
| Сочетание указанных выше типов | | W |
| Прочие случаи | | X |
| 8-й символ — подробные данные о сигнале(ах) | Двухпозиционный код с разным количеством элементов и/или разной длительности | A |
| | Двухпозиционный код с одинаковым числом элементов и одинаковой длительности без исправления ошибок | B |
| | Двухпозиционный код с одинаковым числом элементов и одинаковой длительности с исправлением ошибок | C |
| | Четырехпозиционный код, в котором каждая позиция представляет элемент сигнала (из одного или нескольких бит) | D |
| | Многопозиционный код, в котором каждая позиция представляет элемент сигнала (из одного или нескольких бит) | E |
| | Многопозиционный код, в котором каждая позиция или комбинация позиций представляет знак | F |
| | Передача звука радиовещательного качества (монофоническая) | G |
| | Передача звука радиовещательного качества (стереофоническая или квадрофоническая) | H |
| | Передача звука с приемлемым для коммерческой связи качеством | J |
| | Передача звука с приемлемым для коммерческой связи качеством при использовании инверсии частот или расщеплении полосы частот | K |
| | Передача звука с приемлемым для коммерческой связи качеством при использовании отдельных частотно-модулированных сигналов для управления уровнем демодулированного сигнала | L |
| | Монохромный сигнал | M |
| | Цветной сигнал | N |
| Сочетание вышеуказанных сигналов | W | |
| Случаи, не предусмотренные в вышеприведенных пунктах | X | |

| | | |
|---|--|----------------------------|
| 9-й символ — характер уплотнения | Без уплотнения Кодовое уплотнение Частотное уплотнение Временное уплотнение Сочетание частотного и временного уплотнения Другие виды уплотнения | N C F T W X |
| Примеры обозначения излучений | | |
| 8K00A3UGN — Двухполосное звуковое радиовещание. Речь и музыка. Ширина полосы 8000 Гц = 8 кГц | | |
| 4K45J3EGN — Однополосное звуковое радиовещание с подавленной несущей. Ширина полосы 4450 Гц | | |
| 16K0F3EJN — Частотная модуляция. Телефония (коммерческого качества). Ширина полосы 16 000 Гц = 16 кГц | | |
| 3M00P0NAN — Немодулированное импульсное излучение. Ширина полосы 3×106 Гц = 3 МГц | | |
| 16M3F8EJF — Радиорелейная система с частотным уплотнением. Ширина полосы 960 телефонных каналов, занимающих групповую полосу от 60 до 4028 кГц = 16,32 МГц. | | |
| Сокращенное обозначение излучений | | |
| Примечание: в сокращенном варианте для обозначения излучения используется три символа: 5, 6, 7-й. Для приведенных выше примеров сокращенные варианты имеют вид: A3E; J3E; F3E; P0N; F8E соответственно. | | |

4.2. Исходные данные для проектирования возбудителя

Возбудителем называют устройство, входящее в состав радиопередатчика и предназначенное для формирования колебаний с заданными частотами и требуемым видом модуляции.

Основными компонентами возбудителя являются следующие: синтезатор частот, модулятор и тракт преобразования частоты (рис. 4.1). Синтезатор частот (СЧ) — устройство, вырабатывающее из эталонного (опорного) колебания одно или несколько когерентных колебаний с требуемой точностью и стабильностью частоты. Причем хотя бы одно из вырабатываемых СЧ когерентных колебаний должно быть плавно или (что чаще) дискретно перестраиваемым по частоте с требуемыми скоростью и шагом изменения частоты. В многочастотных синтезаторах частот могут одновременно требоваться несколько перестраиваемых по частоте выходных сигналов; при этом обычно между частотами этих сигналов существуют определенные фиксированные сдвиги.

Синтезатор частот включает опорный генератор (ОГ), из высокостабильной частоты которого в датчике опорных частот (ДОЧ) вырабатывается ряд когерентных колебаний с фиксированными частотами $f_1, \dots, f_N, f'_{св}, f_{св}$, необходимых для синтеза перестраиваемого по частоте сигнала f_c в формирователе сеток частот (ФСЧ), для получения требуемой модуляции в блоке ФВР и для переноса по частоте сформированного сигнала в требуемый диапазон рабочих частот возбудителя $f = f_H \dots f_B$ (рис. 4.1).

Модулятор возбудителя чаще принято называть формирователем видов работ (ФВР). В ФВР на фиксированной поднесущей частоте f_M получают нужные виды работ с требуемыми качественными показателями. Необходим некоторый запас по качественным показателям модуляции (например, по линейности, АЧХ и т.д.) ввиду неизбежного ухудшения некоторых показателей сформированного сигнала в последующем тракте преобразования частот возбудителя.

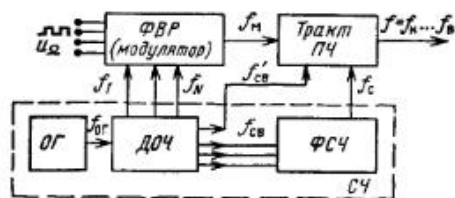


Рис. 4.1

На практике нередки случаи, когда в возбудителе (в блоке ФВР на рис. 4.1) с целью универсальности использования возбудителя формируют много видов работы (до нескольких десятков). Например, в возбудителях радиопередатчиков магистральной радиосвязи декаметрового диапазона частот (ВЧ) в течение суток приходится многократно изменять не только рабочую частоту передатчика, но и вид работы (АМ, ОМ, ЧМ, ФМ; модуляция аналоговых или цифровых сигналов). Известно, что при некоторых видах работы в радиопередатчике энергетически выгоднее (или технически проще) производить модуляцию не в возбудителе, а в оконечных каскадах передатчика (в радиовещательных или связанных с АМ, с импульсной АМ). В подобных случаях блок ФВР в возбудителе не обязателен; если он и используется, то для вспомогательных целей, например для предварительной настройки радиочастотного тракта передатчика, для технологических измерений качественных показателей передатчика.

В радиопередатчиках, работающих на фиксированной частоте с одним из видов работ, может отпасть необходимость не только в блоке ФВР, но и в блоках ПЧ, ДОЧ, ФСЧ. Возбудитель такого передатчика вырождается в опорный генератор (ОГ), дополняемый при необходимости умножителем частоты. В радиопередатчиках с угловой модуляцией (например, в радиопередатчиках ОВЧ ЧМ низкой подвижной радиосвязи) в последнее время все чаще модуляцию осуществляют на рабочей частоте в кольце фазовой автоподстройки частоты синтезатора частот. В таких случаях функциональную схему возбудителя, показанную на рис. 4.1, можно упростить изъятием блоков ФВР, ПЧ (подробнее см. § 4.6).

Тракт преобразования частоты f_M (ПЧ), на которой произведено формирование требуемого вида работы в блоке ФВР (рис. 4.1), позволяет перенести модулированное колебание в диапазон рабочих частот возбудителя $f = f_H \dots f_B$. Тракт ПЧ возбудителя включает в простейшем случае один смеситель частот f_M и f_c (рис. 4.1) с последующим фильтром для выделения полезного сигнала с одной из частот: $f_M + f_c$, $f_c - f_M$ или $f_M - f_c$ и для ослабления всех прочих (побочных) сигналов. Часто тракт преобразования частоты многоступенчатый — не удастся обойтись одним преобразователем частоты (из-за трудностей филь-

трации полезного и побочных сигналов, из-за недопустимости инверсии спектра сформированного вида работы, см. § 4.5). Тракт ПЧ возбуждителя должен удовлетворять техническим требованиям по качественным показателям модуляции (АЧХ, ФЧХ, линейность).

Опорный генератор (ОГ на рис. 4.1) чаще всего представляет собой автогенератор с кварцевой стабилизацией частоты, дополненный системой термостатирования или термокомпенсации. Иногда в качестве ОГ используют квантовый стандарт частоты (при особо жестких требованиях по допустимой нестабильности частоты, около $1 \cdot 10^{-9} \dots 1 \cdot 10^{-13}$). В отдельных случаях опорную частоту получают от специального радиоприемника, принимающего одну из высокостабильных частот, излучаемых передатчиками службы точного времени (в возбуждителях передатчиков синхронного радиовещания "Синхронизатор", в возбуждителях типа ВТВ-75 и т.п.).

Помимо основных блоков возбуждителя, показанных на рис. 4.1, имеются блоки питания, ручного и дистанционного управления, устройства запоминания рабочих частот и видов работ на каждой из них, устройства стабилизации уровня выходного сигнала возбуждителя. В последнее время большинство вновь разрабатываемых возбуждителей содержит встроенную микроЭВМ или микропроцессор для автоматизированного управления и контроля возбуждителя, передатчика. Для автоматизированного контроля качественных показателей излучаемого сигнала возбуждители часто комплектуются блоками обратного контроля — с их помощью излучаемый передатчиком сигнал преобразуется по частоте в сигнал с фиксированной средней частотой, на которой производятся соответствующие измерения параметров сигнала.

Разнообразие вариантов построения отдельных блоков возбуждителя, их параметры определяются в значительной степени назначением и параметрами передатчика, для которого предназначен возбуждитель. На выбор типового или разработку нового возбуждителя влияют следующие основные исходные параметры [1.5; 4.4; 4.10]: диапазон рабочих частот; допустимая нестабильность частоты; формируемые виды работ; шаг сетки частот; инерционность перестройки; уровень подавления дискретных побочных составляющих; уровень паразитного отклонения амплитуды, частоты, фазы (ПОА, ПОЧ, ПОФ). Условия эксплуатации, ограничения массогабаритных показателей, энергопотребления в особых случаях могут диктовать специфические структурные схемы возбуждителей и выбор элементной базы.

Диапазон рабочих частот возбуждителя $f_n \dots f_v$ в современных радиопередатчиках чаще всего совпадает с диапазоном рабочих частот радиопередатчика. Иногда (что характерно для ранее разрабатываемых возбуждителей) возбуждитель строят в диапазоне частот, отличающемся в целое число раз (в меньшую сторону) от диапазона рабочих частот передатчика, для упрощения технической реализации возбуждителя. Подобным образом устроен, например, возбуждитель ВТ-53М в радиопередатчике ВЯЗ. В таких случаях первые каскады радиочастотного усиления мощности передатчика приходится использовать в режиме умно-

жения частоты. Диапазон рабочих частот возбуждителя часто характеризуют коэффициентом перекрытия по частоте $K = f_v/f_n$, где f_v и f_n — верхняя (максимальная) и нижняя (минимальная) рабочая частота возбуждителя соответственно. Возбудитель считают широкополосным при $1,2 < K < 50 \dots 100$. В радиопередатчиках телевизионного вещания используют возбуждители типа "кварц-волна" или многоканальные (метрового или дециметрового диапазона).

Допустимая нестабильность частоты возбуждителя определяется (не более или равна) допустимой нестабильностью частоты передатчика, которая жестко регламентируется общесоюзными нормами на допустимые отклонения частоты [4.1]. Количественно нестабильность частоты характеризуется величиной абсолютной или относительной нестабильности. При этом различают кратковременную и долговременную нестабильности частоты. Медленные изменения мгновенной частоты (из-за старения радиодеталей, медленно меняющихся внешних воздействий — температуры, влажности, давления и т.п.) обуславливают ее долговременную нестабильность. Быстрые изменения мгновенной частоты происходят вследствие пульсации напряжения источников питания, резких изменений нагрузки, вибраций, из-за тепловых и дробовых шумов автогенератора и следующих за ним каскадов.

Долговременную нестабильность частоты определяют как разность усредненных на интервале времени τ частот в начале и конце интервала наблюдения T ($\tau \ll T$). Абсолютную кратковременную нестабильность частоты определяют как среднеквадратическое отклонение мгновенной частоты относительно среднего значения:

$$\Delta f_{кр} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \Delta f^2(t, \tau) dt},$$

а относительную нестабильность — как

$$\Delta f_{кр} / \left(\frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \right).$$

Значения нестабильностей зависят от выбора интервалов усреднения τ и наблюдения T . Для устранения неоднозначности при определении долговременной нестабильности T выбирают в интервале от одного месяца до одного года и $\tau = 1$ сут; при определении кратковременной нестабильности $T = 100$ с и $\tau = 0,001; 0,01$ или $0,1$ с в зависимости от вида модуляции и назначения радиосистемы (см. § 4.1). Относительная кратковременная и долговременная нестабильности частоты лежат обычно в интервале $10^{-4} \dots 10^{-13}$. Для нестабильности интервала $10^{-4} \dots 10^{-9}$ в качестве опорных (эталонных) генераторов используют кварцевые автогенераторы (АГ); для получения более стабильных частот вместо кварцевых АГ используют пассивные ($10^{-8} \dots 10^{-12}$) или активные квантовые стандарты частоты ($10^{-9} \dots 10^{-13}$). Нестабильность частоты современного возбуждителя определяется в основном нестабильностью частоты опорного генератора. Рациональным выбором структурной схемы

возбудителя (желательно минимальное количество или полное отсутствие умножителей частот, смесителей частот; желателен один вместо нескольких опорный генератор) можно ограничить степень ухудшения неустойчивости выходной частоты возбудителя по сравнению со стабильностью частоты опорного генератора.

Если в возбудителе используют несколько автономных автогенераторов для получения выходной частоты (помимо ОГ), то неустойчивость выходной частоты f может быть оценена по формуле, справедливой для некоррелированных флуктуаций частот используемых генераторов:

$$\epsilon = \frac{\Delta f}{f} = \sqrt{\left(\frac{\Delta f_{ог} f_{ог}}{f_{ог} f}\right)^2 + \dots + \left(\frac{\Delta f_n f_n}{f_n f}\right)^2},$$

где f — выходная частота возбудителя; $f_{ог} \dots f_n$ — частоты используемых автогенераторов; $f, f_{ог}, \dots, f_n$ — их абсолютные неустойчивости.

Мерой "чистоты" спектра выходного сигнала возбудителя в отсутствие модуляции (манипуляции) служат такие характеристики, как паразитные отклонения частоты (ПОЧ), фазы (ПОФ) и амплитуды (ПОА) [1.5; 4.1; 4.4]. Уровень паразитного отклонения частоты (ПОЧ) или фазы (ПОФ) оценивается среднеквадратическим значением суммы спектральных составляющих паразитного отклонения частоты (или соответственно фазы), лежащих в заданной полосе частот $F_A \dots F_B$, т.е.

$$\sigma_f = \Delta f(F_A, F_B) = \sqrt{\int_{F_A}^{F_B} S_f(F) dF};$$

$$\sigma_\varphi = \Delta \varphi(F_A, F_B) = \frac{180}{\pi} \sqrt{\int_{F_A}^{F_B} S_\varphi(F) dF}.$$

Здесь $\sigma_\varphi = \Delta \varphi$ в градусах; $S_f(F)$ и $S_\varphi(F)$ — спектральные плотности среднего квадрата (энергетические спектры) паразитного отклонения частоты и фазы соответственно; $F_A \dots F_B$ — полоса частот, обычно соответствующая полосе частот полезного сигнала или полосе частот соседнего канала. Связь между энергетическими спектрами частотных и фазовых флуктуаций $S_\varphi(F) = S_f(F)/f^2$. Отметим, что численное значение ПОЧ практически совпадает [1.5] с кратковременной неустойчивостью частоты $\sigma_f = \Delta f_{кр}(\tau, T)$ при $\tau = 1/F_B$ и $T = 1/F_A$.

Уровень паразитного отклонения амплитуды (ПОА)

$$\Delta U(F_A, F_B) = \sqrt{\int_{F_A}^{F_B} S_U(F) dF},$$

где $S_U(F)$ — спектральная плотность среднего квадрата паразитного отклонения амплитуды.

Энергетический спектр при одновременной амплитудной и частотной (фазовой) паразитной модуляции симметричен относительно средней частоты лишь в отсутствие корреляции между флуктуациями амплитуды и частоты (фазы). Реально такая корреляция часто имеет место, что приводит к некоторой асимметрии результирующего энергетического спектра, а значит, и к дополнительному смещению от номинала среднего значения рабочей частоты возбудителя. Наличие паразитной АМ нежелательно также потому, что АМ преобразуется в фазовую (частотную) модуляцию в варакторных умножителях частоты, в фильтрах с электронной перестройкой, смесителях, амплитудных ограничителях, в усилителях, во всевозможных устройствах с амплитудно-фазовой конверсией [4.3, с. 64–71]. Известно, что в общем спектре шумов доля мощности амплитудных шумов обычно существенно меньше доли мощности частотных (фазовых): паразитная АМ легко уменьшается рациональным выбором метода синтеза.

Инерционность перестройки частоты возбудителя в основном определяется инерционностью перестройки частоты синтезатора частот — СЧ (рис. 4.1). В особых случаях (при жестких требованиях к инерционности перестройки) существенно влияние инерционности перестройки частоты в тракте преобразования частот (ПЧ на рис. 4.1), зависящей от инерционности используемых фильтров (полосовых ФНЧ, ФВЧ). Допускается инерционность перестройки частоты возбудителя от единиц секунд до единиц микро- и даже наносекунд [4.10]. Наиболее жесткие требования к допустимой инерционности перестройки частоты возбудителя предъявляют в подвижной радиосвязи, в системах передачи информации сигналами типа частотно-временной матрицы и т.п. [4.10]. Проблема повышения быстродействия возбудителей (синтезаторов частот) наряду с проблемой улучшения спектральной чистоты выходного колебания — основные и к тому же взаимосвязанные проблемы в теории и технике синтеза частот, темпы решения которых далеко не всегда соответствуют темпам ужесточения технических требований заказчика вновь разрабатываемой радиоаппаратуры.

Уровень подавления дискретных побочных составляющих на выходе возбудителя оценивается (в децибелах) отношением эффективного напряжения наибольшей по уровню дискретной побочной спектральной составляющей к эффективному значению суммарного напряжения всех составляющих выходного колебания $D = 20 \lg(U_{поб}/U_{\Sigma})$ [4.4]. Дискретные побочные составляющие на выходе возбудителя являются продуктами нелинейных преобразований (смещения, умножения частот). Невершенство фильтров на выходе смесителей, умножителей частот, недостаточная развязка по цепям питания, электромагнитная связь (недостаточное экранирование) различных каскадов и узлов — основные причины наличия дискретных побочных составляющих на выходе возбудителя. Уменьшение дискретных побочных составляющих достигается рациональным конструированием [4.3] блоков синтеза частот и преобразования частот (СЧ и ПЧ на рис. 4.1), повышением избирательности используемых фильтров, рациональным выбором (см. § 4.5) соотношений

смешиваемых частот. Наиболее радикальный путь уменьшения дискретных побочных составляющих — выбор варианта функциональной схемы возбудителя (или по крайней мере синтезатора частот) с желательным наименьшим числом преобразователей частот, особенно умножителей. К примеру, в синтезаторах частот на основе двух или многоуровневых импульсных последовательностей трудно получить подавление дискретных побочных составляющих более чем на 50...70 дБ [4.10]; в синтезаторах частот косвенного типа легче получить подавление дискретных побочных составляющих, чем в синтезаторах частот прямого типа [4.10].

Согласно ГОСТ 21068-80 уровень дискретных составляющих не должен превышать -60 дБ; в ряде случаев требуется еще более низкий уровень, например -85 или даже -140 дБ.

Формируемые виды работ (виды модуляции, классы излучения) в возбудителе определяются назначением радиопередатчика, в который входит возбудитель.

Шаг сетки частот возбудителя — минимальный частотный интервал между соседними рабочими частотами. Он либо выбирается в соответствии с ГОСТом, либо определяется техническими требованиями на проектирование возбудителя. Известно, что обеспечение высокой стабильности частоты и необходимость перестройки частоты в широком диапазоне находятся во взаимном противоречии. Поэтому при проектировании диапазонных источников высокостабильных колебаний (синтезаторов частот, возбудителей) приходится чаще всего отказываться от непрерывной плавной перестройки частоты и переходить к дискретной, допускающей возможность получения в заданном диапазоне любой произвольной частоты с шагом ΔF . Если шаг сетки частот мал и соизмерим с абсолютной нестабильностью частоты или меньше ее, дискретность перестройки частоты не имеет существенного значения для качества обработки сигнала на приемной стороне. Кроме того, при дискретной перестройке частоты точность установки частоты повышается (по сравнению с плавной перестройкой) за счет устранения неточности градуировки шкалы частот и ограниченной разрешающей способности механизма плавной установки рабочей частоты по шкале. Важно отметить простоту дистанционного, программного управления частотой возбудителя при ее дискретной перестройке. Шаг сетки частот возбудителя зависит от многих условий: назначения передатчика, ширины полосы частот при заданных видах работы, диапазона рабочих частот, условий эксплуатации и т.д. и может принимать значения от десятков мегагерц (в диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн) до 10 Гц (в передатчиках магистральной связи декаметрового диапазона). В специальных случаях шаг сетки частот уменьшают до долей герца [4.10].

В радиопередающей аппаратуре чаще всего используют декадные возбудители (или синтезаторы частот), в которых частота может изменяться десятичными ступенями, т.е. шаг сетки $\Delta F = 10^k$ кГц, где k — целое число (обычно k равно одному из ряда чисел -3; -2; -1; 0; 1; ...; 7). При этом частоты, образующие сетку, описываются соотношением

$$f_n = n_m \cdot 10^{m-1} \Delta F + n_{m-1} \cdot 10^{m-2} \Delta F + \dots + n_1 \cdot 10^0 \Delta F = \sum_{i=1}^m n_i \cdot 10^{i-1} \Delta F,$$

где все n_i могут принимать любые целочисленные значения от 0 до 9 независимо друг от друга, а m — число значащих цифр в значении максимальной частоты на выходе возбудителя (синтезатора частот).

Инерционность перестройки частоты возбудителя — это наибольшее из времен установления частоты выходных колебаний при перестройке возбудителя в пределах его диапазона рабочих частот. Она определяется [4.1] как интервал времени между моментом окончания команды перестройки (при дистанционном управлении) или моментом окончания ручной установки органов управления частотой в нужное положение (при ручном управлении) и моментом, после которого отклонение мгновенной частоты от нового номинального значения не превышает некоторого допустимого (часто утроенного допустимого ПОЧ [4.1]).

4.3. Применение типовых возбудителей, синтезаторов частот опорных генераторов

Разработка нового возбудителя — сложная и дорогостоящая задача. Поэтому при проектировании радиопередающего устройства стараются использовать типовой возбудитель, отвечающий или близкий по техническим параметрам предъявляемым требованиям. Только значительное несоответствие параметров имеющихся возбудителей параметрам (электрическим, массогабаритным или эксплуатационным) требуемого возбудителя вынуждает к разработке нового возбудителя. Типовой возбудитель можно выбрать по основным параметрам, приведенным в табл. 4.3.

В современных возбудителях и синтезаторах частот используют, как правило, единственный [4.10] опорный генератор (ОГ на рис. 4.1), чаще кварцевый. В особых случаях при нестабильности частоты в интервале $10^{-10} \dots 10^{-13}$ используют пассивные или активные квантовые генераторы опорной частоты с большей, чем у кварцевых генераторов, стабильностью генерируемой частоты. Однако масса, габаритные размеры и энергопотребление квантовых генераторов существенно (на несколько порядков) превышают аналогичные параметры кварцевых опорных генераторов. В табл. 4.4 приведены справочные данные наиболее известных типов кварцевых ОГ. Использование двух и более ОГ в возбудителе (или синтезаторе частот) чаще всего ухудшает спектральную чистоту выходного сигнала, ведет к росту массогабаритных показателей: высокостабильный опорный генератор помимо собственно автогенератора включает "буферные" усилители, систему термокомпенсации, термостабилизации или термостатирования, систему автостабилизации амплитуды выходного колебания [4.3, гл. 6; 8].

При необходимости требуемые вспомогательные опорные частоты формируют (умножением, делением, сложением, вычитанием) из высокостабильной опорной частоты единственного в возбудителе ОГ — эти преобразования производятся в датчике опорных частот (ДОЧ на

Таблица 4.3

| Тип возбудителя | Диапазон частот, МГц | Нестабильность частоты | Характер перестройки частоты | Уровень побочных составляющих, дБ | Формируемые виды работ в возбудителе | Габаритные размеры, мм | Масса, кг | Шаг сетки (частота), Гц | Выходное напряжение, В | Нагрузка, Ом |
|---------------------------|----------------------|------------------------|------------------------------|-----------------------------------|--|------------------------|-----------|-------------------------|------------------------|-------------------|
| ВО-71 | 1,5...30 | 2·10 ⁻⁷ | Дискретный | -50 | A1, A3A, A3B, A3H, A3J, A3, F1, F3, F6 | 850×640×495 | 156 | 100 | 0,8 | 75 |
| ВК-74 | 1,5...30 | 5·10 ⁻⁹ | То же | -80 | A1, A3A, A3B, A3H, A3J, A7A, A7B, A7, F1, F3, F6 | — | 150 | 10 | 1 | 75 |
| ВМРС12 ^{0,4} 100 | 0,4...30 | 1·10 ⁻⁸ | " | -80 | A1, A3A, A3B, A3H, A3, F1, F3, F6, F9 | 520×141×550 | 70 | 100 | 1,2 | 75 |
| Декада-2 | 1,5...30 | 5·10 ⁻⁸ | " | -70 | A1, A3, A3A, A3H, A2H, A7J, A7A, F1, F6, A7B | 850×640×495 | 230 | 10 | 1 | 75 |
| Декада | 3...30 | 2·10 ⁻⁷ | " | -50 | A1, A3, A3A, A 3B, A3H, F1, F6, F3 | 1054×530×603 | 200 | 100 | 1 | 75 |
| ПКВ-250 | 4...27 | 2·10 ⁻⁷ | " | -70 | — | — | — | 100 | — | — |
| Пурга | 4...30 | 1,5·10 ⁻⁷ | " | -60 | A1, A3A, A3B, A3H, A3, A3J, A7A, F1 | 1875×565×570 | 385 | 100 | 0,5 | 75 |
| БОТ | 1,6...26 | 0,5·10 ⁻⁶ | " | -46 | A1, A2A, A3A, A3H, A3J, F1, F9 | 570×513×306 | 35 | 100 | 1,5 | 50 |
| Бриз | 0,15...1,6 | 5·10 ⁻⁹ | Дискретный | -70 | — | — | 18 | 1000 | 1 | 75 |
| ВТ-53М | 3...6 | 3·3·10 ⁻⁵ | Плавный | -60 | A1, F1, F6 | 334×277×437 | 40 | — | 150 | 2·10 ⁴ |
| Синхронизатор | 0,15...1,6 | 5·10 ⁻⁹ | " | -70 | — | — | — | — | 10 | 75 |
| БРЕ-1 | 0,25...1,82 | 1·10 ⁻⁹ | Дискретный | -70 | — | 520×1500×600 | — | 1000 | 1 | 75 |
| ВТВ-77 | 6,25...11,083 | 5·10 ⁻⁹ | — | -70 | ТВ вещание | 1270×500×510 | 145 | — | 18 | 75 |
| Вега | 0,15...1,605 | 3·10 ⁻⁸ | Дискретный | -70 | A3, F3 | 572×510×1115 | 200 | 10 | 1 | 75 |
| ВД-54 | 1,5...3,0 | 7·10 ⁻⁶ | — | — | A1, F1 | 360×573×300 | 40 | 250 | 1 | 75 |
| ВД-70 | 2...25 | 13·10 ⁻⁶ | — | -50 | A1, A3, F1, F3, F6 | — | 700 | 1000 | 1 | 75 |
| ГК-164 | 0,1...640 | — | — | — | A3, F3, ИМ | 480×160×475 | 22 | — | — | — |
| СВ 150-2 | 0,45...0,9 | — | Плавный | — | — | — | — | — | 50 | 200 |

Таблица 4.4

| Тип генератора | Частота, МГц | Нестабильность частоты | | Температура окружающей среды, °С | U _{вых} , В | Напряжение источника питания, В | Энергопотребление, Вт | Масса, кг | Объем, л |
|-------------------------|-----------------------|------------------------|--------------------------------|----------------------------------|----------------------|---------------------------------|-----------------------|-----------|----------|
| | | кратковременная | суточная | | | | | | |
| Лотос | 5 | 5·10 ⁻⁹ | 4·10 ⁻¹¹ | -10...+50 | 0,5 | 27 | 90/35 | 15 | 15 |
| Нарцисс | 5 | — | 5·10 ⁻⁹ | -10...+65 | 0,15 | — | 60/30 | 4,7 | 4 |
| Гиацинт | 5 | — | 1·10 ⁻⁸ | -60...+62 | 0,025 | 27 | 24/2 | 0,35 | 0,25 |
| МГ-1 или МГ-II | 16...18 | — | 3·10 ⁻⁵ | — | 0,25 | 6,3±0,15 | 0,02 | 0,005 | 0,01 |
| ГК-17-11 | 10 | 40·10 ⁻⁶ | — | -60...+60 | — | -5,0±5% | — | 0,06 | 0,006 |
| ГК-17-01-11 | 10...13,2 | 40·10 ⁻⁶ | — | -50...+60 | — | +5,2±5% | — | 0,06 | 0,006 |
| ГК-17-02-11 | 100...132 | 10·10 ⁻⁶ | — | -60±2 | — | -5,0±5% | — | 0,06 | 0,006 |
| ГК-17-03-11 | 100...132 | 35·10 ⁻⁶ | — | -50...+60 | — | -5,0±5% | — | 0,06 | 0,006 |
| МОКГ-1 | 10 | 5·10 ⁻¹⁰ | 2·10 ⁻⁷ (за год) | -60...+62 | — | 10...15 | 1/0,6 | 0,07 | 0,05 |
| МОКГ-2 | 10 | 0,5·10 ⁻¹⁰ | 1·10 ⁻⁷ (за год) | -60...+62 | 0,15 | 10...15 | 2/0,45 | 0,08 | 0,65 |
| ГО-4Б | 10 | 0,5·10 ⁻¹⁰ | 3·10 ⁻⁷ | -60...+62 | 0,025 | 12,6; 27 | 0,9; 7,5/1,5 | 0,18 | 0,153 |
| Гиацинт-М | 5 | 1·10 ⁻¹⁰ | 1,5·10 ⁻⁷ (за год) | -60...+62 | — | 21,6...30 | 14/2 | 0,35 | 0,3 |
| Ландыш | 10 | 5·10 ⁻¹⁰ | 2·10 ⁻⁷ (за год) | -60...+62 | — | 20...30 | 10/1,3 | 0,2 | 0,16 |
| ЭКГ-4 | 0,1 | 1·10 ⁻¹² | 3,5·10 ⁻¹² | — | — | -24±0,0015% | 25 | 35 | 74 |
| Сонет-М | 10 | 1·10 ⁻¹⁰ | 2·10 ⁻⁶ | -10...+55 | 0,25 | 12±1,2 | 0,7/0,3 | 0,05 | 0,0025 |
| Сонет | 10 | 1·10 ⁻¹⁰ | 2·10 ⁻⁶ | -10...+55 | 0,25 | 12±25% | 0,7/0,3 | 0,05 | 0,0025 |
| Гиацинт-М | 5 | 1·10 ⁻¹⁰ | 1·10 ⁻⁸ | -60...+70 | — | 21,6...30 | 14/2 | 0,2 | 0,16 |
| Ландыш-1 | 10 | 5·10 ⁻¹⁰ | 1·10 ⁻⁸ | -60...+70 | — | 20...30 | 2/0,45 | 0,08 | 0,065 |
| СО-200 | 1; 5 или 10 | 1·10 ⁻¹⁰ | 5·10 ⁻⁹ | -20...+70 | 1 | -24 | 6/13 | 0,283 | 0,265 |
| ВЕКТРОН Lab.) | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| Гладиолус | 10 | 5·10 ⁻⁸ | 5·10 ⁻⁸ | -60...+70 | — | 12±15% | 2/0,5 | 0,08 | 0,065 |
| Лидар-1 (НПО "Фонот-1") | 5/10 | 10·10 ⁻⁸ | 5·10 ⁻¹¹ | +60 | — | 12±10% | 6/0,65 | 0,23 | 0,1 |
| ЦТКГ (НПО "Фонот-1") | 8...15 | 30·10 ⁻⁸ | 3·10 ⁻⁷ | -60...+85 | — | 3 источника | 0,15/0,15 | 0,1 | 0,1 |
| ГК2 | 1,8432 | 1·10 ⁻⁹ | 2·10 ⁻⁴ (за 12 лет) | -10...+70 | <0,5 | 5±0,5 | <0,25 | 0,005 | 0,000233 |
| ГК40-ТС | 5,012654 или 5,075312 | 1·10 ⁻⁹ | 1·10 ⁻⁷ | -40... | — | 11...18 | 0,4...0,5 | 0,1 | 0,0007 |
| Янтарь-2 | 10 | 5·10 ⁻¹⁰ | 20·10 ⁻⁹ | -50...+63 | 0,3±0,1 | 12,6 | 0,65 | 0,15 | — |
| ГКС27-ТС | 5 или 10 | 5·10 ⁻¹¹ | 5·10 ⁻⁹ | -60...+70 | 0,165±0,04 | 12 | 0,65 | 0,2 | — |
| ГК31-ТС | 5 | 1·10 ⁻¹¹ | 3·10 ⁻⁹ | -60...+70 | 0,225±0,075 | 12; 27 | 0,70 | 0,2 | — |
| ГК34-ТС | 5 | 1·10 ⁻¹¹ | 5·10 ⁻⁹ | -60...+75 | ТТЛ-уровень | 5; 12; 27 | 0,7 | 0,1 | — |

рис. 4.1). Рабочая частота большинства ОГ (табл. 4.4) выбирается равной 5; 10; 1 или 0,1 МГц — эта унификация позволяет всю частотно-измерительную и частотно-образующую аппаратуру калибровать, подстраивать по более высокостабильным эталонным унифицированным автогенераторам. В процессе эксплуатации на радиопередающих станциях ОГ нескольких отдельных возбуждателей, как правило, отключаются, а в качестве единой опорной частоты для этих возбуждателей используют либо сигнал более высокостабильного эталонного генератора, либо сигнал одного из нескольких ОГ не обязательно однотипных возбуждателей.

4.4. Основные этапы разработки возбудителя, выбор его функциональной схемы

При проектировании возбуждателя можно выделить следующие основные этапы работ.

1. В соответствии с исходными данными выбирается функциональная схема возбуждателя, и прежде всего метод синтеза частот синтезатора частот, входящего в возбуждатель.

2. Разрабатывается частотный план возбуждателя.

3. По принятой функциональной схеме разрабатывается структурная схема возбуждателя, обоснованно выбираются элементная база, типы и схемы принципиальные электрические основных (в рамках учебного проектирования) узлов, каскадов.

4. Осуществляется выбор и расчет параметров возбуждателя, определяющих его основные характеристики (быстродействие, показатели спектральной чистоты выходного колебания, полосы захвата, удержания, АЧХ системы синтеза с ФАПЧ и др.); проверяется соответствие рассчитанных параметров исходным данным.

5. Производится электрический расчет узлов возбуждателя.

6. Разрабатывается конструкция.

При выборе функциональной схемы возбуждателя определяющими требованиями могут быть требования по быстродействию переключения рабочей частоты, шагу изменения частоты, уровню дискретных или гладких побочных составляющих на выходе возбуждателя, массогабаритным показателям или энергопотреблению. Пока не существует аналитических методов синтеза функциональной схемы возбуждателя по тем или иным комбинированным критериям оптимальности. Нередко используется параметрическая оптимизация в рамках заданной структуры по одному из параметров (например, по быстродействию). Известно, что ни один из известных [1.5; 4.3; 4.10] методов формирования дискретной сетки частот не обладает абсолютными преимуществами перед остальными. Более того, самые совершенные технические решения часто удается получить при одновременном использовании нескольких методов синтеза с сочетанием цифровой и аналоговой элементной базы, т.е. при

использовании комбинации методов синтеза [4.10, 2.5]. Именно комбинированные методы синтеза частот использованы, например, в возбуждателях ВК-74, ВМРС-12-04/30-100, БОТ, БАБК [4.10; 4.8; 4.3 и т.д.]. Для ориентации при выборе методов синтеза частот кратко напомним основные достоинства и недостатки используемых методов синтеза частот [1.5; 4.3; 4.4; 4.10; 5.12; 2.2]. Известны следующие методы синтеза частот: прямые (пассивные), косвенные (активные), цифровые и комбинированные. В последних в произвольной комбинации используются два или три предшествующих метода. Кроме того, прямые и косвенные синтезаторы частот могут быть реализованы на аналоговой, цифровой элементной базе или при совместном использовании той и другой. В свою очередь, в цифровых синтезаторах частот могут быть реализованы те же алгоритмы частотообразования, что и в аналоговых, но реализация базируется на цифровых микросхемах или микросборках. Кроме того, при цифровом методе синтеза частот применяют и специфические методы, реализация которых на элементах аналоговой техники либо невозможна, либо приводит к неприемлемому усложнению синтезатора (например, двух-, многоуровневые методы синтеза [1.5; 4.4; 4.10]).

В прямых методах синтеза частота выходного сигнала формируется из частоты ОГ (или из частот нескольких ОГ) путем ее преобразования (умножения, деления, алгебраического сложения) и последующей фильтрации [4.10, разд. 2].

Прямым методам синтеза частот свойствен ряд достоинств и недостатков: методы прямого синтеза частот предпочтительны в тех случаях, когда на выходе СЧ требуется одновременно несколько когерентных сигналов с разными частотами (т.е. для многочастотных СЧ) [4.3, рис. 1.1, 1.10]. В прямых СЧ можно обеспечить сколь угодно малый шаг частоты выходного сигнала (до тысячных долей герца) при использовании методов идентичных декад, дуад или тетрад [4.4].

Структурные схемы прямых СЧ, даже если и включают большое число узлов, функционально просты. Многие из них — пассивные, с небольшой инерционностью. Время переключения выходной частоты прямых СЧ может быть доведено до единиц наносекунд [4.10, с. 35].

Однако в СЧ прямого типа трудно получить выходной сигнал с высокой чистотой спектра: при транспонировании, умножении и делении частоты возникают комбинированные побочные составляющие, увеличиваются в большинстве случаев шумовые компоненты. Для повышения чистоты спектра приходится использовать большое число фильтров, далеко не всегда поддающихся микроминиатюризации. В результате либо увеличиваются габаритные размеры, масса СЧ, либо ухудшаются показатели СЧ по чистоте спектра выходного сигнала.

При использовании в прямых СЧ нескольких вспомогательных опорных частот (ДОЧ на рис. 4.1), к стабильности которых предъявляются более жесткие требования, чем к стабильности частоты выходного сигнала, часто приходится брать в качестве опорного генератора более

стабильный эталонный генератор или использовать несколько автономных опорных генераторов. Это удорожает СЧ, увеличивает его массу, размеры, энергопотребление.

При косвенных методах синтеза частот выходной сигнал получают от подстраиваемого по частоте генератора (ПГ) без каких-либо нелинейных преобразований. Для обеспечения требуемой стабильности частоты ПГ используют систему автоматической подстройки частоты (АПЧ) по сигналу опорного генератора. Система АПЧ в косвенных СЧ, как правило, является фазовой (ФАПЧ) ввиду большей точности ее работы по сравнению с частотной АПЧ [4.3, 4.9].

Основное преимущество активных синтезаторов частот — низкий уровень дискретных побочных спектральных составляющих, достигающий -115 дБ. Кроме того, в активных синтезаторах частот основные узлы легче реализовать на цифровых микросхемах, нежели в пассивных СЧ. Здесь требуется гораздо меньше фильтров, смесителей частот, что способствует микроминиатюризации активных СЧ, технологичности их производства и эксплуатации.

Недостатки систем активного синтеза по сравнению с пассивными — большее время перестройки с одной рабочей частоты на другую, трудности уменьшения шага сетки частот и возможность генерации выходного сигнала, частота которого не соответствует установленному органами управления значению (при выходе из строя кольца ФАПЧ, при ложных захватах по частоте системой ФАПЧ [4.9]). Известны трудности реализации активных СЧ на частотах выше нескольких гигагерц. Однако указанные недостатки не являются принципиальными, хотя для их преодоления требуется существенное усложнение функциональной схемы (вместо однокольцевой системы ФАПЧ приходится использовать двух-, трехкольцевые ФАПЧ; для уменьшения шага частоты или для синтеза частот выше нескольких десятков-сотен мегагерц использовать смесители частот; для надежной и более качественной работы систему АПЧ нужно дополнять вспомогательными устройствами поиска по частоте и индикаторами захвата). Дополнительные, усложняющие СЧ устройства могут в отдельных случаях свести на нет преимущества активного метода синтеза частот по сравнению с пассивным.

Недостатки пассивных цифровых синтезаторов (двухуровневых, многоуровневых [4.10]) — высокий уровень побочных спектральных составляющих (не лучше $-(50...60)$ дБ). Кроме того, максимальная частота на выходе СЧ ограничена быстродействием используемых в нем микросхем (обычно не превышает нескольких десятков мегагерц). Цифровым активным синтезаторам частот свойственны дополнительные причины ухудшения спектральной частоты выходного сигнала: эффекты квантования по времени и по уровню в цифровых системах ФАПЧ; ошибка аппроксимации частоты; ограниченность минимальной длительности фронтов или срезов импульсов в кольце ЦФАПЧ.

Использование активных методов цифрового синтеза частот позволяет снять антагонизм требований по малости шага изменения частоты, быстродействию и чистоте спектра выходного колебания. Это обеспе-

чивается усложнением функциональной схемы (к примеру, вместо однокольцевой системы цифровой ФАПЧ приходится использовать двух-, трехкольцевую, кроме того, дополненную микропроцессорным счетно-решающим устройством для согласованного переключения делителей частоты [4.10, рис. 2.20 или 2.21, 2.22]). Тем не менее усложнения цифровой активной СЧ в значительной степени не проблематичны из-за большей технологичности цифровых методов обработки сигнала.

Переход к цифровой элементной базе как в пассивных, так и в активных методах синтеза частот позволяет получить преимущества (по сравнению с аналоговой элементной базой) в части уменьшения массы, габаритных размеров устройств, повысить надежность и технологичность, хотя снижает максимальное значение рабочей частоты. Следует заметить, что иногда использование только цифровой элементной базы может привести к повышению уровня побочных спектральных составляющих (эффекты квантования сигнала по уровню и по времени). Как правило, цифровая часть СЧ комбинируется с аналоговой для уменьшения вредных эффектов квантования. С другой стороны, цифровая реализация даже отдельных узлов СЧ модулятора позволяет получить новые качества возбuditеля (программируемость переключения рабочей частоты, вида и параметров модуляции, запоминание номинала частоты при прерываниях сигнала и т.д.).

4.5. Тракт преобразования частот возбuditеля

Тракт преобразования частот (ПЧ на рис. 4.1) возбuditеля служит для переноса сформированного в блоке модулятора (ФВР) вида работы на фиксированной частоте f_m и сетки частот синтезатора частот f_c в диапазон рабочих частот возбuditеля. Перенос модулированного сигнала со средней частотой f_m и сигнала с частотой f_c осуществляется либо с помощью суммирующего кольца ФАРЧ (рис. 4.2, а), либо с помощью квазилинейного тракта преобразования частот (рис. 4.2, б). На рис. 4.2 использованы следующие обозначения: ОГ — опорный генератор; ФД — фазовый детектор (дискриминатор); ДПКД — делитель с переключаемым коэффициентом деления частоты; ПГ — подстраиваемый по частоте генератор; ПЧ — преобразователь частоты, включающий смеситель частот (СМ) и фильтр (Ф); ФВР — формирователь видов работ (модулятор).

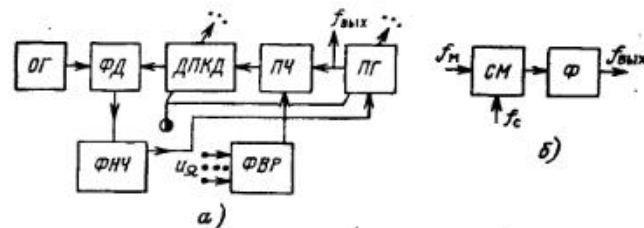


Рис. 4.2

Перенос модулированного сигнала f_m в диапазон выходных частот с помощью суммирующего кольца ФАПЧ (рис. 4.2, а) обычно практикуется при угловых видах модуляции сигнала (заметим, что при угловых видах модуляции необходимость в отдельном блоке ФВР (см. рис. 4.1) часто отпадает — модуляция может осуществляться непосредственно в кольце ФАПЧ в блоке ПГ либо ОГ (см. § 4.7). При этом параметры кольца ФАПЧ должны выбираться с учетом допустимых амплитудно-частотных искажений кольцом ФАПЧ (§ 4.7 или [4.10, с. 74; 4.9, гл. 5]), так как система ФАПЧ производит демодуляцию сигнала.

Виды работ, сопровождающиеся изменением амплитуды колебания (АМ, ОМ), переносятся в рабочий диапазон частот возбуждателя квазилинейным трактом преобразования частот (рис. 4.2, б) с одно-, двух- или многократным преобразованием частоты.

Функциональная схема возбуждателя может считаться разработанной по окончании расчета и указания на ней номиналов используемых частот ($f_1, \dots, f_N, f_{ог}, f_{св}, f'_{св}, f_c$ на рис. 4.1), а значит, и требуемых коэффициентов деления, умножения частоты в отдельных узлах возбуждателя, параметров используемых фильтров, способа перестройки (дискретный, плавный) и взаимосвязи органов перестройки возбуждателя. Естественно, что выбор номиналов частот определяется в значительной мере диапазоном синтезируемых частот, используемым методом синтеза частот, требуемыми видами работ возбуждателя. Однако всегда целесообразно стремиться к минимальному числу используемых умножителей частоты в функциональной схеме возбуждателя, так как в них одновременно с умножением полезной частоты умножается во столько же раз и паразитная девиация частоты (фазы). Предпочтительнее использование делителей частоты, на выходе которых уровень паразитной угловой модуляции уменьшается (по сравнению с уровнем модуляции на входе). При неизбежности использования умножителя частоты вместо многокаскадного умножителя (при больших коэффициентах умножения частоты) лучше (технически проще и для улучшения спектральной чистоты выходного сигнала) применять умножитель на основе импульсно-фазовой АПЧ [4.10, с. 38].

Рассмотрим на конкретных примерах типичные задачи по расчету частотного плана возбуждателя. Пусть в тракте преобразования частот (ПЧ на рис. 4.1) возбуждателя используется всего один смеситель частот, т.е. используются сигналы $f_c, f_m, f_{св}$ при однократном преобразовании частот не требуется. Смешиваемые в этом единственном смесителе тракте ПЧ (рис. 4.2, б) частоты f_c и f_m так же, как и в любом другом возможном смесителе возбуждателя, должны удовлетворять определенным требованиям.

1. Соотношение смешиваемых частот необходимо выбирать так, чтобы полезный выходной сигнал $f_m + f_c, f_m - f_c$ или $f_c - f_m$ можно было наиболее просто отфильтровать от мешающих комбинированных частот типа $\pm n f_m \pm m f_c$, где n и m — целые положительные числа. Отфильтровать проще слабые (по сравнению с полезным сигналом) составляющие, не совпадающие по частоте с полезным сигналом. Чем больше

относительная расстройка (по частоте) мешающего сигнала, тем проще требуется при этом фильтр (полосовой, ФВЧ — фильтр высших частот или ФНЧ — фильтр низших частот). Величину $n + m$ называют порядком комбинационной частоты. Выбираемое разработчиком соотношение смешиваемых частот должно исключить попадание комбинационных частот недопустимо низких порядков в полосу пропускания используемого фильтра, выделяющего полезный сигнал. На рис. 4.3 представлена ориентировочная зависимость ослабления комбинационных составляющих D от их порядка. Ославление комбинационной составляющей растет с ростом ее порядка, существенно не увеличиваясь при $(n + m) > 9$, что определяется характером кривизны нелинейных элементов смесителя частот, его схемой и режимом его работы [4.3, с. 46–56].

2. Сумма или разность смешиваемых частот f_1 и f_2 (здесь и далее в этом параграфе для общности рассмотрения маркировка смешиваемых частот вместо f_m и f_c принята f_1 и f_2 , причем так, что $f_1 < f_2$) помимо желательного соотношения этих частот с позиции простоты выделения полезного сигнала должна быть равной требуемой частоте выходного сигнала, т.е. $f_{вых} = f_1 + f_2$, или $f_{вых} = f_1 - f_2$, или $f_{вых} = f_2 - f_1$.

Если необходимо, чтобы частота выходного сигнала изменялась в диапазоне, то одна из смешиваемых частот (обычно в ближнем к выходу смесителе частот тракта ПЧ, если этот тракт с многократным преобразованием частоты) должна быть изменяемой (перестраиваемой дискретно или плавно) с абсолютным диапазоном частот, равным абсолютному диапазону выходной частоты. Естественно, что источником изменяемой частоты обычно является синтезатор частот (f_c на рис. 4.1), так как модулятор проще реализовать на фиксированной частоте.

Выбор соотношения (или диапазона изменения соотношения) смешиваемых частот f_1 и f_2 производится по известной номограмме (рис. 4.4). Здесь f — частота полезного сигнала на выходе смесителя, f_1 и f_2 — смешиваемые в нем частоты, причем $f_1 < f_2$. Таким образом, $f = f_1 + f_2$ или $f = f_2 - f_1$. По номограмме в каждом конкретном случае определяем участок линии, соответствующий полезному сигналу с таким соотношением (или диапазоном соотношения, при котором линия нормированной полезной частоты f/f_2 не пересекается другими линиями в требуемом изменении f_1/f_2 и наиболее удалена (по вертикали) от линий, соответствующих комбинированным частотам недопустимо низких порядков. Расстояние по вертикали от линии f/f_2 полезной частоты до ближайших линий комбинационных частот в требуемом диапазоне соотношения f_1/f_2 определяет расстройку по частоте вредной (мешающей) комбинационной составляющей относительно полезной составляющей.

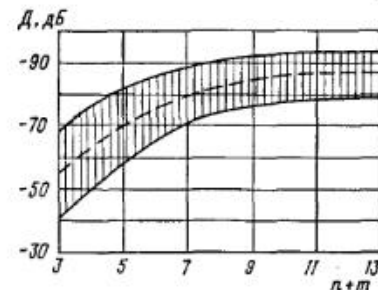


Рис. 4.3

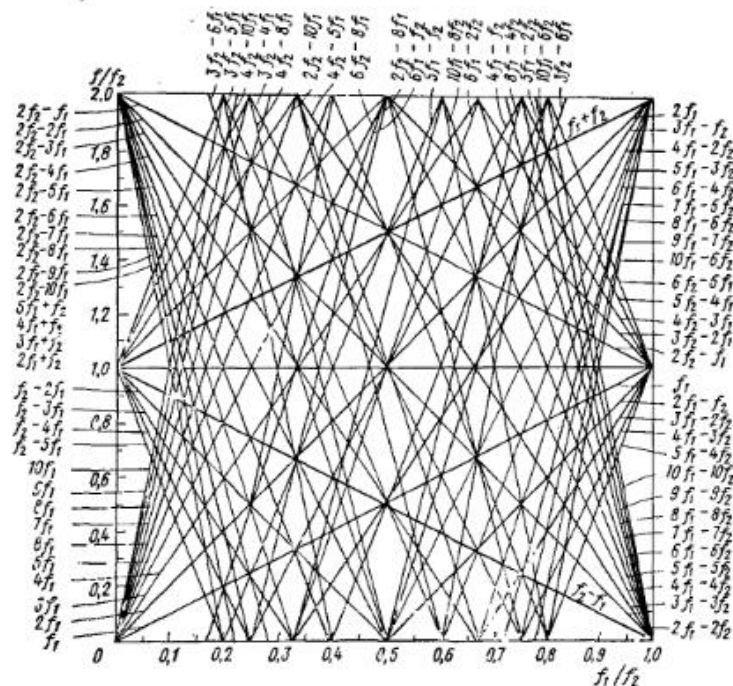
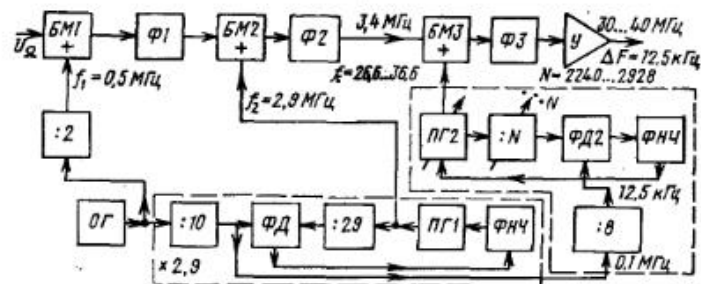


Рис. 4.4

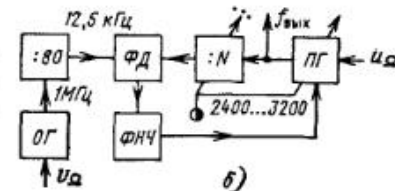
Порядок комбинационной составляющей на рис. 4.4 указан на каждой наклонной линии. Пересечение линии полезного сигнала f/f_2 с другими линиями в используемом диапазоне изменения свидетельствует о совпадении частот полезного сигнала и сигнала мешающей комбинационной составляющей в точке пересечения. Ослабление такой побочной составляющей в этой точке определяется лишь выбранным типом смесителя частот и режимом его работы и не может быть увеличено никакими фильтрами, стоящими на выходе этого смесителя.

Пример. При $f_1/f_2 = 0,8 \dots 0,91$ и $f = f_2 - f_1$ линия f/f_2 пересекается с комбинационными составляющими $6f_1 - 5f_2$, $5f_1 - 4f_2$, $4f_1 - 4f_2$, $5f_2 - 6f_1$ (см. рис. 4.4), имеющими порядок 8...11. Такой порядок комбинационных составляющих свидетельствует о том, что на выходе смесителя частот f_1 и f_2 комбинационные составляющие только из-за своего порядка будут ослаблены не менее чем на 78 дБ (см. рис. 4.3). Если требуется большее подавление побочных составляющих, выбирают другую область соотношения f_1/f_2 или используют дополнительное разбиение одной из смешиваемых частот на поддиапазоны, или вместо однократного преобразования частот применяют многократное. При этом в каждом из поддиапазонов каждого смесителя частот выбирают такое соотношение смешиваемых частот, при котором обеспечивается требуемое ослабление (требуемый порядок) побочных составляющих, совпадающих по частоте с полезным сигналом.

К примеру, при $f_1/f_2 = 0,941 \dots 0,866 (n + m) \geq 11$ ослабление не хуже 87 дБ. Если побочные составляющие в диапазоне изменения f_1/f_2 не совпадают по частоте с полезным сигналом, тем лучше; важно при этом учесть порядок и относительную расстройку этих побочных для обоснованного выбора параметров последующего фильтра.



а)



б)

Рис. 4.5

3. При преобразовании частот в смесителе недопустима инверсия спектра сигнала, сформированного в модуляторе. Инверсия спектра модулированного сигнала, к примеру однополосного, произойдет, если на выходе смесителя выделится разностная составляющая (см. рис. 4.2, б): $f = f_c - f_m$ — нижние частоты сигнала с несущей f_m станут верхними частотами сигнала с несущей f_c , и наоборот. Избежать инверсии спектра можно, если общее число смесителей частот, в которых частота модулированного сигнала вычитается из частоты немодулированного сигнала, четное или равное нулю. Например, на рис. 4.2, б инверсия отсутствует при $f = f_c + f_m$ или при $f = f_m - f_c$, но недопустимо $f = f_c - f_m$.

4. В возбuditелях диапазона 1...30 МГц частоты f_m и f_c выбирают часто в 5...10 раз большими, чем требуемая выходная частота возбудителя $f = f_m - f_c$, что упрощает фильтр на выходе смесителя, ближайшего к выходу возбудителя — в таком случае достаточно поставить фильтр неперестраиваемый нижних частот с частотой среза, несколько большей максимальной рабочей частоты возбудителя, вместо полосового фильтра.

Пример. На рис. 4.5 представлены функциональные схемы возбудителей с ОМ (рис. 4.5, а) и ЧМ (рис. 4.5, б). Диапазон рабочих частот и шаг сетки частот выходных колебаний взяты одинаковыми: $f = 30 \dots 40$ МГц; шаг сетки частот $F = 12,5$ кГц, подавление дискретных побочных составляющих не хуже —85 дБ.

Формирование сигнала и ОМ производится традиционно (см. гл. 6) — путем многократной балансной модуляции с последующей селекцией требуемой боковой полосы. Здесь f_1 (рис. 4.5, а) выбрана равной 0,5 МГц с целью получения возможности использования в качестве Ф1 кварцевого серийного полосового фильтра. Вторая поднесущая частота $f_2 = 2,9$ МГц выбрана меньшей 3...4 МГц для упрощения технической реализации фильтра Ф2 (одно-, двухконтурный LC-фильтр). Кроме того, соотношение смешиваемых в БМ2 частот f_1/f_2 выбрано в соответствии с рекомендациями данного параграфа: $f_1/f_2 = 0,5/2,9 \approx 0,17$. Полезной составляющей на выходе БМ2 является сумма частот $f_1 + f_2$. В соответствии с рис. 4.4 ближайшими побочными составляющими являются $2f_2 - 5f_1$ и $2f_2 - 4f_1$. Конкретно при $f_1 = 0,5$ МГц и $f_2 = 2,9$ МГц $2f_2 - 5f_1 = 5,8 - 2,5 = 3,3$ МГц и $2f_2 - 4f_1 = 3,8$ МГц, а полезный сигнал имеет частоту $f_1 + f_2 = 0,5 + 2,9 = 3,4$ МГц. Таким образом, полосовой фильтр Ф2 должен иметь полосу прозрачности уже не 3 кГц, причем при

расстройке $f = -0,1$ МГц Ф2 должен иметь затухание не менее 10 дБ. Примерно на 75 дБ наибольшая побочная составляющая ослаблена из-за своего высокого (7-го) порядка (см. рис. 4.3); по техническому заданию требуемое подавление дискретных побочных составляющих на выходе передатчика равно -85 дБ. При расстройке $\Delta f = 400$ кГц Ф2 должен иметь затухание около 15 дБ [на 70 дБ ослаблена побочная составляющая 6-го порядка ($2f_2 - 4f_1$)]. Реализация Ф2 с указанными параметрами не сложна — достаточен одиночный колебательный контур со сравнительно небольшой добротностью.

В БМЗ смешиваются сигналы с частотами f_m и f_0 . Так как требуется $f = 30 \dots 40$ МГц, а $f_m = 3,4$ МГц, то $f_0 = f - f_m = 26,6 \dots 36,6$ МГц, причем $f_m/f_c = 3,4/(26,6 \dots 36,6) \leq 0,13 \dots 0,1$. Из рис. 4.3 видно, что при $f = f_m + f_c$ и при $f_m/f_c = 0,1 \dots 0,13$ нет проблем с фильтрацией ближайших побочных составляющих: В данном случае Ф3 — полосовой фильтр в виде одиночного контура, перестраиваемого по частоте одновременно с перестройкой частоты Ф2 и делителя частоты N (рис. 4.5, а); в этом случае наиболее интенсивной побочной составляющей является f_c , особенно при изменении f_c в диапазоне $30 \dots 36,6$ МГц, т.е. в диапазоне выходной частоты передатчика. Именно по этой причине в качестве Ф3 нельзя использовать неперестраиваемый полосовой фильтр со средней частотой полосы прозрачности $f_0 = 35$ МГц и шириной полосы прозрачности $f_{0,7} = 40 - 30 = 10$ МГц.

Рабочая частота фазового детектора датчика сетки частот f_c в соответствии с заданием и выбранной функциональной схемой синтезатора частот должна быть равной требуемому шагу сетки частот 12,5 кГц. При этом требуется переключаемый делитель частоты с коэффициентом деления $N = 2240 \dots 2928$, т.е. четырех-десятизначный цифровой делитель частоты.

На рис. 4.5, б приведена функциональная схема возбуждителя с угловой модуляцией $s f = 30 \dots 40$ МГц; $\Delta F = 12,5$ кГц и с подавлением дискретных побочных составляющих не хуже -85 дБ (как и в возбуждителях, показанном на рис. 4.5, а). Здесь угловая модуляция осуществляется в кольце фазовой АПЧ синтезатора частот (см. § 4.6, 4.7) путем изменения частоты подстраиваемого генератора (ПГ) или опорного кварцевого генератора. При узкополосном модулирующем сигнале эти варианты примерно равнозначны (см. § 4.6); необходимо лишь так выбрать параметры системы ФАПЧ, чтобы ее демодулирующее воздействие было в приемлемых пределах (§ 4.7). На рис. 4.5, б рабочая частота ФД должна выбираться равной заданному шагу частоты, т.е. 12,5 кГц. При этом $N = 2400 \dots 3200$, а $f_{\text{вмх}} = 30 \dots 40$ МГц. Для обеспечения подавления дискретных побочных составляющих -85 дБ требуется выбрать тип фазового детектора (как и на рис. 4.5, а) — это может быть или ФД типа "выборка — запоминание", или цифровой частотно-фазовый детектор с соответствующим ФНЧ [4.3]. Функциональная схема по рис. 4.5, б может быть усовершенствована установкой между ПГ и делителем частоты N дополнительного делителя частоты с фиксированным коэффициентом деления, например в 10 раз. При этом значительно упрощается техническая реализация делителя N с переключаемым коэффициентом деления (он уже будет работать в диапазоне входной частоты $3 \dots 4$ МГц вместо $30 \dots 40$ МГц, что существенно снизит его энергопотребление). Однако для реализации шага частоты $\Delta F = 1,5$ кГц в этом случае необходимо взять рабочую частоту вдесятеро меньшей, т.е. $f_{\text{ФД}} = 1,25$ кГц, что легко осуществить, используя делитель частоты в 800 раз вместо делителя частоты в 80 раз (рис. 4.5, б). Естественно, что параметры системы ФАПЧ при $f_{\text{ФД}} = 1,25$ кГц выбирают другими, чем при $f_{\text{ФД}} = 12,5$ кГц (см. § 4.7).

4.6. Формирование видов работ в возбуждителях

В простейших возбуждителях типа "кварц-волна" и возбуждителях с цифровым синтезом частот (с синтезатором частот вычислительного типа [4.3]) формирование требуемого вида работ производится, как правило, одновременно с формированием (синтезом) рабочей частоты, т.е. в

возбуждителях может не требоваться отдельный модулятор, как таковой. Совмещение функций формирования рабочей частоты и видов работ в едином блоке выгодно, так как приводит к уменьшению массогабаритных показателей возбуждителя, получению дополнительных оперативно-технических преимуществ. Поэтому угловые виды модуляции (частотный телеграф, частотная телефония, фазовый телеграф и т.п.) часто осуществляют в цифровых синтезаторах частот, в синтезаторах частот косвенного типа (на основе системы ФАПЧ с ДПКД [4.10]).

Однако совмещение функций формирования видов работ с формированием рабочей частоты возбуждителя усложняет получение требуемого подавления дискретных побочных и шумовых составляющих на выходе возбуждителей, особенно широкодиапазонных. К примеру, в возбуждителях с косвенным синтезом частот параметры колец ФАПЧ должны выбираться помимо всего прочего с учетом ширины спектра формируемого вида работ. Например, постоянная времени кольца ФАПЧ ограничивает максимальную скорость угловой модуляции, а уменьшение инерционности кольца ФАПЧ ухудшает фильтрующие свойства кольца по отношению к дискретным побочным составляющим и высокочастотным флуктуациям частоты (фазы) ОГ (см. § 4.7).

В современных широкодиапазонных возбуждителях универсального назначения (например, для передатчиков магистральной радиосвязи коротковолнового диапазона волн) для удобства использования возбуждителей на радиопередающем центре часто закладывается формирование многих видов работ (телеграфных, телефонных). По мере необходимости в возбуждителях переключается вид работы, рабочая частота.

Таким образом, в широкодиапазонных возбуждителях, особенно при необходимости переключения видов работ, часто становится целесообразнее формировать требуемые виды работ в отдельном функциональном блоке (в модуляторе — ФВР на рис. 4.1) на фиксированной поднесущей частоте f_m . Полученный модулированный сигнал на средней частоте f_m затем транспонируется в диапазон выходных частот возбуждителя в тракте преобразования частот (ПЧ на рис. 4.1).

Амплитудная модуляция в радиопередатчиках из-за энергетических соображений обычно осуществляется в оконечных каскадах усилителей мощности. Тем не менее в широкодиапазонных возбуждителях коротковолнового диапазона частот амплитудная модуляция (и аналоговая, и дискретная) все же предусматривается либо в целях универсализации возбуждителя, либо как резервные виды работ, используемые зачастую и для технологических регулировок передатчика.

В возбуждителях амплитудная модуляция осуществляется по одному из двух путей: модуляция непрерывным сигналом (А3Е, Н3Е, Р3Е, J3Е, В3В, см. табл. 4.2) — в однополосном модуляторе с регулировкой остатка несущей; амплитудная телеграфия (А1А, А1В, А2В, Н2А, J2В, Р7В, J7В) — в дискретном аттенуаторе с электронным управлением на выходе возбуждителя. Формирование однополосных видов работ в возбуждителях осуществляется путем многократной балансной модуляции с последующей фильтрацией (см. гл. 6). Здесь чаще всего применяют коль-

цевые балансные модуляторы, обеспечивающие на выходе наименьший ассортимент комбинационных побочных частот. Выделение требуемой боковой полосы (верхней или нижней) с помощью кварцевых и электромеханических фильтров осуществляется на сравнительно невысоких частотах (примерно до 0,5...1 МГц). Современные кварцевые и электромеханические фильтры имеют крутизну ската порядка 1000 дБ на 1 % изменения частоты; многосвязные LC-фильтры — около 100 дБ на 1 % изменения частоты. Использование LC-фильтров для выделения одной из боковых частот на выходе балансного модулятора возможно лишь при искусственном разнесении боковых полос в предшествующей ступени (иногда — в двух предшествующих ступенях) балансной модуляции. По этой причине первая поднесущая частота в однополосном модуляторе выбирается обычно равной 128 или 500 кГц. Частота 128 кГц предпочтительнее для возбuditеля декаметрового диапазона волн — на этой поднесущей частоте на передающие центры поступает «внешняя информация», т.е. информация, сформированная соответствующим заказчиком и поступающая на передающий центр по кабельной линии связи извне. Частота 500 кГц удобна в качестве первой поднесущей однополосного модулятора ввиду выпуска набора стандартных фильтров (электромеханических, кварцевых) на верхнюю или нижнюю боковую полосу, одно- или двухканальных.

Вторая поднесущая частота в однополосном модуляторе выбирается из возможностей получения требуемой селекции на выходе второго балансного модулятора — здесь обычно ограничиваются одно- или двухзвенным LC-фильтром. По этой причине вторую поднесущую частоту редко выбирают выше 3 МГц.

Дальнейшее преобразование частот в однополосном модуляторе (число преобразователей частоты поднесущих) определяется выбором номинала f_m и соотношениями смешиваемых частот, удобными для фильтрации побочных составляющих (см. § 4.5). Качественные показатели однополосного модулятора должны соответствовать ГОСТ 13420-79, ГОСТ 13620-79.

Угловая (частотная, фазовая) модуляция в возбuditеле производится прямым или косвенным путем. Параметры угловой модуляции регламентируются ГОСТ 12252-86, ГОСТ 13924-80, ГОСТ 18633-80, ГОСТ 13640-80.

Для частотной манипуляции (F1B, F7B) используют автогенератор, частота которого управляется телеграфными посылками. Причем для повышения стабильности средней частоты используют часто не прямое, а косвенное управление частотой: изменение частоты обеспечивается путем прибавления (вычитания) к высокостабильной постоянной частоте добавки, являющейся частью этой же частоты. Эта частотная добавка получается делением высокостабильной постоянной частоты. Более прогрессивным при формировании сигналов с угловой манипуляцией является косвенное управление частотой (фазой) с исключением (добавлением) импульсов в цифровых устройствах [4.10, 4.12]. Режимы частотного телеграфа с различными скоростями телеграфирования

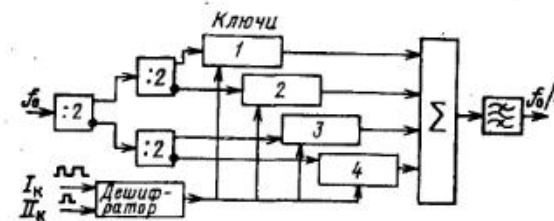


Рис. 4.6

и различными сдвигами частоты наиболее просто реализуются в формирователях ЧТ на фиксированной поднесущей частоте на основе системы импульсно-фазовой АПЧ с ДПКД [4.12, рис. 4.3]. В последнее время для угловой манипуляции начали использовать цифровую эхомодуляцию.

Формирование сигналов фазовой телеграфии (ФТ, ОФТ, ДФТ, ОДФТ-G1B, G7B) часто осуществляют на триггерах, работающих в счетном режиме, — на частоте поднесущей получают колебания, отличающиеся по фазе на 180° (или 90° при ДФТ, ОДФТ); колебание соответствующей фазы далее поступает на выход через ключи, управляемые дешифратором — в каждый такт открыт только один из ключей в соответствии с комбинацией телеграфных посылок в телеграфных каналах. Примеры практических схем фазовых манипуляторов даны в [4.12, рис. 4.4, 4.5, 4.22]. Освоен выпуск возбuditеля-модулятора цифрового радиовещания (четырёхпозиционная фазоразностная модуляция). На рис. 4.6 представлена функциональная схема подобного цифрового фазового манипулятора. Дешифратор обеспечивает распознавание на каждом такте одной из четырех возможных комбинаций независимых телеграфных посылок на двух входах 00; 01; 10 или 11. Погрешность сдвига частот при частотной манипуляции ограничена 2 % величины сдвига; длительность телеграфной посылки на выходе возбuditеля не должна отличаться от длительности посылки на входе более чем на 5 % (т.е. допустимое временное преобладание менее 5 %). При частотной манипуляции необходимо формировать сигналы без ухудшения стабильности средней частоты, с привязкой фазы высокочастотных колебаний в каждой посылке к началу телеграфной посылки. При фазовой манипуляции погрешность фазового сдвига не должна превышать 5...7°.

Для ограничения ширины спектра при телеграфных видах работы передатчика манипулирующие телеграфные посылки должны скругляться («мягкое» манипулирование) — посылки предварительно пропускают через фильтр нижних частот, соответствующий скорости передачи информации (частота среза ФПЧ выбирается несколько больше 3, 5 или 7-й гармоники тактовой частоты телеграфных посылок). При реализации частотной или фазовой манипуляции в кольце ФАПЧ для скругления посылок либо используют ступенчато-скругленное изменение переключаемого коэффициента деления частоты ДПКД, как это сделано, например, в возбuditеле типа ВМРС-12-04/30, либо выбирают должным образом инерционность системы ФАПЧ [4.9].

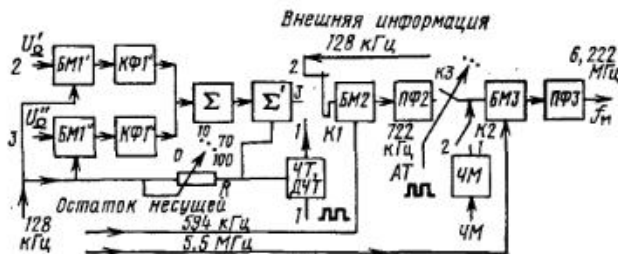


Рис. 4.7

На рис. 4.7 для примера приведена упрощенная функциональная схема блока формирования видов работ возбуждателя ВО-71, в котором обеспечиваются десятки видов работ. При однополосной модуляции (ключ K1 в позиции 3; K2 — в позиции 2; K3 — замкнут) модулирующие сигналы подаются на входы 2 и 3. При одновременной подаче на входы 2 и 3 одного и того же модулирующего непрерывного сигнала обеспечивается режим "Аккорд" — одна и та же информация передается одновременно по каналу нижней боковой полосы и по каналу верхней боковой полосы (для повышения помехозащищенности радиоканала).

Однополосный сигнал формируется методом многократной балансной модуляции: используется трехкратное балансное преобразование частот на поднесущей 128, 594 кГц и 5,5 МГц. Требуемые боковые полосы выделяются на выходе первого балансного модулятора кварцевым фильтром (КФ1); после БМ2 и БМ3 — полосовыми LC-фильтрами ПФ2 и ПФ3 соответственно. Выделенные КФ1 сигналы нижней (КФ1') и верхней (КФ1'') боковых полос складываются и усиливаются в усилителе группового сигнала (+Ус), к выходному сигналу которого подмешивается в сумматоре нужный уровень остатка несущей (0; 3; 10; 70 или 100 %).

В возбуждате ВО-71 амплитудное телеграфирование обеспечивается управлением телеграфными послылками электронным ключом K3 в тракте 722 кГц (ключ K1 — в позиции 2; K2 — в позиции 2).

Частотная модуляция непрерывным сигналом (телефония) производится в автономном LC-автогенераторе (ЧМ), управляемом по частоте модулирующим сигналом (K2 — в позиции 1). Заметим, из-за использования автономного LC-автогенератора с параметрической стабилизацией частоты при частотной телефонии увеличивается нестабильность средней частоты выходного сигнала возбуждателя. Режимы частотной манипуляции в ВО-71 формируются в зависимости от модификации возбуждателя ВО-71 или алгебраическим сложением с частотой 128 кГц необходимой частотной добавки (частотного сдвига), или путем косвенного управления частотой 128 кГц — телеграфные послылки со входа 1 (рис. 4.7) управляют коэффициентом цифрового делителя частоты в блоке ЧТ (ДЧТ): при ЧТ на каждом такте телеграфной информации устанавливается один из двух возможных коэффициентов деления частоты; при ДЧТ — один из четырех. Средняя частота на выходе блока ЧТ (ДЧТ) равна 128 кГц. Для скругления телеграфных послылок в

последних модификациях возбуждателя ВО-71 производится ступенчатое переключение коэффициентов деления частоты.

В режиме "Внешняя информация" необходимая модуляция производится вне возбуждателя на средней частоте 128 кГц и сигнал подается в возбуждатель на вход БМ2 (K1 — в позиции 1; K2 — в позиции 2, K3 — замкнут).

Таким образом, все виды работ в ВО-71 (рис. 4.7) выполняются на частоте 722 кГц, которая еще раз преобразуется в блоке ФВЧ в $f_m = 6,222$ МГц. Модулированный сигнал со средней частоты f_m затем транспонируется в тракте преобразования частоты в диапазон выходных частот возбуждателя.

4.7. Расчет системы фазовой АПЧ

Системой ФАПЧ, являющейся основой большинства современных синтезаторов частот, определяются основные параметры синтезатора частот, возбуждателя: шаг сетки частот, спектральная чистота выходных колебаний, длительность переходных процессов при переключении частоты.

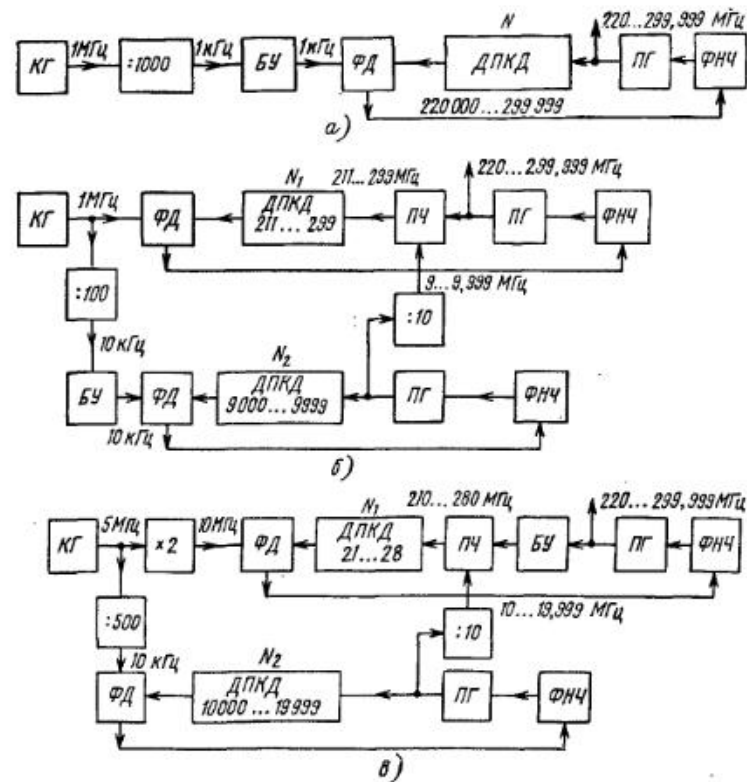


Рис. 4.8

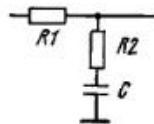


Рис. 4.9

На конкретном примере СЧ, представляющего собой кольцо ФАПЧ с ДПКД (рис. 4.8, а), покажем порядок выбора и расчета основных параметров системы ФАПЧ.

Параметры систем ФАПЧ зависят от типа, параметров используемого в ней ФНЧ, вида нормированной характеристики ФД $F(\varphi)$, особенностей построения прочих функциональных элементов системы ФАПЧ [4.3, гл. 4, 5; 4.4, § 6.2, 6.3; гл. 9; 4.9, § 2.2]. Ограничим рассмотрение

случаем использования в системе ФАПЧ фазового детектора с синусоидальной нормированной характеристикой $F(\varphi) = \sin(\varphi)$ и пропорционально-интегрирующего фильтра (ПИФ) нижних частот с параметрами $m = R_2/(R_1 + R_2)$ и $I = (R_1 + R_2)C$ (рис. 4.9). Заметим, что при использовании в кольце ФАПЧ делителя частоты в N раз уменьшаются полоса удержания и полоса захвата системы, начальная расстройка по частоте. Для обеспечения эффективной работы кольца ФАПЧ необходимо, чтобы полоса захвата системы ФАПЧ превышала максимально возможную начальную расстройку по частоте (т.е. необходима $\Delta f_3 > \Delta f_H$). Начальная расстройка по частоте в системе ФАПЧ определяется в основном двумя основными компонентами: неточностью предварительной (грубой) установки частоты подстраиваемого кольцом ФАПЧ генератора (ПГ) $\Delta f_{ПГ.гр}$ и абсолютной нестабильностью частоты ПГ $\Delta f_{ПГ.ε}$, причем $\Delta f_{ПГ.ε} = f_{ПГ.ε}$, где $ε = \Delta f_{ПГ}/f_{ПГ}$ — относительная нестабильность частоты ПГ (для LC-генераторов $ε \approx 10^{-3}$). Влиянием нестабильности частоты опорного генератора (ОГ) можно пренебречь, так как она обычно на несколько порядков меньше нестабильности частоты ПГ.

Итак, $\Delta f_H = \Delta f_{ПГ.гр} + \Delta f_{ПГ.ε}$. Чем значительнее полоса захвата Δf_3 превышает начальную частотную расстройку f_H , тем меньше длительность переходных процессов в системе ФАПЧ при переключении номинала выходной частоты [4.9, рис. 4.26].

Так как относительную нестабильность частоты ПГ трудно обеспечить существенно меньшей 10^{-3} при широком диапазоне изменения температуры окружающей среды и при воздействии других дестабилизирующих факторов, то уменьшение f_H возможно лишь за счет более точной предварительной установки частоты ПГ, что ведет к усложнению схемы ПГ. Практически достижимой считается точность предварительной установки частоты ПГ порядка 0,5 % [4.10, с. 189].

Длительность переходных процессов в аналоговой системе ФАПЧ с $F(\varphi) = \sin \varphi$ и ПИФ может быть приблизительно оценена по следующим соотношениям [4.10, с. 192–195]: $\tau = \tau_f + \tau_\varphi$; $\varepsilon_{уст} = \arcsin \frac{\Delta f_H}{\Delta f_y}$ [рад],

где $\tau_f \approx 4\Delta f_H^2/B_{ш}^3$ [с]; $\tau_\varphi = \frac{2}{\Omega_y \cos \varepsilon_{уст}} \ln \frac{2}{\delta}$ [с]; $\Omega_y = 2\pi\Delta f_y$ [рад/с];

Δf_H , Δf_y при наличии делителей частоты в N раз в кольце ФАПЧ должны быть уменьшены в N раз; δ — допустимое отклонение от $\varepsilon_{уст}$, определяющее окончание переходного процесса по фазе. Обычно

$\delta = 0,1 \dots 0,05$ рад; $B_{ш} = \frac{\omega_H}{2} \left(1 + \frac{1}{4\xi}\right)$ — шумовая полоса системы ФАПЧ, Гц [4.10, с. 192], здесь

$$\xi = \frac{1}{2\sqrt{T\Omega_y}}(1 + mT\Omega_y),$$

$\omega_H = \sqrt{\Omega_y/T}$ — полоса пропускания системы ФАПЧ, рад/с, где $T = (R_1 + R_2)C$, с.

Расчет длительности переходных процессов в системах ФАПЧ с некоторыми другими типами ФНЧ можно произвести в соответствии с [4.10, § 4.5]; переходные процессы в системах ФАПЧ с дискретизацией по времени, с произвольными $F(\varphi)$ рассчитываются обычно на ЭВМ.

Из рассмотрения переходных процессов в системе ФАПЧ следует [4.9, с. 172], что при выборе полосы захвата, близкой к начальной расстройке по частоте, т.е. при $\gamma_H = \Omega_H/\Omega_y = \gamma_3 = \Omega_3/\Omega_y$, время установления частоты неограниченно возрастает. Для уменьшения τ_φ и τ_f относительная начальная расстройка по частоте может быть уменьшена более точной предварительной установкой частоты ПГ, как это уже отмечалось, или увеличением полосы захвата за счет изменения параметров m , T , Ω_y системы ФАПЧ (рис. 4.10). В общем случае необходимо выполнение условий $\Omega_H < \Omega_3 < \Omega_y$. Оценку Ω_H можно произвести по соотношению $\Omega_H \approx 2\pi(\Delta f_{ПГ.гр} + \Delta f_{ПГ.ε})$. Полоса захвата системы ФАПЧ при выбранных параметрах ФНЧ может быть определена по рис. 4.10. В большинстве практических случаев параметры ФНЧ m и T (рис. 4.10) выбирают так, чтобы $T_y = \Omega_y T = 10 \dots 500$ (при меньших T_y система ФАПЧ вырождается практически в бесфильтровую систему, а при больших происходит увеличение длительности переходных процессов по частоте, тогда как ослабление высокочастотных компонентов помех в системе ФАПЧ с ПИФ практически не увеличивается). Параметр m обычно выбирают в интервале от тысячных до десятых долей единицы. При этом необходимо выполнение условия $\Delta f_3 > \Delta f_H$ (см. рис. 4.10): при известной γ_3 параллельно оси абсцисс следует провести прямую через требуемое значение $\gamma_3 = \Omega_3/\Omega_y$. В области, расположенной выше этой прямой и между двумя вертикальными прямыми, проходящими через точки оси абсцисс с $T_y = 10$ и 500, можно выбирать приемлемые по нормированной полосе захвата значения параметров ФНЧ (m и T). Однако при этом остается пока открытым вопрос о выборе полосы удержания системы ФАПЧ Ω_y . Она чаще всего определяется заданным шагом частоты ΔF СЧ; в однокольцевой системе ФАПЧ полоса пропускания системы ФАПЧ [4.3, с. 192] должна выбираться меньше величины рабочей частоты фазового детектора $f_{ф.д}$, чтобы достаточно ослабить дискретные побочные составляющие, кратные частоте $f_{ф.д}$ [4.3, с. 118]. С другой стороны, увеличение полосы пропускания более ΔF может оказаться необходимым для уменьшения длительности переходных процессов в системе ФАПЧ (времени переключения частоты в СЧ) и, главное, для

| Тип автогенератора | f_a , Гц |
|--|----------------|
| Кварцевый (5 МГц) | 10^4 |
| УКВ кварцевый | 10^8 |
| С электронной перестройкой (ПГ) | 10^9 |
| СВЧ с полыми резонаторами | $3 \cdot 10^9$ |
| Генератор Ганна трехсантиметрового диапазона | $3 \cdot 10^9$ |
| Двухрезонаторный клистрон | $3 \cdot 10^9$ |
| Водородный лазер | 10^{10} |

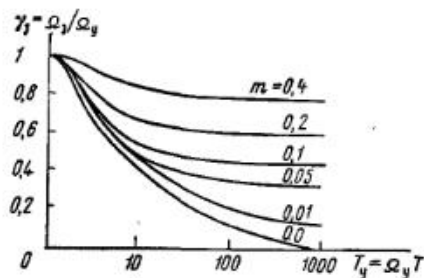


Рис. 4.10

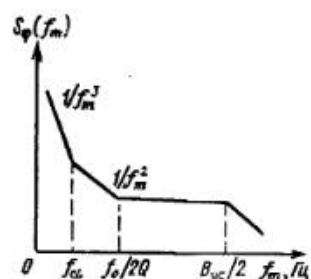


Рис. 4.11

ослабления фазовых шумов ПГ. В таких случаях, т.е. при выборе полосы пропускания системы ФАПЧ, большей ΔF , однокольцевая структура СЧ должна быть усложнена дополнительным вторым, а иногда и третьим кольцом ФАПЧ. В многокольцевых системах ФАПЧ шаг сетки частот СЧ ΔF и рабочая частота ФД $f_{ф.д}$ могут быть не равны друг другу: $f_{ф.д} \gg \Delta F$ [4.10, § 2.3]. Покажем на конкретном примере, что одним из основных параметров СЧ (а значит, и системы ФАПЧ в случаях косвенного синтеза частот), определяющим не только выбор параметров, но и выбор структуры (одно-, двух- или трехкольцевой) системы ФАПЧ, является уровень паразитного отклонения фазы (ПОФ).

Фазовые шумы оцениваются либо в виде отношения сигнал-шум в определенной полосе частот при определенной расстройке от несущей частоты, либо в виде отношения мощности одной боковой полосы фазовых шумов шириной 1 Гц к мощности несущей при определенной расстройке от несущей частоты $\alpha(f_m)$. Типичный спектр фазовых шумов автогенераторов может быть представлен в виде [4.3, с. 84], показанном на рис. 4.11, где $S_p(f_m)$ — плотность спектра мощности фазовых шумов; f_m — частота анализа, равная расстройке от средней частоты; f_0 — средняя частота; Q — нагруженная добротность контура генератора; B_{yc} — ширина полосы частот буферного усилителя по уровню половинной мощности. На частотах $f_m < f_\alpha$ преобладают низкочастотные шумы фликкер-эффекта, убывающие по закону f_m^{-3} ; на частотах $f_\alpha < f_m < f_0/2Q$ преобладают шумы дробового эффекта; на частотах $f_0/2Q < f_m < B_{yc}/2$ — тепловые шумы. При $f_m > B_{yc}/2$ начинает сказываться спад АЧХ буферного усилителя, последующего за автогенератором. Для расчета ПОФ в качестве ориентировочных могут быть использованы спектры шумов кварцевых генераторов (КГ) и управляемых генераторов, приведенные в [4.3, § 2.2, 2.5, 4.3, § 8.1].

Значения f_α для различных типов генераторов приведены в табл. 4.5 [4.3].

Типичный пример спектров фазовых шумов кварцевого ОГ и ПГ приведен на рис. 4.12 [4.3, с. 211]. Здесь кривая с меткой ОГ изображает спектр фазовых шумов высокостабильного КГ типа СО-211, работающего на частоте 5 МГц. Кривая с меткой ОГФ отображает спектр генератора с дополнительным кварцевым фильтром на выходе. Спектр

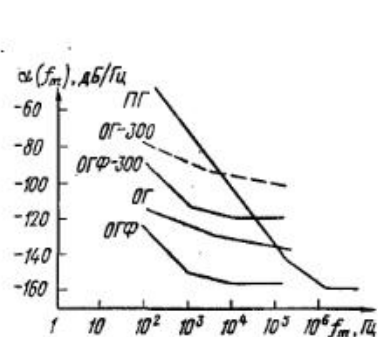


Рис. 4.12

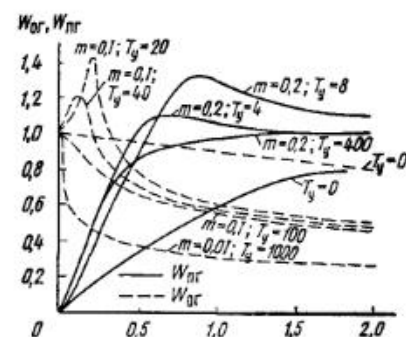


Рис. 4.13

шумов LC-генератора с электронной перестройкой частоты, работающего на частоте 300 МГц, представлен кривой с меткой ПГ. Для сравнения спектров высокостабильных КГ со спектром шумов подстраиваемого LC-генератора на рис. 4.12 приведены кривые с метками ОГ-300 и ОГФ-300, представляющие собой кривые спектров фазовых шумов с метками ОГ и ОГФ соответственно, нормированных к частоте 300 МГц (увеличение уровней шумов на 35,5 дБ за счет умножения частоты в 60 раз). Сравнение показывает, что на частотах вблизи несущей фазовые шумы КГ как с кварцевым фильтром (ОГФ-300), так и без него (ОГ-300) значительно ниже шумов ПГ, что объясняется фильтрующими свойствами высокостабильных кварцевых резонаторов. На далеко отстоящих от несущей частотах шумы ПГ ниже шумов КГ с умножением частоты даже при наличии у последних кварцевых фильтров. Это связано с увеличением шумов при умножении частоты. Известно [4.9, гл. 5; 4.3, гл. 1], что система ФАПЧ представляет собой ФНЧ по отношению к шумам колебания опорной частоты и ФВЧ по отношению к шумам ПГ (рис. 4.13). Амплитудно-частотные характеристики системы ФАПЧ в аналитическом виде даны в [4.9, § 5.2 и 5.3].

Параметры системы ФАПЧ необходимо выбирать таким образом, чтобы минимизировать ее стоимость (сложность) при удовлетворении требований по фазовым шумам. Если требуется обеспечить малые фазовые шумы на частотах вблизи несущей f_0 , то необходимо использовать высокостабильный ОГ (с узкополосным спектром шумов, например с дополнительным кварцевым фильтром); система ФАПЧ может быть узко-

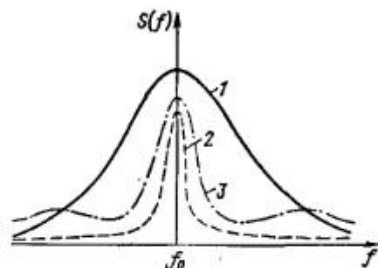


Рис. 4.14

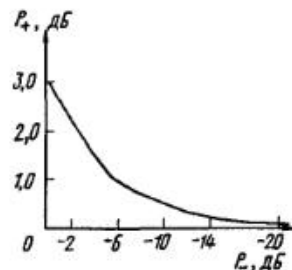


Рис. 4.15

полосной, если требуемая скорость переключения частоты не является ограничивающим фактором. В случае необходимости получения низкого уровня шумов на частотах, далеко отстоящих от несущей, можно применить относительно недорогой источник опорной частоты, обладающий не очень хорошими шумовыми характеристиками; ПГ в этом случае необходим малошумящим, а полоса пропускания системы ФАПЧ должна быть достаточно широкой, чтобы подавить шумы ПГ в оговоренной полосе частот. Если же требованиями по фазовым шумам оговаривается широкий диапазон частот f_m , то приходится выбирать наиболее высококачественный источник опорной частоты, разрабатывать как можно менее шумящий ПГ, а систему ФАПЧ проектировать с такими АЧХ (рис. 4.14), которые бы позволили минимизировать результирующие шумы на выходе системы [4.3, с. 212].

Приведем пример [4.3], иллюстрирующий методику оценки фазовых шумов СЧ. Пусть требуемое отношение мощности одной боковой полосы фазовых шумов к мощности колебаний несущей частоты задано равным -80 дБ в полосе частот шириной 200 Гц при расстройке 500 Гц от несущей частоты. Предполагается, что все остальные требования, предъявляемые к СЧ, удовлетворяются в схеме, представленной на рис. 4.8, а. Здесь БУ — буферный усилитель; остальные функциональные элементы имеют обозначения, используемые ранее.

Так как в непосредственной близости от несущей частоты фазовые шумы генератора распределяются по закону f_m^{-3} и f_m^{-2} (см. рис. 4.11), то, аппроксимируя огибающую спектра шумов ломаной линией (как это сделано на рис. 4.11), можно отношение полной мощности одной боковой полосы фазовых шумов к мощности колебаний несущей найти как интеграл $\int_{f_n}^{f_b} P(f_m) df_m$, где $P(f_m)$ — функция, описывающая огибающую распределения шумов, отнесенных к полосе частот шириной 1 Гц; f_n и f_b — нижняя и верхняя границы заданной полосы частот. В случае нахождения f_n и f_b на различных участках огибающей спектра, например на участках с крутизнами f_m^{-3} и f_m^{-2} , каждый участок ломаной линии интегрируется отдельно, а суммарная мощность шумов вычисляется в соответствии с рис. 4.15, где P_+ — сумма двух мощностей в децибелах относительно наибольшей, а P_- — разность двух мощностей в децибелах.

Кривая 1 на рис. 4.16 иллюстрирует распределение мощности шумов, типичное для источника колебаний опорной частоты 1 МГц с квар-

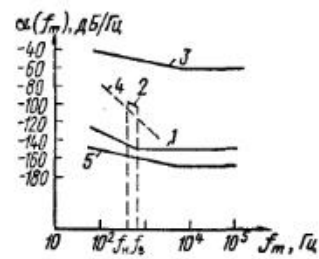


Рис. 4.16

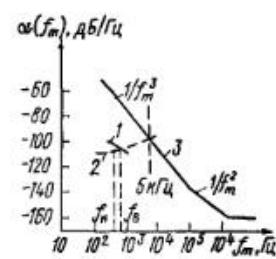


Рис. 4.17

цевым фильтром на выходе (КГ на рис. 4.8, а). В интересующей нас полосе наклон кривой f_m^{-2} и, таким образом, шумы синтезатора могут быть оценены исходя из уравнения [4.3, с. 117] $P(f_m) = K/f_m^2$, где K — наклон интегрируемого отрезка ломаной линии. При $n \neq -1$

$$\int_{f_1}^{f_2} K f^n df = K \left(\frac{f_2^{n+1}}{n+1} - \frac{f_1^{n+1}}{n+1} \right).$$

Отсюда

$$\int_{f_n}^{f_b} P(f_m) df_m = \int_{f_n}^{f_b} \frac{K}{f_m^2} df_m = K \left(\frac{1}{f_n} - \frac{1}{f_b} \right).$$

Аналогично для участка с наклоном кривой f_m^{-3} можно получить

$$\int_{f_n}^{f_b} P(f_m) df_m = \frac{K}{2} \left(\frac{1}{f_n^2} - \frac{1}{f_b^2} \right).$$

Так как заданное отношение полной мощности одной боковой полосы фазовых шумов к мощности несущей равно -80 дБ, то

$$10 \lg \int_{f_n}^{f_b} P(f_m) df_m = -80 \text{ дБ} \text{ или } \int_{f_n}^{f_b} P(f_m) df_m = -10^{-8}.$$

При $f_n = 400$ Гц и $f_b = 600$ Гц $K = 10^{-8}/(1/600 - 1/400)$, или $K = 1,2 \cdot 10^{-5}$. Таким образом, при отстройке от несущей на $f_m = f_n = 400$ Гц $\alpha(f_n) = \lg 1,2 \cdot 10^{-5}/1,6 \cdot 10^{-5} \approx 101$ дБ, а при отстройке от несущей на $f_m = f_b = 600$ Гц $\alpha(f_m) = -105$ дБ. Прямая 2, проведенная через эти две точки на рис. 4.16, показывает требование подавления фазовых шумов на -80 дБ, пересчитанное в $\alpha(f_m)$. Кривая 3 (рис. 4.16) иллюстрирует шумы источника опорной частоты 1 МГц с учетом умножения частоты до 300 МГц. Кривая 5 (наклонная часть) показывает шумы колебания частоты 1 кГц с учетом шумов типа f_m^{-1} БУ; горизонтальная часть кривой 5 показывает влияние тепловых шумов БУ. Фазовые шумы нарастают или убывают пропорционально коэффициентам умножения или деления частоты соответственно.

Из рис. 4.16 следует, что если выбрать СЧ на основе одной петли ФАПЧ (рис. 4.8,а), то после умножения опорной частоты до значения выходной частоты шумы (кривая 3) превзойдут заданный уровень -80 дБ более чем на 50 дБ. Отметим, что кривая 5 не опускается на 60 дБ после делителя частоты на 1000 , так как шумы БУ, включенного на входе этого делителя, являются в данном случае определяющим фактором [4.4, с. 92, 93]. Возрастание шумов на 109 дБ при переходе от кривой 5 к кривой 3 объясняется умножением частоты в 299999 раз в петле ФАПЧ.

На рис. 4.17 кривая 1 показывает требуемое отношение -80 дБ, кривая 2 — шумы ПГ, подавленные петлей ФАПЧ с полосой пропускания 5 кГц; кривая 3 — шумы ПГ, не охваченного петлей ФАПЧ.

Результаты анализа рис. 4.17 свидетельствуют, что фазовые шумы ПГ могут быть подавлены до необходимых значений (до -80 дБ) только в том случае, если полоса пропускания петли ФАПЧ будет не менее 5 кГц. Но ширина полосы пропускания петли ФАПЧ не может превышать [4.3, гл. 5] частоту $f_{ф.д.}$, которая в рассматриваемом случае (см. рис. 4.8,а) составляет 1 кГц. Даже если можно было бы подавить шумы ПГ, приближая ширину полосы пропускания петли ФАПЧ к $f_{ф.д.}$, это не привело бы к снижению фазовых шумов синтезатора до заданного уровня. Требуемый уровень оказался бы недостижимым из-за шумов колебания опорной частоты 1 кГц (кривая 3 на рис. 4.16). Кривая 4 на рис. 4.16 показывает, что фазовые шумы колебания опорной частоты 1 кГц (см. рис. 4.8,а) могут быть подавлены до требуемого уровня петлей ФАПЧ с полосой пропускания 20 Гц. Таким образом, в однопетлевом синтезаторе (см. рис. 4.8,а) шумы колебаний с частотой 1 кГц и шумы ПГ могут быть снижены до требуемого уровня только при условии, что полоса пропускания петли будет иметь ширину 20 Гц и 5 кГц соответственно, что невозможно выполнить одновременно. Значит, выбор однопетлевого СЧ не может решить поставленную задачу.

Значительное улучшение подавления фазовых шумов можно получить введением в СЧ второй вспомогательной петли (см. рис. 4.8,б). Это позволяет в основной петле (с $f_{ф.д.} = 1$ МГц) выбрать полосу пропускания 5 кГц и тем самым снизить шумы ПГ до пренебрежимо малого уровня на заданных частотах анализа. Однако и в двухпетлевом СЧ коэффициент умножения шумов опорной частоты 1 МГц весьма высок, так что именно шумы умноженных колебаний превышают примерно на 9 дБ допустимый уровень -80 дБ [4.3, рис. 2.67 и 2.68].

Для решения поставленной задачи оказалось необходимым рассмотреть схему двухпетлевого СЧ с тем, чтобы заменить на более высокочастотный источник опорного колебания: в синтезаторе по схеме рис. 4.8,б использован источник опорной частоты 5 МГц, что повлекло за собой уменьшение коэффициента умножения частоты в основном кольце ФАПЧ ($f_{ф.д.} = 10$ МГц), сделало возможным подавление фазовых шумов ОГ до -80 дБ, хотя при этом произошло увеличение более чем на 10% размеров, потребляемой мощности, стоимости [4.3, с. 230]. Заметим, что приведенный пример вовсе не дискредитирует синтезатор

частот на однокольцевой системе ФАПЧ — однокольцевые СЧ успешно используют в случаях не жестких требований к фазовым шумам при больших отстройках f_m при возможности обеспечения требований по длительности переходных процессов и по малости шага сетки частот.

Окончательно выбрав структуру СЧ, определив требуемые параметры системы ФАПЧ (полосу пропускания, m , T , Ω_y), необходимо проверить требования по времени переключения частоты и по необходимой полосе захвата. Возникающие при этом проблемы разрешают применением устройств поиска по частоте [4.3, § 6.9; 4.9, гл. 8].

4.8. Расчет транзисторного автогенератора

Автогенератор — один из важнейших функциональных элементов синтезатора частот. Мало того, в синтезаторе частот может использоваться одновременно несколько типов автогенераторов (АГ) — опорный, перестраиваемый по частоте, модулируемый. В данном параграфе подробно рассматривается проектирование LC-автогенератора. Для расчетов АГ с перестройкой частоты (с цепями грубой и точной перестройки), с модуляцией частоты рекомендуются источники [4.3, 4.7, 4.10], для расчетов кварцевых автогенераторов — [4.10, 4.12], с частотной модуляцией — [4.11, 4.10].

На сравнительно невысоких частотах (до десятков мегагерц) наиболее часто применяют схемы одноконтурных АГ на биполярных и полевых транзисторах в виде емкостных трехточек. В модифицированной схеме емкостной трехточки (рис. 4.18,а), известной как схема Клаппа, введение конденсатора C_3 позволяет применить катушку индуктивности с такой конструкцией и индуктивностью, при которой ее добротность на рабочей частоте будет максимальной. Введение конденсатора C_3 , кроме того, уменьшает коэффициент подключения транзистора к контуру, снижая тем самым дестабилизирующее влияние меняющихся параметров транзистора на частоту автогенератора. Следует, однако, заметить, что уменьшение связи может затруднить реализацию условий самовозбуждения АГ.

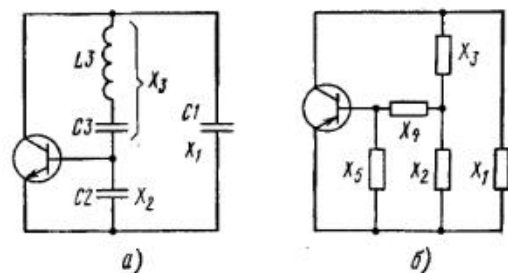


Рис. 4.18

При выборе типа транзистора АГ (биполярный или полевой) на полевых транзисторах (ПТ) с р-п-переходом обладают более высокой кратковременной стабильностью частоты, так как при больших расстройках (несколько десятков килогерц) величина спектральной плотности флуктуаций частоты у них примерно на два порядка меньше, чем у АГ на биполярных транзисторах (БТ). Из трех составляющих шума: тепловой, дробовой и полупроводниковой (избыточной) — в диапазоне до 100 МГц в БТ преобладает дробовая, мощность которой пропорциональна току, а в ПТ — тепловая, определяемая внутренним сопротивлением прибора и слабо зависящая от тока транзистора. Поэтому АГ на БТ при больших токах по уровню шума существенно уступают аналогичным устройствам на ПТ 20...30 дБ при больших отстройках от несущей (более 60...80 кГц). Однако не все ПТ обладают указанным преимуществом, а только их часть — приборы с горизонтальным каналом (с управляющим р-п-переходом). Но при малых расстройках преимущество по малости спектральной плотности флуктуаций частоты сохраняются за АГ на БТ.

Отмеченную специфику АГ на биполярных и полевых транзисторах можно выгодно использовать, например, при выборе типов транзисторов для опорного и управляемого АГ синтезатора частот, базирующегося на основе кольца фазовой АПЧ, так как система ФАПЧ является фильтром нижних частот для флуктуаций частоты (фазы) опорного генератора и, наоборот, фильтром верхних частот для флуктуаций частоты (фазы) управляемого генератора [4.3]. Для опорного генератора выгоднее использовать БТ, в то время как для управляемого — ПТ. Другая особенность автогенератора на ПТ заключается в более высокой температурной стабильности [4.3].

При выборе типа проводимости транзистора (р-р-р или п-р-п) необходимо учитывать лучшую температурную стабильность параметров п-р-п-транзистора в области положительных температурах; р-р-п-транзистор более стабилен при отрицательных температурах. Однако очень часто АГ целиком или частями размещается в термостате, где изменения температуры незначительны, и тип проводимости транзистора в таких случаях не имеет значения.

С повышением рабочей частоты АГ начинает заметно сказываться инерционность транзистора — его крутизна становится комплексной. Если не принять специальных мер, то из-за сдвига фаз между током (первой гармоникой) выходного электрода транзистора и напряжением на его входных электродах транзистор будет работать на комплексную нагрузку. Это снижает полезную мощность и ухудшает стабильность частоты. Если $\varphi_s = (20...30)^\circ$, свойства АГ практически мало меняются по сравнению со случаем безынерционного транзистора. При $\varphi_s = (40...60)^\circ$ полезная мощность и стабильность частоты заметно уменьшаются. На еще больших частотах необходимо принимать специальные меры для сохранения работоспособности АГ. В зависимости от соотношения между частотой колебаний f_0 и частотами транзистора f_s и f_T транзистор считают безынерционным при $f_0 < 0,5f_s$, инерционным

при $0,5f_s < f_0 \leq f_T$ и сильно инерционным при близости f_0 к f_T . На высоких частотах применяют схемы АГ с полным фазированием, у которых коэффициент обратной связи комплексный, и его фаза $\varphi_{ос}$ выбирается равной по значению и противоположной по знаку φ_s . В таких АГ, как и в АГ на низких частотах, транзистор работает на настроенную нагрузку (т.е. частота АГ равна резонансной частоте колебательного контура).

Эквивалентная по высокой частоте схема АГ с фазированием показана на рис. 4.18,б. Для создания необходимого сдвига фаз служит цепь обратной связи, состоящая из реактивного сопротивления X_4 и сопротивления X_5 (вместо X_5 используется, как правило, входное сопротивление транзистора).

Принципы использования блокировочных элементов в АГ и их расчет такие же, как и в усилителях мощности (в генераторах с внешним возбуждением), за исключением особенностей выбора емкостей цепи автосмещения (для избежания прерывистой генерации).

Для уменьшения дестабилизирующего влияния непостоянства нагрузки АГ выгодно связывать с последующим каскадом возбудителя или усилителя мощности через буферный каскад: в ламповых схемах режим работы буферного каскада выбирают без тока сетки; в транзисторных схемах буферный режим принципиально невозможен и функции буферного каскада выполняют усилители с высоким входным сопротивлением — составные эмиттерные повторители или каскады на ПТ.

Для получения высокой стабильности генерируемой частоты угол отсечки θ транзисторного АГ желательно выбирать так, чтобы токи и напряжения на переходах транзистора были по форме близки к синусоиде. Чем больше θ , тем лучше форма тока. Однако с приближением θ к 180° (мягкий колебательный режим) снижается стабильность амплитуды колебаний вследствие того, что колебательная характеристика и прямая обратной связи пересекаются под очень острым углом.

При уменьшении θ ток обогащается гармониками, что вызывает понижение стабильности генерируемой частоты. Однако работа с $\theta < 90^\circ$ (жесткий колебательный режим) позволяет обеспечить меньшее тепловое рассеяние на выходном электроде транзистора (более высокий КПД) и более высокое значение входного сопротивления транзистора, что способствует повышению стабильности частоты АГ. Но мягкое самовозбуждение удобнее в эксплуатации, поскольку автоколебания возникают и самостоятельно устанавливаются при произвольных условиях в момент включения АГ. Компромиссное решение, при котором в момент включения АГ начинает работать без отсечки (в режиме мягкого самовозбуждения) с последующим автоматическим переходом его в жесткий режим, предусматривает автоматическое изменение напряжения смещения по мере нарастания амплитуды колебаний АГ. При этом угол отсечки в установившемся режиме автоколебаний транзисторного АГ обычно выбирают равным $(60...75)^\circ$. Целью автоматического смещения в схеме АГ служит RC-цепочка, запирающее напряжение на которой создается

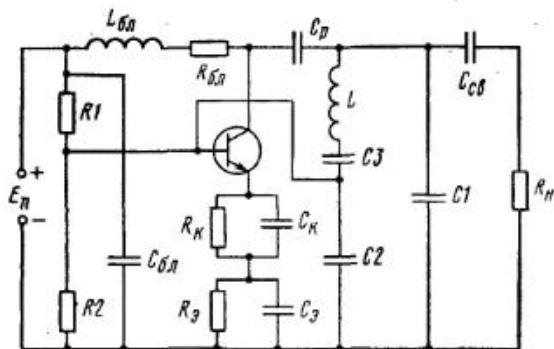


Рис. 4.19

постоянной составляющей тока эмиттера или базы (источка или затвора), например $R_3 C_3$ на рис. 4.19.

Величина коэффициента обратной связи с АГ $K_{oc} = U_{б1}/U_{к1}$ выбирается с учетом относительного шунтирующего влияния на колебательную систему АГ входной и выходной проводимостей транзистора. При малых K_{oc} (т.е. при относительно небольших $U_{к1}$) в значительной степени проявляется нелинейность барьерной емкости C_k . При больших K_{oc} (т.е. при больших амплитудах $U_{б1}$) возрастает влияние входной проводимости транзистора. Обычно в АГ на биполярных транзисторах выбирают $K_{oc} = 1$. При жестких требованиях к стабильности частоты с целью увеличения выходной мощности K_{oc} можно уменьшить, выбрав $K_{oc} = 0,3 \dots 0,5$.

Для АГ с возможно более высокой стабильностью частоты и малой мощностью в нагрузке параметры конструкции катушки индуктивности колебательной системы (контура) выбирают так, чтобы добротность нагруженного контура Q_n была наибольшей. Обычно на частотах $f < 200$ МГц добротность ненагруженного контура $Q_{x,x} = 100 \dots 250$ и его характеристическое сопротивление $\rho = 50 \dots 200$ Ом.

Наибольшее значение добротности нагруженного контура обеспечивается при работе АГ на нагрузку с бесконечным входным сопротивлением и при возможно меньшем коэффициенте включения p коллектора в колебательный контур. Для обеспечения нужного значения p в схеме типа емкостной трехточки при выбранном значении p в цепь X_3 последовательно с катушкой индуктивности включают конденсатор C_3 (см. рис. 4.18, а). При этом $\omega_0 = \sqrt{L_3 C_\Sigma}$, где C_Σ — результирующая емкость контура: $1/C_\Sigma = 1/C'_1 + 1/C_2 + 1/C_3$; $C'_1 = C_1 + C'_{cb}$; C'_{cb} — эквивалентная емкость связи с нагрузкой, полученная при пересчете последовательной цепочки $C_{cb} R_n$ (см. рис. 4.19) в параллельную $C'_{cb} R'_n$. Для пересчета можно использовать соотношения $R''_n/R_n = Q_{cb}^2 + 1$; $X'_{cb}/X_{cb} = 1 + 1/Q_{cb}^2$. Чтобы непостоянство нагрузки не уменьшало заметно стабильность частоты, необходимо выполнить условия $R'_n > R_k$. Обычно достаточно, чтобы $R'_n > 3R_k$. При этом можно рассчитывать

емкости C_{cb} и C'_{cb} :

$$Q_{cb} = \sqrt{\frac{R'_n}{R_n}} - 1; \quad C_{cb} = \frac{1}{\omega_0 R_n Q_{cb}}; \quad C'_{cb} = \frac{C_{cb}}{1 + 1/Q_{cb}^2}.$$

Коэффициент включения коллектора транзистора в колебательную систему АГ $p = C_\Sigma/C'_1$. Коэффициент обратной связи в АГ $K_{oc} = C'_1/C_2$, характеристическое сопротивление контура АГ

$$\rho = \omega_0 L_3 = \frac{1}{\omega_0 C_\Sigma}; \quad C_\Sigma = \frac{1}{\omega_0 \rho},$$

где ρ — эквивалентное сопротивление нагрузки для коллектора $R_{k,з} = p^2 R_{k,c} = R_n$, где $R_{k,c} = \rho Q_{x,x} \approx Q_{L3}$, а требуемое значение R_n определяется из расчета режима. Добротность нагруженного контура $Q_{x,x} = \rho/r_n$, где r_n — сопротивление суммарных потерь в контуре АГ. Обычно потери в индуктивности существенно больше потерь в емкостях, поэтому ориентировочно можно считать, что $Q_{x,x} \approx Q_{L3} = \omega_0 L/r_L$, где r_L — сопротивление потерь в катушке индуктивности; Q_{L3} — добротность катушки индуктивности.

Расчет АГ на рабочих частотах, где заметна инерционность транзистора, усложняется учетом комплексности крутизны транзистора. Кроме того, с повышением частоты потери в транзисторе возрастают, а его реактивные проводимости оказываются соизмеримыми с проводимостями пассивной части АГ и зависят от режима работы транзистора, что ведет к дополнительной нестабильности частоты. Примеры расчета АГ при использовании схемы АГ с фазированием даны в [4.5, с. 141–148].

Фазовый сдвиг φ_s между первой гармоникой коллекторного тока и управляющим напряжением на базе можно уменьшить, если, например, в эмиттерную цепь транзистора ввести корректирующую цепочку [4.6, с. 40].

Схема АГ на биполярном транзисторе изображена на рис. 4.19. Наибольшее практическое применение получила схема Клаппа. Колебательная система здесь образована C_1, L, C_3, C_2 . Цепочка $R_k C_k$ — корректирующая; $R_3 C_3$ — цепочка эмиттерного автосмещения для уменьшения угла отсечки в состоянии генерации по окончании переходных процессов после включения питания АГ. Элементы $C_{бл}, L_{бл}, R_{бл}, C_p, C_{cb}$ — блокировочные, для развязки питания и цепей по переменной составляющей. При этом величиной емкости C_{cb} обеспечивается, кроме того, сопротивление нагрузки. Открывающее фиксированное смещение на базу транзистора осуществляется подачей напряжения питания E_n через резистивный делитель $R1R2$.

Основное требование, предъявляемое к АГ, — высокая стабильность частоты генерируемых колебаний. Стабильность частоты АГ в значительной мере определяется добротностью колебательной системы, инерционностью используемого в нем транзистора и выбранным режимом

его работы. При воздействии дестабилизирующих факторов меняется режим работы транзистора и его параметры (межэлектродные емкости, — фаза средней крутизны). Чем больше значение φ_s , тем сильнее влияние на генерируемую частоту дестабилизирующие факторы.

С учетом изложенного в АГ необходимо использовать маломощные высокочастотные транзисторы типа, например, КТ306, ГТ311, КТ312, КТ331, КТ357, КТ373 или аналогичные им.

Для повышения стабильности генерируемой частоты транзистор должен работать в облегченном режиме. Напряжение питания коллекторного перехода и амплитуду импульса коллекторного тока выбирают из условий $i_{км} \leq (0,2 \dots 0,4)i_{к.доп}$; $e_k \leq (0,3 \dots 0,5)e_{к.доп}$, где $i_{к.доп}$ и $e_{к.доп}$ — допустимые паспортные значения импульса коллекторного тока и коллекторного напряжения.

Режим работы транзистора АГ выбирают резко недонапряженным. При перенапряженном режиме увеличивается дестабилизирующее влияние на генерируемую частоту изменения питающего напряжения, из-за повышенного содержания высших гармоник в импульсах коллекторного тока малейшее изменение угла отсечки приводит к заметным относительным изменениям уровней высших гармоник, что эквивалентно изменениям φ_s . Кроме того, использование перенапряженного режима приводит к увеличению выходной проводимости транзистора, снижающей добротность колебательной системы АГ. Если в схеме вместо $L_{бл}$ использовать $R_{бл}$, то необходимо учесть падение напряжения на этом резисторе: постоянное напряжение на коллекторе $E_k = E_n = I_{к0}R_{бл}$. Обычно $R_{бл} = (5 \dots 10)U_{к1}/I_{к1}$.

Ниже приводится методика инженерного расчета АГ [4.6], выполненного по схеме, показанной на рис. 4.19.

1. Выбираем транзистор малой мощности и фиксируем его параметры: средний коэффициент усиления по току β , C_k , $C_э$, f_T , $E_{отс}$, $e_{к.доп}$, $i_{к.доп}$, $P_{к.доп}$; $S_{гр}$; $C_{к.а} = C_k/2$; $\tau_{ос} = r_б C_{к.а}$. Вычисляем $f_\beta = f_T/\beta$; $f_\alpha = f_T + f_\beta$; $r_б = \tau_{ос}/C_{к.а}$. Выбрав тип транзистора, находим по справочным данным $i_{км} = (0,2 \dots 0,4)i_{к.доп}$; $e_k = (0,4 \dots 0,5)e_{к.доп}$; выбираем коэффициент обратной связи в АГ $K_{ос} = 1$; $\theta = 60^\circ$. Тогда $\alpha_0 = 0,218$; $\alpha_1 = 0,391$; $\gamma_0 = 0,109$; $\cos \theta = 0,5$.

Рассчитываем корректирующую цепочку:

$$R'_k = (3 \dots 5)r_б \sqrt{1 + \left(\frac{f_0}{f_\beta}\right)^2} \frac{1}{\beta}; \quad R_3 \approx \frac{1}{\omega_T C_э};$$

$$R_k = \frac{R'_k R_3}{R_k + R_3}; \quad C_k = \frac{1}{\omega_0 R'_k} = \frac{1}{\omega_T R'_k},$$

где R'_k , R_3 — сопротивления, корректирующие частотные свойства транзистора в открытом и закрытом состояниях соответственно. Должно выполняться условие $R_k < R_3$, в противном случае следует выбрать другой транзистор. При использовании транзистора с коррекцией крутизна переходной характеристики может быть рассчитана по формуле

$S_k \approx 1/R_k$; остальные параметры транзистора не отличаются от параметров транзистора без коррекции.

2. Расчет электрического режима АГ. При работе транзисторов в классах АВ, В, С и использовании корректирующих цепей коллекторный ток имеет форму косинусоидальных импульсов с углом отсечки θ , расчет режима транзистора можно проводить по известной общепринятой методике с использованием коэффициентов α и γ .

Рассчитываем параметры АГ:

$$I_{к1} = i_{км}; \quad I_{к0} = i_{км}; \quad U_{б1} = \frac{i_{км}}{S_k(1 - \cos \theta)} \leq e_{б.доп};$$

$$U_{к1} = \frac{U_{б1}}{K_{ос}}; \quad R_n = \frac{U_{к1}}{I_{к1}}; \quad P_1 = 0,5 I_{к1} U_{к1}; \quad P_0 = I_{к0} E_k;$$

$$P_k = (P_0 - P_1) < P_{к.доп}; \quad \eta = P_1/P_0; \quad E_{см} = E_{отс} - U_{б1} \cos \theta;$$

$$|E_{см} - U_{б1}| < |e_{б.доп}|; \quad \xi = \frac{U_{к1}}{E_k}; \quad \xi_{гр} = 1 - \frac{i_{км}}{S_{гр} E_k}; \quad \xi < \xi_{гр}.$$

Неравенство $\xi < 0,5 \xi_{гр}$ есть условие получения недонапряженного режима при относительно слабой зависимости барьерной емкости коллекторного перехода C_k от напряжения e_k (для увеличения стабильности частоты).

3. Расчет колебательной системы АГ. При расчете колебательной системы АГ, как правило, задаются волновым сопротивлением контура $\rho = 50 \dots 200$ Ом. В диапазоне $10 \dots 30$ МГц обычно индуктивность контура выбирается равной $L = 1 \dots 9$ мкГн. Выбрав величину L с добротностью $Q_L = 100 \dots 250$, вычислим параметры

$$\rho = \omega_0 L; \quad C_\Sigma = \frac{1}{\omega_0 L}; \quad R_{кс} \approx \rho Q_L; \quad p = \sqrt{\frac{R_k}{R_{кс}}};$$

$$C'_1 = \frac{C_\Sigma}{p}; \quad C_2 = \frac{C'_1}{K_{ос}}; \quad C_3 = \left(\frac{1}{C_\Sigma} - \frac{1}{C_2} - \frac{1}{C'_1}\right)^{-1}.$$

Чтобы сопротивление нагрузки R'_n (пересчитанное к выходным электродам транзистора) не снижало заметно добротность контура, достаточно принять $R'_n \geq 3R_k$. Добротность последовательной цепочки $C_{св} R_n$ (рис. 4.19) $Q_{св} = \sqrt{R'_n/R_n - 1}$, а емкость $C_{св} = 1/(\omega R_n Q_{св})$.

Так как $C'_{св} = \frac{C_{св}}{1 + 1/Q_{св}}$, то $C_2 = C'_2 C'_{св}$.

4. Расчет цепей смещения и питания транзистора. При обозначении $(R_k + R_э) = R_{см}$ из рис. 4.19 следует, что $E_{см} = R_2 E_n / (R_1 + R_2) - I_{э0} R_{см} - I_{б0} R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$, где $I_{э0}$ и $I_{б0}$ — постоянные составляющие токов эмиттера и базы соответственно. Исходя из условия необходимости слабой зависимости генерируемой частоты от изменения внешних условий [4.6, с. 151] надо обеспечить $(C_\Sigma/C_2)^2 R_{кс} \ll R_{ист}$, где $R_{ист} =$

$= 3\beta[1 + \cos\theta/\gamma_0(\theta)]/4S_k$ и $S_k \approx 1/R_k$. Обозначив $E_6 = E_n R_2 / (R_1 + R_2) = E_{см} + 3I_{к0}(1 + \cos\theta/\gamma_0)$, получим $R_{см} = 3R_{ист}/\beta$; $R_1 = R_{ист} E_{пит}/E_6$; $R_2 = R_1 E_6 / (E_n - E_6)$ и $C_3 = 10/(\omega R_{см})$; $R_{6л} \approx 5R_k$.
 Блокировочную емкость $C_{6л}$ выбираем из условия $1/(\omega C_{6л}) = 0,1$ Ом. При этом требуется $E_n = E_k + I_{к0}(R_{6л} + R_k + R_3)$.

Список литературы к гл. 4

- 4.1. Манасевич В. Синтезаторы частоты. — М.: Связь, 1979. — 384 с.
- 4.2. Щапино Д.Н., Паин А.А. Основы теории синтеза частот. — М.: Радио и связь, 1981. — 264 с.
- 4.3. Рыжков А.В., Попов В.М. Синтезаторы частоты в технике радиосвязи. — М.: Радио и связь, 1991. — 264 с.
- 4.4. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. — М.: Радио и связь, 1972. — 447 с.
- 4.5. Власов В.А. Возбудители радиопередатчиков. — М.: МЭИС, 1984. — 104 с.
- 4.6. Альтшуллер Г.Б., Елфимов Н.Н., Шакулин В.Г. Кварцевые генераторы. — М.: Радио и связь, 1984. — 232 с.
- 4.7. Устройства генерирования и формирования радиосигналов / Под ред. Г.М. Уткина, В.Н. Кулецов; М.В. Благовещенского. — М.: Радио и связь, 1994. — 416 с.
- 4.8. Пьезокварцевые резонаторы: Справочник / Под ред. П.Е. Кандыбы и Г.П. Позднякова. — М.: Радио и связь, 1992. — 392 с.
- 4.9. Клепацкая И.И., Рыжков А.Е. Проектирование возбудителей радиопередатчиков. — Л.: ЛЭИС, 1979. — 54 с.
- 4.10. Нефедов А.В. Интегральные микросхемы и их зарубежные аналоги: Справочник: В 7 т. — М.: КУБКа, 1997, 1998.
- 4.11. Пестряков А.В. Интегральные схемы для устройств синтеза и стабилизации частоты // CHIP NEWS. — 1996. — № 2. — С. 2-9.

ГЛАВА 5

Радиовещательные передатчики с двухполосной и однополосной амплитудной модуляцией диапазонов НЧ, СЧ и ВЧ

5.1. Особенности системы информационного радиовещания и характеристики передатчиков для этой системы

Система информационного радиовещания, возникшая в 20-х годах как система с амплитудной модуляцией, миновала пик своего развития в 60-70-х годах. Этот пик был характерен числом радиовещательных станций, высокой мощностью передатчиков (до 20 МВт) и высоким уровнем межстанционных помех. В последние 20 лет в связи с широким внедрением телевидения, высококачественных систем с частотной модуляцией роль информационного радиовещания в диапазонах НЧ, СЧ и ВЧ постепенно несколько уменьшается в густонаселенных промышленных областях, однако остается по-прежнему важной для местностей, сильно удаленных от крупных центров.

Возникли новые задачи постепенного понижения уровня межстанционных помех за счет ограничения мощности передатчиков, перехода от двухполосной системы с амплитудной модуляцией к системе с однополосной модуляцией и ослабленной несущей. При этом также улучшались технико-экономические показатели передатчиков благодаря введению авторегулировки уровня несущей и применению высокоэффективных ламп.

Происходит рационализация требований к передатчикам и их показателям. Например, оказалось, что нужны разные передатчики с различными структурными схемами для дальнего (сотни и тысячи километров) и местного вещания. И наоборот, не нужны широкие полосы каналов 100...10000 Гц и полосы излучаемых частот 24 кГц, установленные ГОСТом [1.23]. Эти параметры были определены еще в 30-х годах, когда станций было значительно меньше и мощности передатчиков ниже.

Они существенно расходятся с требованиями ГОСТов на вещательные приемники: 40...6000 Гц [5.1].

В последние годы имеет место тенденция системного подхода при установлении показателей различных элементов всего радиовещательного тракта, включая студийное оборудование, радиопередатчики и радиоприемники, а также кабельные линии, связывающие студии и радиопередающие станции. Например, в последнем ГОСТе на каналы и тракты звукового вещания [1.24] установлены более реальные значения для параметров трактов передатчиков. Для местного вещания, когда в зоне обслуживания относительный уровень помех мал [отношение сигнал/шум ($c/\text{ш}$) > 58 дБ] предполагается использовать полосу 50...10000 Гц при неравномерности АЧХ +0,7...-1,3 дБ и коэффициенте гармоник не более 2%. При вещании на удаленные области, где не удается обеспечить высокую защищенность от помех ($c/\text{ш} \leq 45...53$ дБ), допускается вещание в полосе 100...6400 Гц при неравномерности АЧХ +0,7...+1,3 дБ и коэффициенте гармоник до 3%.

В тракте радиовещательного сигнала между выходом микрофона и входом передатчика обычно включены устройства предварительной обработки радиовещательного сигнала (автоматический или ручной компрессор и эквалайзер). Компрессор снижает динамический диапазон вещательного сигнала на выходе микрофона в студии с 70...80 дБ до 40...45 дБ, благодаря чему увеличивается средняя глубина модуляции и, следовательно, средняя громкость на приеме и снижается уровень нелинейных искажений при самых громких сигналах. Эквалайзер же позволяет выровнять АЧХ тракта передачи в соответствии с требованиями ГОСТов [1.24]. В передатчиках же никакой дополнительной обработки радиовещательных сигналов не производится.

Для вещательных передатчиков диапазонов НЧ, СЧ и ВЧ ГОСТ предлагает ряд значений номинальных мощностей от 0,25 до 500 кВт в диапазонах НЧ и СЧ и от 50 до 500 кВт в диапазоне ВЧ, причем номинальная мощность для передатчиков с АМ определяется как мощность, измеренная на входе фидера антенны при отсутствии модуляции (иногда этот режим называют режимом молчания, телефонным или несущим).

При проектировании вещательных передатчиков следует учитывать, что эксплуатация их проходит в стационарных условиях, выбор элементов передатчиков производится с запасом по надежности, передатчики снабжаются электрической и механической блокировками и надежной экранировкой для безопасности обслуживающего персонала.

5.2. Структурные схемы радиовещательных передатчиков

Вещательные передатчики с АМ начали строить в 20-х годах, и по мере ужесточения требований к этим передатчикам, и по мере развития элементной базы видоизменялись структурные схемы передатчиков. В первые годы основным требованием было получение значительной мощности. Поэтому среди передатчиков тех лет (конец 20-х — начало 30-х

лет) можно было встретить двухкаскадные передатчики, первый каскад которого мощностью около 1 кВт выполнял функции возбудителя и модулятора с сеточной модуляцией, а второй являлся мощным усилителем модулированных колебаний (3...5 кВт) с одноконтурной выходной колебательной системой.

Поскольку несущая частота такого передатчика заметно изменялась при модуляции, вызывая ухудшение качества приема на сравнительно узкополосных регенеративных приемниках, то в дополнение к требованию высокой мощности возникло требование повышения стабильности несущей частоты. Поэтому уже в начале 30-х годов появились многокаскадные передатчики, в которых различные функции (стабильность, модуляция, мощность) выполнялись в различных каскадах. Появились трех- и более каскадные передатчики.

Вершиной развития отечественных мощных многокаскадных передатчиков явился семикаскадный длинноволновый передатчик мощностью 500 кВт с кварцевой стабилизацией частоты и модуляцией в четвертом каскаде.

Ставшая классической многокаскадная схема этого передатчика интересна тем, что выходной каскад его содержит семь одинаковых 100-кВт блоков усиления модулированных колебаний, из которых шесть блоков работают постоянно, а седьмой является резервным.

Таким образом, в этом передатчике оказались реализованными ряд новых идей (кварцевая стабилизация частоты, наличие буферных каскадов между задающим каскадом и модулятором, блочный принцип построения мощного каскада, резервирование для повышения надежности работы и др.), которые используются в полной мере в современных передатчиках.

Кроме того, выявился основной недостаток — низкая энергетическая эффективность, обусловленная низким K_p используемых ламп и примененной в передатчике сеточной модуляцией с последующим усилением модулированных колебаний. Так, при полезной мощности $P_{\text{т}} = 500$ кВт средняя потребляемая, рассеиваемая мощности и КПД соответственно равны 2000, 1200 кВт и 38%, и в связи с этим для работы этого передатчика потребовались мощное силовое хозяйство и система охлаждения.

Этот недостаток передатчиков с сеточной модуляцией впоследствии был снижен за счет применения анодной модуляции и модуляционных устройств класса В. Наряду с появлением новых требований к передатчикам: малый уровень искажений, малые мощности побочных излучений, простота управления, сформулированные ранее требования остаются в числе наиболее важных.

Структурные схемы современных действующих передатчиков более разнообразны, поскольку различные диапазоны, разные номинальные мощности и различные требуемые КПД приводят к неодинаковым решениям.

Передатчики для дальнего вещания диапазонов ДВ и СВ (НЧ и СЧ) имеют, как правило, значительные мощности (50...1000

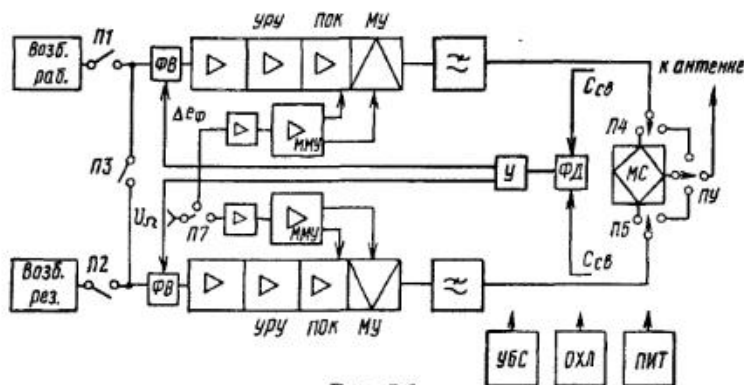


Рис. 5.1

кВт). На рис. 5.1 приведена структурная схема передатчика мощностью 150 кВт. Передатчик состоит из двух одинаковых 75-кВт блоков, которые могут работать по одиночке или вместе. В последнем случае включается один из возбуждителей (например, верхний), замыкаются ключи П1 и П2, включаются оба блока, выходы блоков подключаются к мосту сложения мощностей МС. Ключи П4, П5 и П6 нужны для того, чтобы выход любого блока можно было подключить к антенне непосредственно, обходя мост МС. Каждый блок содержит фазовращатели ФВ, усилители: маломощные У, с распределенным усилением УРУ, предоконечные ПОК и оконечные ОК и выходные колебательные системы ВКС.

При работе двух блоков одновременно включается система автоматической подстройки фазы (АПФ) колебаний на входах моста сложения МС для устранения потерь мощности в балластном сопротивлении моста. Система АПФ содержит два ответвителя емкостного типа $C_{св}$, фазовый детектор ФД, усилитель постоянного тока У и управляемые фазовращатели ФВ, включенные между возбуждителем и первыми каскадами блоков передатчика. Необходимость системы АПФ вызвана тем, что невозможно сделать блоки с идеально одинаковыми ФЧХ во всем диапазоне рабочих частот.

Каждый из блоков представляет собой четырехкаскадный передатчик с анодной модуляцией. Во всех блоках установлены лампы. Для уменьшения числа номиналов ламп во вторых каскадах установлены по две лампы параллельно, а в третьем и четвертом — по три лампы параллельно. Возбудитель с кварцевой стабилизацией типа кварц-волна.

Мощное модуляционное устройство (ММУ) представляет собой пятикаскадный ламповый усилитель звуковой частоты. Все каскады выполнены для минимизации искажений по двухтактной схеме с использованием глубокой отрицательной обратной связи (ООС). Выходной каскад ММУ выполнен на двух лампах того же типа, что и в ОК. Лампы работают в классе В.

Система питания передатчика состоит из мощного выпрямителя напряжением 10 кВ для питания мощных каскадов и четырех выпрямителей — для остальных каскадов. Передатчик оснащен приборами для

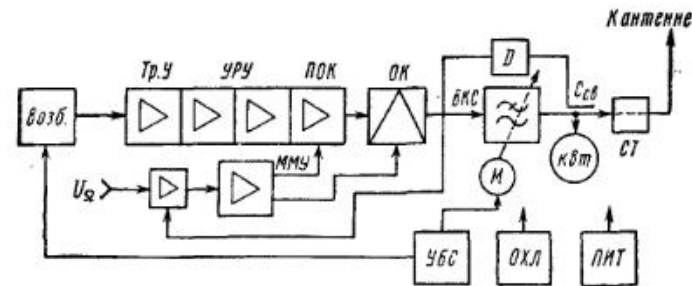


Рис. 5.2

измерения токов, напряжений сети и анодного питания. По установленным приборам можно оценить режим передатчика.

Охлаждение передатчика (воздушное, принудительное) осуществляется с помощью мотора и вентилятора. В системе охлаждения имеются аэроконтакты, не позволяющие включить блоки передатчика, когда система охлаждения не работает. В передатчиках с водяным охлаждением для этой цели служат гидрокнопки, устанавливаемые в первичном кольце системы охлаждения.

Современный передатчик большой мощности для диапазонов НЧ и СЧ. Структурная схема передатчиков этого класса (рис. 5.2) имеет один или два ламповых каскада ОК и ПОК, собранных по одноконтурной схеме на современных высокоэффективных тетрадах. Иногда для получения повышенной мощности в ОК включают две лампы параллельно. Однако, как правило, этого делать не нужно, поскольку выбор ламп достаточен, чтобы построить передатчики мощностью от 20 до 1000 кВт по одноконтурной схеме. Остальные каскады выполняются на транзисторах. В передатчиках до 300 кВт ПОК также может быть транзисторным. В передатчике применяется специальный возбуждатель с высокой стабильностью частоты $10^{-7} \dots 10^{-8}$. Синтезатор обеспечивает сетку частот с шагом 100 или 1000 Гц. Если передатчик предполагается использовать для работы в синхронной сети, то в возбуждатель включаются приемник точных частот и устройство синхронизации (см. § 5.10). Если предполагается выполнить передатчик на триодах, то анодная модуляция реализуется в ОК и ПОК, при использовании же тетродов реализуется анодно-экранная модуляция в ОК.

В передатчиках с анодной или анодно-экранной модуляцией диапазонов НЧ, СЧ и ВЧ применяются два вида модуляционных устройств: ММУ с мощным усилителем класса В и ММУ с мощным усилителем класса Д. Мощные модуляционные устройства с усилителем класса В имеют простую структурную схему, состоящую из нескольких предварительных усилителей, работающих, как правило, в классе А, мощного двухтактного усилителя класса В, в котором часто используются те же лампы, что и в ОК, и модуляционного трансформатора МТ (рис. 5.3,а). Расчет такого ММУ приводится в § 5.4.

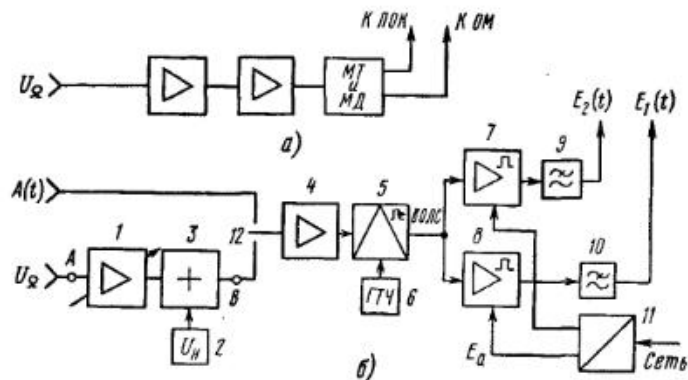


Рис. 5.3

Мощное модуляционное устройство с усилителем класса Д применяется в более современных, в основном зарубежных передатчиках с повышенным промышленным КПД (65...70% против 55...60% для ММУ класса В). Структурная схема такого ММУ приведена на рис. 5.3, б. Модулирующий сигнал, усиленный в предварительном усилителе 1, складывается с постоянноточным сигналом U_n . На выходе сумматора 3 образуется сигнал $U_m(t) = U_n + U_\Omega \cos \Omega t$, который после усиления и умножения в ОК на $\cos \omega t$ образует модулированное по амплитуде колебание $U(\omega t) = (U_n + U_\Omega \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$.

Для того чтобы усиление сигнала $U_m(t)$ выполнялось при высоком КПД, его в широтно-импульсном модуляторе 5 преобразуют в сигнал с ШИМ и по волоконно-оптической линии связи (ВОЛС) подают на вход усилителей 7 и 8, работающих в ключевом режиме.

На входе и выходе ВОЛС включаются оптоэлектронные преобразователи. Сама же ВОЛС нужна для разъединения элементов (1-6) с низким потенциалом по отношению к корпусу от элементов с высоким потенциалом (7-10), равным напряжению анодного питания ламп ОК (4...25 кВ).

Фильтры НЧ 9 и 10 подавляют составляющие тактовой частоты, и полученные модулированные напряжения $E_1(t) = E_{ат} + U_\Omega \cos \Omega t$ и $E_2(t) = E_{2т} + U_{2\Omega} \cos \Omega t$ подводятся к каскадам радиотракта. Напряжение $E_1(t)$ подводится к анодной цепи ОК, а напряжение $E_2(t)$, смотря по тому, какая лампа (триод или тетрод) установлена в ОК, подводится либо к анодной цепи ПОК, либо к цепи экранирующей сетки лампы в ОК. Соответственно этому выбираются и напряжения $E_{2т}$ и $U_{2\Omega}$.

Для упрощения обслуживания передатчика в устройство управления, блокировки и сигнализации УБС (рис. 5.2) включают устройство автонастройки с процессом, выполняющим все операции по настройке и регулировке режимов каскадов и возбуждителя. Перестройка выходной колебательной системы осуществляется сервомоторами.

Для снижения нелинейных искажений выходной каскад передатчика и ММУ могут быть охвачены ООС. Для получения огибающей мо-

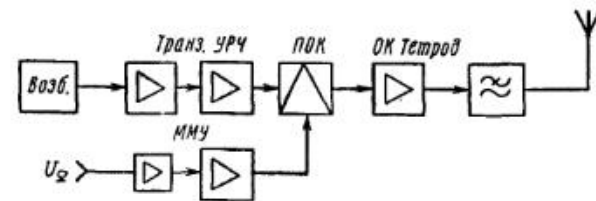


Рис. 5.4

дулированного сигнала с выхода ОК используется ответвитель и амплитудный детектор Д (см. рис. 5.2).

В тех случаях, когда необходимо установить передатчик повышенной мощности, можно взять два передатчика мощностью, например, 1000 кВт, дополнить их мостом сложения мощностей и системой АПФ и включить все эти элементы по схеме рис. 5.1. Таким образом, вместо разработки нового, вдвое более мощного передатчика можно использовать имеющиеся. Так выполнены передатчики с мощностью 2000 кВт из двух передатчиков "Прибой" (1000 кВт).

Средневолновой передатчик для местного вещания. Структурная схема такого передатчика показана на рис. 5.4. Поскольку эти передатчики должны иметь небольшую мощность 0,25...10 кВт, то оказалось выгоднее в этих передатчиках применить в ОК эффективный тетрод (с большими K_P и S), а остальные каскады выполнить на транзисторах в виде широкополосных усилителей. Модуляция производится в ПК (коллекторная или стоковая), ОК — усилитель модулированных колебаний. В передатчике используется типовой возбуждатель и имеются блоки питания, охлаждения и устройство УБС.

Мощный вещательный передатчик для диапазона ВЧ (3,95...26,1 Гц). Как правило, все передатчики этого диапазона строятся по той же схеме, что и современные передатчики НЧ и СЧ (см. рис. 5.2), и отличаются от последних кроме частотного диапазона лишь некоторыми особенностями. Элементная база — транзисторы в предварительных каскадах и триоды или тетроды в мощных каскадах. Для упрощения обслуживания в предварительных каскадах используются широкополосные усилители с равномерной АЧХ во всем рабочем диапазоне — транзисторные Тр.У либо ламповые в виде УРУ (усилители с распределенным усилением). Схемы всех, особенно мощных, каскадов — однотактные. При использовании триодов в ПК и ОК лампы включаются по схеме с ОС для повышения устойчивости. Иногда для этой же цели применяют различные схемы нейтрализации проходной емкости. Что касается тетродов, то в зарубежных передатчиках они используются в схеме с ОК (благодаря малым значениям $C_{прот}$ и D тетродов). Модуляционные устройства этих передатчиков полностью аналогичны ММУ передатчиков диапазонов НЧ и СЧ (см. рис. 5.3, а, б).

Выходная колебательная система (ВКС) проектируется с расчетом работы передатчика на симметричный фидер сопротивлением 120 или

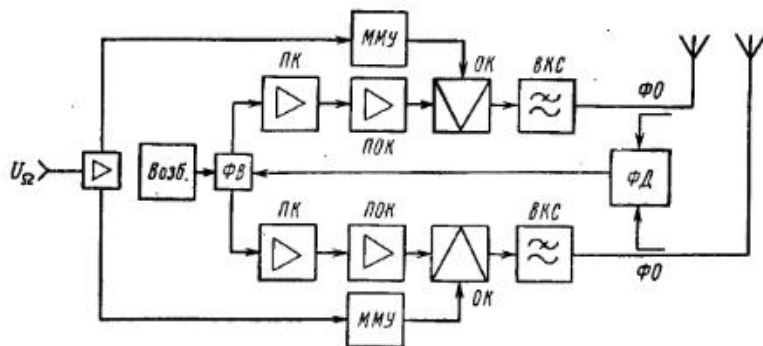


Рис. 5.5

300 Ом. Для этой цели на выходе включается симметрирующий трансформатор СТ на феррите для мощностей примерно до 100 кВт и на отрезках длинных линий для больших мощностей.

Все системы УБС, питания и охлаждения выполняют те же функции, что и в передатчиках НЧ и СЧ диапазонов. В тех случаях, когда нужно удвоить мощность передающего устройства, в этом диапазоне используют сложение мощностей в эфире; для этой цели два одинаковых передатчика включают по схеме рис. 5.5. Выходы передатчиков подключаются к одинаковым и одинаково направленным антеннам. Для того чтобы диаграмма направленности излучения была неподвижной, передающее устройство дополняется системой автоматической подстройки фазы АПФ, содержащей фидерные ответвители ФО, фазовый детектор ФД и управляемый фазовращатель ФВ.

Транзисторные вещательные передатчики диапазонов СЧ и НЧ. Передатчики этого класса, мощностью от 1 до 50 кВт, появились за рубежом в последнее десятилетие. В них используются, как правило, полевые транзисторы. Для упрощения схем каскадов широко практикуется параллельное включение до 20–30 транзисторов. Структурная схема транзисторного передатчика приведена на рис. 5.6, а. Передатчик состоит из возбуждателя Возб и широкополосного радиочастотного тракта, который содержит предварительные усилители УРЧ, ПОК, делитель мощности, ОК, состоящий из 1–9 блоков, сумматор мощности блоков, колебательную выходную систему и специальную цепь грозозащиты (ВКС + ГЗ).

Мощность каждого блока в ОК составляет 8...10 кВт. Число блоков зависит от требуемой мощности передатчика и возможно более простых схем деления и суммирования мощности. В каждом блоке может размещаться 2–4 комплекта предварительных усилителей, модуляторов со стоковой модуляцией и мощных модуляционных устройств, представляющих собой мощные усилители звуковой частоты класса Д. Структурная схема одного такого комплекта изображена на рис. 5.6, б.

Сопоставление энергетических показателей вещательных транзисторных и ламповых передатчиков одинаковой мощности показало, что

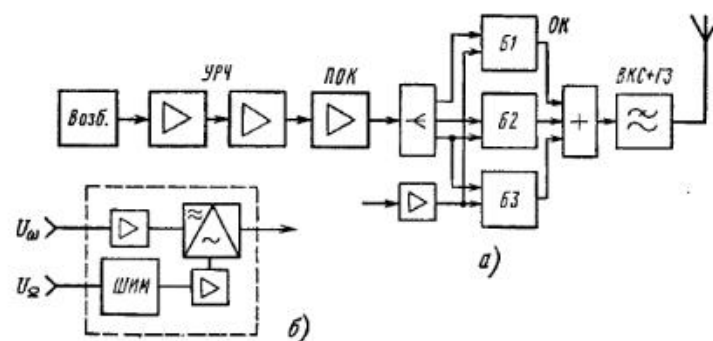


Рис. 5.6

промышленный КПД транзисторных передатчиков выше на 10...15%. На увеличение этого показателя оказали влияние высокий K_p МДП-транзисторов в диапазоне СВЧ, отсутствие в транзисторных передатчиках цепей накала и цепей экранирующих сеток.

Передатчики перспективной системы радиовещания с однополосной модуляцией и ослабленной несущей. Основные предпосылки перехода звукового (информационного) радиовещания к системе однополосной модуляции (ОМ, излучения НЗЕ, RЗЕ) вместо системы амплитудной модуляции (АМ, излучение АЗЕ) приведены в [5.2–5.8]. Теоретические основания и некоторые возможные технические решения приводятся в [1.1, § 7.2–7.5, 5.2–5.4, 5.6–5.9]. При ознакомлении с этими материалами можно прежде всего отметить, что в передатчиках с анодной или анодно-экранной модуляцией нельзя получить ОМ колебания, если к модулятору будут подводиться: на сетку $U_c(t) = U_c \cos \omega_0 t$ и на анод $E_a(t) = E_{ат} + U_\Omega(t) \cos \Omega t$. Можно получить только колебания с АМ.

Однако если предварительно в возбуждатель получить однополосное колебание с несущей ω

$$U_{ом}(t) = U_n \cos \omega t + U_6(t) \cos(\omega + \Omega)t = \\ = \sqrt{U_n^2 + U_6^2 + 2U_n U_6 \cos \Omega t \cos[\omega t + \varphi(t)]} = A(t) \cos[\omega t + \varphi(t)]$$

и подать это колебание на вход мощного линейного усилителя, то можно получить колебания с ОМ необходимой мощности при среднем КПД усилителя радиовещательного сигнала 25...30%, в то время как передатчики с ААМ и АЭМ работают со средним КПД 55...75%.

Более перспективен метод усиления ОМ сигналов, в соответствии с которым исходный сигнал $U_{ом}(t)$ разделяется с помощью амплитудного ограничителя и линейного детектора на две составляющие $\cos[\omega t + \varphi(t)]$ и $A(t)$. Эти составляющие разделяются усилятся соответственно усилителем радиочастоты, работающим в граничном режиме (КПД около 80%), и усилителем класса D (КПД порядка 80...90%). Затем усиленные составляющие перемножаются в мощном линейном перемножителе

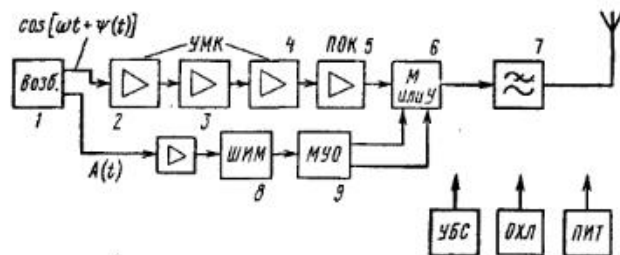


Рис. 5.7

с высоким КПД, равным 80...85 % (каскад с ААМ или АЭМ). В результате перемножения и фильтрации в ВКС побочных составляющих восстанавливается исходный сигнал с заданной мощностью. Этот метод называют методом раздельного усиления или методом Кана*. КПД такого передатчика достигает 75...80 %.

Структурная схема передатчика, в котором реализован этот метод, приведена на рис. 5.7. В состав передатчика входит возбудитель (1), с выходов которого снимаются сигналы $U(t) = U \cos[\omega t + \varphi(t)]$ и $A(t)$. Первый сигнал подводится к радиочастотному усилителю (2-5) и далее на вход каскада 6 с анодной или анодно-экранной модуляцией (мощный перемножитель). На выходе каскада 6 включается выходная колебательная система 7 для подавления гармоник и для согласования передатчика с антенной. Сигнал огибающей $A(t)$ с выхода возбудителя подается к широтно-импульсному модулятору 8 и мощному усилителю огибающей (МО) 9. Более детальная структурная схема этого тракта приведена на рис. 5.3, б и описана выше. Наличие дополнительных элементов (1, 2, 3) и переключателя (12) делает передатчик универсальным, пригодным для работы с излучениями АЗЕ, НЗЕ и РЗЕ.

Все тракты этого передатчика в отношении выбора типов и режимов электронных приборов выполняются по тем же правилам, как и тракты передатчика соответствующей мощности с ААМ или АЭМ. Однако при этом должны выполняться три дополнительных требования.

1. Поскольку в радиотракте усиливается сигнал с фазовой модуляцией с более широким спектром, чем модулирующий сигнал, и от искажения этого сигнала зависит уровень искажений сигнала после восстановления, то рекомендуется радиочастотный тракт выполнить с относительной неравномерностью ФЧХ $\alpha \leq 0,001$ в полосе $\Delta f = \pm 20...30$ кГц.

2. В тракте огибающей, спектр которой гораздо шире полосы модулирующего сигнала, для получения малых искажений на выходе передатчика следует полосу пропускания выбрать в пределах $0... (5...7)F_{\text{в}}$ при неравномерности АЧХ $M \leq 0,1$ %; $F_{\text{в}}$ следует принять равной 6400...7000 Гц.

* По имени американского инженера Кана (Canh L.R.), предложившего этот метод в 1952 г.

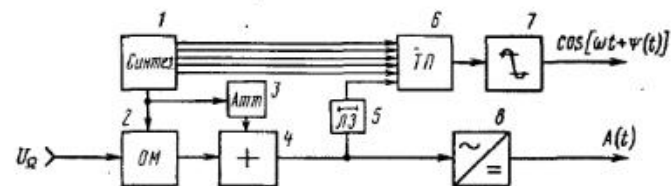


Рис. 5.8

3. Времена прохождения сигналов по радиочастотному тракту и по тракту огибающей от возбудителя до ОК (6) следует сделать одинаковыми, для чего в радиочастотный тракт включить линию задержки с τ_z , равным задержке $\tau_{\text{ф}}$ в фильтрах 9 и 10 (см. рис. 5.3).

Эти требования вполне реализуемы в передатчиках диапазона ВЧ.

В диапазоне СЧ и особенно НЧ метод раздельного усиления неприемлем из-за невозможности выполнить первое требование, если в усилителях 2-5 будут включены резонансные контуры, поскольку рабочая добротность этих контуров должна быть очень мала ($Q \approx 1$). Поэтому при разработке передатчиков с раздельным усилением составляющих необходимо выполнять радиочастотный тракт широкополосным без резонансных контуров.

При модернизации существующих передатчиков с ААМ или АЭМ диапазонов НЧ и СЧ (см. рис. 5.2), с переводом их на работу с ОМ возможно сохранить имеющийся радиочастотный тракт, переведя его в режим линейного усиления сигнала (5.1), заменив модуляционное устройство класса В устройством класса D и реализовав в ОК (рис. 5.7) усиление модулированных колебаний с автоматическим регулированием режима АРР [5.7]. Средний КПД по анодной цепи такого усилителя можно получить в пределах 60...65 %. В этом случае можно также получить универсальный передатчик диапазона НЧ и СЧ для работы с излучениями АЗЕ, НЗЕ и РЗЕ со средним промышленным КПД около 50...55 %. Если же в ОК использовать бигармонический режим в анодной цепи, то КПД можно будет увеличить на 5...8 %.

В заключение кратко поясним структурную схему возбудителя для универсального передатчика рис. 5.7, приведенную на рис. 5.8. Она полностью соответствует структурной схеме типового однополосного возбудителя, изображенной на рис. 4.1 и 4.7, а также в [1.1, рис. 7.4 и 7.6]. В возбудителе на рис. 5.8 по сравнению, например, с рис. 6.2 введены элементы для разделения составляющих ОМ сигнала — амплитудный ограничитель 7 и линейный детектор 8, аттенуатор 3 для установки необходимого уровня несущей и линия задержки 5 для компенсации задержки сигнала огибающей в НЧ-фильтрах 9 и 10 (рис. 5.3).

Назначение остальных элементов: синтезатор 1 обеспечивает необходимый для элементов 2 и 6 набор частот, в том числе с дискретной сеткой частот (шаг сетки 1000 Гц). В однополосном модуляторе 2 формируется радиовещательный сигнал с заданным подавлением несущей и нижней боковой полосы (около 45 дБ) и низким уровнем нелинейных искажений (≤ -55 дБ). В тракте переноса 6 сформированный

ОМ сигнал переносится в рабочий диапазон НЧ или СЧ. Линия задержки 5 работает на постоянной частоте формирования ОМ-сигнала. Электронные приборы, используемые в возбuditеле, — биполярные и полевые транзисторы и ИС.

5.3. Ориентировочный расчет вещательного передатчика по структурной схеме

На этом этапе проектирования радиовещательного передатчика выполняются следующие операции.

1. Составляется структурная схема передатчика в соответствии с рис. 5.2 с указанием всех функциональных элементов будущего передатчика (возбудитель, усилители, модулятор, модуляционное устройство, выходная колебательная система, симметрирующий трансформатор, блоки питания, охлаждения и управления и др.).

2. По заданным в ТЗ исходным параметрам передатчика — мощности в антенне $P_{1т.А}$, рабочему диапазону, желательному промышленному КПД $\eta_{пром}$ — выбираются типы электронных приборов (ЭП). Выполнение этого пункта начинается с ОК.

По $P_{1т.А}$ и типу излучения при $m = 1$ определяется пиковая мощность в антенне. При излучениях АЗЕ и НЗЕ $P_{1maxA} = P_{1т.А}(1 + m)^2$; при излучении РЗЕ $P_{1maxA} = P_{1т.А}(0,5 + m)^2$.

Мощности $P_{1т}$ и P_{1max} , отдаваемые ЭП ОК, определяются из $P_{1max} = P_{1maxA}/\eta_{ВКС}$ и $P_{1т} = P_{1т.А}/\eta_{ВКС}$, где $\eta_{ВКС}$ — ориентировочный КПД выходной колебательной системы, выбранный из табл. 1.13.

Поскольку в ОК реализованы АЭМ, ААМ или УМК с АРР, номинальную мощность ЭП можно выбрать по правилу $P_{1ном} \approx 2P_{1т}$ или $P_{1ном} \approx P_{1max}/2$. Далее по мощности $P_{1ном}$ и по высшей рабочей частоте выбирается тип ЭП по табл. 1.3–1.7. Если в ОК предполагается использовать N транзисторов, то номинальная мощность их всегда выбирается по правилу $P_{1ном} \approx P_{1max}$, где $P_{1ном} = NP'_{jn}$ — суммарная номинальная мощность всех N транзисторов, устанавливаемых в ОК.

3. По типу ЭП и характеру его работы в ОК в табл. 1.12 определяют коэффициент усиления по мощности ОК N_P^* и затем мощность предыдущего каскада, необходимую для возбуждения ОК: $P_{1шн} = P_{1maxOK}/N_P$.

4. В таком же порядке рассчитываются мощности и выбираются типы ЭП для всех предыдущих усилителей, включая и первый каскад, к которому подключен возбудитель. Мощность возбуждения первого каскада должна быть несколько меньше мощности, отдаваемой возбудителем.

5. При расчете модуляционного устройства с усилителем класса В вначале определяют максимальную мощность, которую должен отдать выходной каскад МУ: $P_{1м} = m^2 P_{от}/2\eta_{м.т}$, где $\eta_{м.т}$ — КПД

модуляционного трансформатора можно принять порядка 0,9. Номинальную мощность ламп в выходном каскаде ММУ рассчитывают при условии, что лампы должны давать малые искажения и, следовательно, работать в недонапряженном режиме при $\xi = 0,7 \dots 0,8$. В этом случае лампа отдает около 60 % от номинальной мощности. Тогда $P_{м.ном} = m^2 P_{1т}/(2\eta_{м.т} 0,6\eta_a) \approx 1,30 P_{1т}$. Поэтому если в ОК установлены две или три лампы, то в ММУ берут две лампы того же типа.

6. Расчет МУ с усилителем класса Д приведен ниже, в § 5.4.

7. Пример ориентировочного расчета передатчика. Пусть $P_{1т.А} = 120$ кВт; $P_{1maxA} = 480$ кВт; диапазон СЧ; $m = 1$. По табл. 1.13 определяем $\eta_{ВКС} \approx 0,85 \dots 0,9$; возьмем 0,9. Тогда $P_{1т} = 120/0,9 = 133$ кВт, $P_{1max} = 532$ кВт. Выберем для ОК лампу ГУ-97А, тетрод с $P_{1ном} \approx 250 \dots 260$ кВт.

По табл. 1.12 для лампы с $S = 0,57$ А/В коэффициент усиления по мощности $N_P = 30 \dots 50$. Примем $N_P = 50$. Тогда мощность предыдущего каскада, необходимая для возбуждения ОК, будет равна $P_{1шн} = P_{1max}/N_P = 11$ кВт. Для этой мощности подходит лампа ГУ-39Б с $P_{1ном} = 13$ кВт. Далее повторяется расчет до первого каскада, который должен быть по мощности согласован с возбудителем.

Если выбран для передатчика возбудитель "Синхронизатор" (см. табл. 4.3) с параметрами $U_{вых} = 10$ В и $R_{вых} = 75$ Ом, то мощность возбуждения первого каскада должна быть несколько меньше выходной мощности возбудителя: $P_{вых} = U_{вых}^2/R_{вых} \approx 1,3$ Вт.

Номинальная мощность ламп в выходном каскаде ММУ класса В — $P_{м.ном} = 1,30 \times 133 = 170$ кВт. Поскольку выходной каскад ИИУ должен быть двухтактным, то при мощности, отдаваемой одной лампой, $P_{1м} = 170/2 = 85$ кВт нет оснований устанавливать лампы ГУ-97А. Можно использовать в ММУ две лампы ГУ-94А с $P_{ном} = 120$ кВт. Теперь следует приступить к детальному проектированию и расчету отдельных каскадов по полученным выше исходным параметрам.

В заключение целесообразно составить окончательную структурную схему с реальным количеством элементов (каскадов, устройств, ВКС) и каждый элемент снабдить полученными в ходе расчета параметрами (тип ЭП, тип возбудителя, P_{1maxA} , $P_{1т.А}$, P_{1max} , K_P , напряжения питания, $\eta_{ВКС}$, $U_{вых}$, $R_{вых}$, R_A).

5.4. Анодная и анодно-экранная модуляция в вещательных передатчиках

Радиовещательный передатчик с анодной амплитудной модуляцией (ААМ) (см. рис. 5.2) состоит из пяти крупных элементов: возбудителя, усилителей радиочастотного тракта, мощного оконечного каскада — модулятора (ОК), выходной колебательной системы (ВКС) и мощного модуляционного устройства (ММУ), а также обязательных систем УБС, охлаждения и питания, описания которых и методики проектирования и расчета приводятся в других пособиях.

* Для УМК с АРР величину N_P принять такой же, как и при анодной или анодно-экранной модуляции.

В настоящей главе подробно рассматриваются методики проектирования и расчета оконечного каскада — модулятора и модуляционного устройства, а также изложены особенности выходных колебательных систем передатчиков НЧ, СЧ и ВЧ, порядок их проектирования и расчета. Что касается остальных элементов, то возбудители рассмотрены в гл. 4, схемы и расчет предварительных усилителей радиотракта приводятся в гл. 2, а в § 3.9 и 3.11 рассматриваются порядок проектирования выходных фильтрующих систем (ВКС) и правила выбора стандартных деталей для цепей связи и ВКС.

5.4.1. Оконечный каскад с анодной модуляцией

В отечественных вещательных передатчиках НЧ, СЧ и ВЧ выпусков 60–80-х годов мощностью выше 50 кВт применялись ОК на триодах. Поэтому почти все действующие в настоящее время передатчики имеют триодные ОК с ААМ.

В передатчиках НЧ и СЧ применяются одноламповые и двух-трехламповые каскады с параллельным включением ламп по схеме с общим катодом (ОК). В некоторых передатчиках для повышения устойчивости используется сеточная нейтрализация. В передатчиках ВЧ диапазона триоды в ОК, как правило, включены по схеме с общей сеткой (ОС). Поэтому можно принять за правило включать триоды в ОК для НЧ и СЧ передатчиков по схеме с ОК, для ВЧ передатчиков по схеме с ОС.

Для получения мощности ОК большей, чем может отдать одна лампа, в передатчиках НЧ и СЧ диапазонов можно использовать параллельное включение двух-трех ламп, в передатчиках ВЧ диапазона — двухтактное включение двух ламп или блочное построение передатчика с мостом сложения мощности. Однако двухтактное включение ламп используется все реже, поскольку среди триодов сейчас имеются лампы мощностью от 100 до 500 кВт в баллоне.

В учебнике [1.1, гл. 6] подробно описаны особенности амплитудной модуляции, принцип работы ОК с ААМ, схемы, режимы и характеристики каскадов. Поэтому перед тем, как приступить к проектированию и расчетам, необходимо тщательно изучить материал учебника.

Принципиальная схема ОК с ААМ и предоконечного каскада (ПК) приведена на рис. 5.9. Она имеет следующие особенности: анодные и сеточные цепи выполнены по параллельным схемам; в ОК кроме фиксированного смещения на управляющую сетку подается и автоматическое смещение; ПК работает также с анодной модуляцией.

Анодной нагрузкой лампы в ОК служит ВКС с первым параллельным контуром L1C1, катушкой связи L2 и выходным П-образным контуром C2L3C3.

Напряжение анодного питания для ОК и ПК поступает от мощного модуляционного устройства (МУ), схемы и методы проектирования которых приводятся в § 5.5.

При проектировании передатчика, и в частности ОК, следует руководствоваться положениями ГОСТ 13924–80 для таких передатчиков и

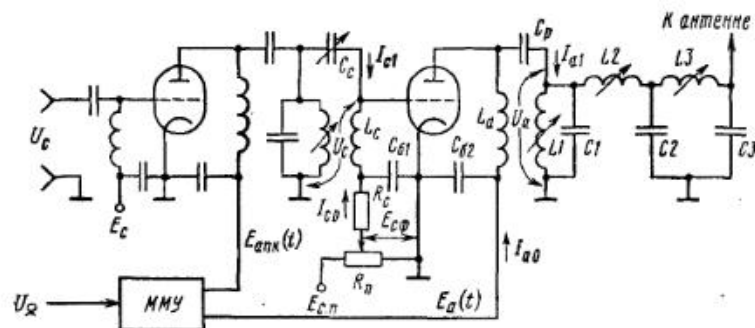


Рис. 5.9

ТЗ для проектируемого передатчика. К ОК непосредственно относятся следующие пункты ГОСТа:

1. Диапазон рабочих частот.
2. Вид и максимальная глубина модуляции $m = 100\%$.
3. Длительно допустимая глубина модуляции $m = 50\%$.
4. Среднеквадратичный коэффициент гармоник.
5. Отношения сигнал/фон и сигнал/шум.
6. Выходная нагрузка.
7. Промышленный КПД при отсутствии модуляции.
8. Ширина занимаемой полосы частот.
9. Средняя мощность побочного излучения.

Из требований ТЗ непосредственно к ОК относят номинальную мощность в телефонной точке $P_{1т.д}$ на выходе передатчика, а также особенности систем питания, управления, блокировки охлаждения.

В начале проектирования по заданной номинальной мощности передатчика $P_{1т.д}$ в соответствии с § 5.3 выполняется ориентировочный расчет структурной схемы передатчика. Расчет начинают с определения по $P_{1т.д}$ и ориентировочному значению КПД ВКС $\eta_{ВКС}$ отдаваемой мощности ОК в телефонной точке $P_{1т}$.

Выбор номинальной мощности лампы (или ламп) и соответственно типа лампы производят, пользуясь соотношением

$$P_{ном} \geq 2P_{1т} \text{ или } P_{1тmax}/2.$$

Например, для $P_{1т} \approx 120$ кВт, $P_{ном} \approx 240$ кВт можно выбрать лампу ГУ-68А ($P_{ном} = 250$ кВт) или две лампы ГУ-66А (по 100 кВт).

Для выбранной лампы по справочнику [1.6] или по табл. 1.5–1.7 в гл. 1 выбирается напряжение анодного питания

$$E_{a.т} = (0,8 \dots 1) E_{a.ном},$$

а также напряжение и ток накала U_f и I_f . Существующие стандарты на силовое оборудование позволяют строить мощные выпрямители для питания анодных цепей с напряжением до 10...13 кВт.

Для выбранной лампы по правилам, изложенным в [1.1, гл. 2], определяются параметры идеализированных статических характеристик (СХ): $S, S_{гр}, D, E_{с0}, E_{а0}, E_{с.доп}, P_{а.доп}, P_{с.доп}$. При выборе угла отсечки анодного тока θ следует руководствоваться правилом: для ламп старых выпусков с небольшой крутизной ($S < 30 \dots 50$ мА/В) выбирают $\theta \approx 80 \dots 90^\circ$; для ламп с высокой крутизной ($S > 200$ мА/В) можно θ выбирать в пределах $65 \dots 80^\circ$. Из таблиц следует выбрать для θ коэффициенты $\alpha_0(\theta); \alpha_1(\theta); \gamma_0(\theta); \gamma_1(\theta); \cos(\theta)$.

При анодной модуляции для получения линейной модуляционной характеристики (МХ) лампа должна работать в перенапряженном режиме.

Расчет параметров режима выполняется для максимальной, телефонной и минимальной точек модуляции, а также для средних значений при модуляции.

Расчет режима максимальной точки.

1. Мощность, отдаваемая ОК в максимальной точке,

$$P_{1\max} = P_{1т}(1+m)^2; \text{ при } m=1 \quad P_{1\max} = 4P_{1т}.$$

2. Напряжение анодного питания

$$E_{а\max} = E_{а.т}(1+m); \text{ при } m=1 \quad E_{а\max} = 2E_{а.т}.$$

3. Коэффициент использования анодного напряжения в граничном режиме

$$\xi_{гр} = U_{а.гр}/E_{а\max} = 0,5 + 0,5\sqrt{1 - 8P_{1\max}/\alpha_1(\theta)S_{гр}E_{а\max}^2}.$$

Для получения слабоперенапряженного режима принимают

$$\xi_{\max} = (1,02 \dots 1,04)\xi_{гр}.$$

4. Амплитуда анодного напряжения

$$U_{а\max} = \xi_{\max}E_{а\max}.$$

5. Амплитуды первой гармоники и импульса анодного тока

$$I_{а1\max} = 2P_{1\max}/U_{а\max}; \quad I_{амм} = I_{а1\max}/\alpha_1(\theta).$$

6. Для слабоперенапряженного режима импульс анодного тока имеет уплощенную вершину.

Верхний угол отсечки θ_1 определяется из следующих соотношений:

$$B = S_{гр}E_{а\max}(1 - \cos\theta)/I_{амм}; \quad \cos\theta_1 = (B + \cos\theta)/(1 + B\xi_{\max}).$$

7. Постоянная составляющая анодного тока с учетом усеченности вершины импульсов

$$I_{а0\max} = I_{амм}[\gamma_0(\theta) - (1+B)\gamma_0(\theta_1)]/(1 - \cos\theta).$$

8. Мощность, потребляемая анодной цепью,

$$P_{0\max} = E_{а\max}I_{а0\max}.$$

9. Мощность, рассеиваемая на аноде,

$$P_{ан\max} = P_{0\max} - P_{1\max}.$$

Эта мощность может быть больше допустимой мощности $P_{ан.доп}$. Но вследствие кратковременного максимального режима и тепловой инерции анода лампы такие перегрузки обычно допустимы.

10. КПД анодной цепи в максимальном режиме

$$\eta_{а\max} = P_{1\max}/P_{0\max} = 0,5\xi_{\max}g_1(\theta).$$

Здесь $g_1(\theta) = \alpha_1(\theta)/\alpha_0(\theta)$.

11. Эквивалентное сопротивление нагрузки в анодной цепи

$$R_э = U_{а\max}/I_{а1\max}.$$

12. Амплитуда напряжения возбуждения в цепи управляющей сетки и напряжение смещения:

$$U_{с\max} = DU_{а\max} + I_{амм}/S(1 - \cos\theta);$$

$$E_{с\max} = E_{с0} - DE_{а\max} + I_{амм} \cos\theta/S(1 - \cos\theta).$$

После получения значений $E_{с\max}$ и $U_{с\max}$ необходимо выполнить проверку допустимости максимального мгновенного напряжения на сетке:

$$|E_{с\max} - U_{с\max}| < E_{с.доп}.$$

Если это условие не выполняется, то следует либо увеличить угол отсечки θ , либо уменьшить $P_{1т}$. Обычно в ОК напряжение смещения подается частично от источника с фиксированным напряжением $E_{с.ф}$ и частично за счет падения напряжения на резисторе R_c :

$$E_{с\max} = E_{с.ф} + E_{с.авт} = E_{с.ф} - I_{с0\max}R_c.$$

Если принимается $E_{с.ф} = E_{с.авт}$, то R_c будет равно

$$R_c = |E_{с\max}|/2I_{с0\max}.$$

13. Расчет параметров режима управляющей сетки выполняется по методике, изложенной в [1.1, гл. 2]. По СХ для $e_{c\max} = E_{c\max} + U_{c\max}$ и $e_{a.\text{от}\max} = E_{a\max} - U_{a\max}$ определяют амплитуду импульса тока сетки $I_{c\max}$.

14. Угол отсечки сеточного тока определяют из

$$\cos \theta_{c\max} = |E_{c\max}|/U_{c\max}.$$

15. Найдя для угла $\theta_{c\max}$ по таблицам $\alpha_0(\theta_{c\max})$ и $\alpha_1(\theta_{c\max})$, определяют составляющие сеточного тока:

$$I_{c0\max} = I_{c\max} \alpha_0(\theta_{c\max}) R_{c0};$$

$$I_{c1\max} = I_{c\max} \alpha_1(\theta_{c\max}) R_{c1}.$$

Коэффициенты K_{c0} и K_{c1} , учитывающие несинусоидальность импульса тока, принимают равными $K_{c0} \approx 0,66$ и $K_{c1} \approx 0,75$.

16. Мощности, потребляемые от предыдущего каскада ПК и источника смещения,

$$P_{c\max} = 0,5 I_{c1\max} U_{c\max}; \quad P_{c0\max} = E_{c\max} I_{c0\max}.$$

17. Мощность, рассеиваемая на управляющей сетке,

$$P_{c\max} = P_{c1\max} - P_{c0\max}.$$

Расчет режима минимальной точки. Режим минимальной точки характерен малыми напряжениями на аноде $E_{a\min} = E_{a.T}(1-m)$ и $U_{a\min} = U_{a.T}(1-m)$ и большими значениями тока сетки (см. [1.1, рис. 2.23]). В области малых значений $e_a \rightarrow 0$ увеличивается напряженность режима и несколько искривляется МХ.

Как выше было отмечено, для ослабления этих явлений в цепь тока $I_{c0\max}$ включают сопротивления автоматического смещения R_c ("двойная" модуляция), а в ПК вводят синфазную модуляцию с $m_{п.к} \approx 0,6 \dots 1,0$ ("тройная модуляция").

Расчет параметров минимального режима выполняется только для цепи управляющей сетки. Исходными данными для этого расчета являются: $U_{c\max}$, E_{c0} , S , R_c и $m_{п.к}$. Заметим, что крутизна характеристики анодного тока S используется в расчетах ниже потому, что в перенапряженном режиме крутизна характеристик сеточного тока S_c и анодного тока приблизительно равны: $S \approx S_c$.

Расчет параметров производится в следующем порядке.

1. Амплитуда напряжения возбуждения в минимальной точке

$$U_{c\min} = U_{c\max}(1-m)/(1+m).$$

Таблица 5.1

| | | | | | | | | | |
|--------------------------|-------|--------|--------|-------|-------|-------|-------|-------|----------|
| $\beta_0(\theta_{\min})$ | 0 | 0,0005 | 0,0015 | 0,047 | 0,01 | 0,017 | 0,028 | 0,045 | 0,068 |
| $\cos(\theta_{\min})$ | 1,0 | 0,985 | 0,966 | 0,940 | 0,906 | 0,866 | 0,819 | 0,766 | 0,707 |
| θ_{\min} , град. | 0 | 10 | 15 | 20 | 25 | 30 | 35 | 40 | 45 |
| $\beta_0(\theta_{\min})$ | 0,101 | 0,150 | 0,218 | 0,322 | 0,486 | 0,765 | 1,36 | 3,17 | ∞ |
| $\cos(\theta_{\min})$ | 0,643 | 0,574 | 0,500 | 0,423 | 0,342 | 0,250 | 0,174 | 0,087 | 0 |
| θ_{\min} , град. | 50 | 55 | 60 | 65 | 70 | 75 | 80 | 85 | 90 |

2. Угол отсечки сеточного тока с остальными параметрами связывает уравнение

$$\frac{\alpha_0(\theta_{\min})(1 - \cos \theta_{\min})}{\cos \theta_{\min}} = \beta_0(\theta_{\min}) = \frac{1}{SR_c} \left(1 - \frac{E_{c0}}{U_{c\min} \cos \theta_{\min}} \right).$$

Поскольку, как правило, $E_{c0}/U_{c\min} \ll 1$ и $\theta_{\min} \approx 0$, то для расчета можно использовать упрощенную формулу

$$\beta_0(\theta_{\min}) = 1/(SR_c).$$

По табл. 5.1 определяются $\cos \theta_{\min}$ и θ_{\min} .

Получив из этой таблицы значение для $\cos(\theta_{\min})$, можно для большей точности подставить это значение в правую часть полной формулы для $\beta_0(\theta_{\min})$ и при тех же исходных данных определить уточненное значение $\beta_0(\theta_{\min})$ и затем по табл. 5.1 найти уточненные значения $\cos(\theta_{\min})$ и θ_{\min} .

3. Напряжение смещения в минимальной точке

$$E_{c\min} = -U_{c\min} \cos \theta_{\min} + E_{c0}.$$

4. Постоянная составляющая и первая гармоника сеточного тока:

$$I_{c0\min} = |E_{c\min} - E_{c\phi}|/R_c; \quad I_{c1\min} = I_{c0\min} \alpha_1(\theta_{\min})/\alpha_0(\theta_{\min}).$$

5. Потребляемые мощности от источника смещения и от ПК и мощность, рассеиваемая на сетке:

$$P_{c0\min} = E_{c\min} I_{c0\min}; \quad P_{c1\min} = 0,5 U_{c\min} I_{c1\min};$$

$$P_{c\min} = P_{c0\min} - P_{c1\min}.$$

В заключение этого расчета полезно сравнить значения параметров цепи управляющей сетки при "двойной" (анодная модуляция в ОК и автосмещение) и "тройной" (анодная модуляция в ОК и ПК и автосмещение) модуляции.

При "двойной" модуляции $U_{c\min} = U_{c\max} = \text{const}$; $\theta_{\min} \rightarrow 0$.
Напряжение смещения

$$E'_{c\min} = -U_{c\max} \cos(\theta_{\min}) + E_{c0}.$$

Постоянная составляющая тока сетки

$$I'_{c0 \min} = |E_{c \min} - E_{c \phi}| / R_c.$$

Первая гармоника тока сетки

$$I'_{c1 \min} = I'_{c0 \min} \alpha_1(\theta_{\min}) / \alpha_0(\theta_{\min}) \approx 2I'_{c0 \min}.$$

Потребляемые мощности от источника смещения, от ПК и мощность, рассеиваемая на сетке:

$$P'_{c0 \min} = E'_{c \min} I'_{c0 \min}; \quad P'_{c1 \min} = U_{c \max} I'_{c1 \min}; \quad P'_{c \min} = P'_{c1 \min} - P'_{c0 \min}.$$

Расчет режима телефонной точки (режим молчания). Параметры этого режима рассчитывают исходя из практического опыта, что при "двойной" и особенно при "тройной" модуляции и оптимальном подборе $m_{\text{п.к.}}$, R_c и $E_{c \phi}$ модуляционная характеристика линейна. Отсюда следует:

1. Составляющие анодного тока

$$I_{a1T} = I_{a1 \max} / (1 + m); \quad I_{a0T} = I_{a0 \max} / (1 + m).$$

2. Анодное напряжение и амплитуда напряжения на нагрузке

$$P_{0T} = P_{0 \max} / (1 + m)^2; \quad P_{1T} = P_{0 \max} / (1 + m)^2.$$

3. Потребляемая и отдаваемая мощности

$$E_{aT} = E_{a \max} / (1 + m); \quad U_{aT} = U_{a \max} / (1 + m).$$

Расчет параметров режима модуляции. В этом режиме рассчитываются средние значения энергетических параметров. По результатам этих расчетов производится выбор источников питания, проектирование модуляционного устройства и, наконец, проверка допустимости заданной мощности для выбранной лампы.

1. Средняя, потребляемая анодной цепью мощность

$$P_{0 \text{ ср}} = P_{0T}(1 + m^2/2) = P_{0T} + P_{0T}m^2/2.$$

Отсюда следует, что мощность $P_{0T} = E_{aT} I_{a0T}$ получается от источника анодного питания, а мощность $P_{\Omega} = P_{0T}m^2/2$ доставляется модуляционным устройством.

Эта мощность

$$P_{\Omega} = P_{0T}m^2/2$$

используется при проектировании и расчете модуляционного устройства.

2. Средняя, отдаваемая лампой ОК мощность

$$P_{1 \text{ ср}} = P_{1T}(1 + m^2/2).$$

Эта мощность используется при проектировании ВКС и расчете нагрева ее элементов.

3. Средняя мощность, рассеиваемая на аноде,

$$P_{\text{ан. ср}} = P_{0 \text{ ср}} - P_{1 \text{ ср}}.$$

По этой мощности производится проверка допустимости принятых режимов $P_{\text{ан. ср}} \leq P_{\text{ан. доп}}$, а также она служит исходным параметром для проектирования и расчета системы охлаждения.

4. В заключение расчета полезно найти среднюю мощность, рассеиваемую на управляющей сетке, и сопоставить ее с допустимой мощностью для этой лампы:

$$P_{c \text{ ср}} = P_{c \max} + (P_{c \min} \text{ или } P'_{c \min}) < P_{c \text{ доп}}$$

и быть уверенным, что по вашим параметрам принятый режим пригоден.

Оконечный каскад с анодной модуляцией на триоде по схеме с ОС. В передатчиках диапазона ВЧ в ОК триоды включаются, как правило, по схеме с ОС, чтобы избежать самовозбуждения. Принципиальные схемы однотактного и двухтактного ОК приведены в [1.1, рис. 2.26 и 6.23].

Выбор ламп для заданной мощности $P_{1T.A}$ производится по тем же правилам, что и для каскадов по схеме с ОК. Однако благодаря наличию в каскаде с ОС проходной мощности (5...10 % от мощности каскада) лампа этого каскада как бы оказывается мощнее на 5...10 % и, следовательно, $P_{1T.A}$ может быть соответственно больше.

Напряжение анодного питания в этом диапазоне снижают на 10...20 %, т.е. принимают $E_a = (0,8 \dots 0,9)E_{a \text{ ном}}$.

Расчет параметров всех режимов производится по методике, изложенной выше для каскада по схеме с ОК. Расчет же параметров для схемы с ОС, отличающихся от схемы с ОК, производится ниже.

1. Входное сопротивление каскада с ОС для максимальной, телефонной и минимальной точек

$$R_{\text{вх}} = U_c(I_{a1} + I_{c1}).$$

Индексы "max", "T", "min" опущены.

2. Мощность, потребляемая от предварительного каскада (ПОК), т.е. входная мощность ОК,

$$P_{\text{вх}} = 0,5U_{c \max}(I_{a1 \max} + I_{c1 \max}) = 0,5U_{c \max}I_{a1 \max} + 0,5U_{c \max}I_{c1 \max}.$$

Здесь первое слагаемое в правой части $P_{пр} = 0,5U_{сmax}I_{a1max}$ есть проходная мощность, получаемая от ПОК и транспортируемая в нагрузку в анодной цепи.

3. Амплитуда напряжения на анодной нагрузке

$$U_H = U_a + U_c.$$

4. Мощность, отдаваемая в нагрузку,

$$P_{вых} = P_1 = 0,5U_H I_a = 0,5U_a I_{a1} + 0,5U_c I_{a1}.$$

5. Эквивалентное сопротивление анодной нагрузки

$$R_{э.ок} = U_H / I_{a1} = U_a / I_{a1} + U_c / I_{a1}.$$

В правой части первое слагаемое $R_{э.ок} = U_a / I_{a1}$ равно сопротивлению нагрузки при одинаковой мощности для каскада с ОК. Как следует из расчета, сопротивление $R_{э.ок}$ несколько больше, чем $R_{э.ок}$.

6. При расчете, даже приближенном, промышленного КПД передатчика с ОК по схеме с ОС обязательно следует учитывать наряду с P_0 ОК также P_0 предварительного каскада:

$$\text{КПД}_{\text{пром}} = P_{1т.л} / (P_{от.ок} + P_{от.пок}).$$

В противном случае ошибка может достигать 5...10 %.

5.4.2. Оконечный каскад с анодно-экранной модуляцией

С начала 80-х годов почти все вновь выпускаемые ведущими зарубежными фирмами вещательные НЧ, СЧ и ВЧ передатчики мощностью от 100 кВт и выше были оснащены экранированными лампами (тетрадами) в окончных (ОК) и предоконечных (ПОК) каскадах и транзисторами в остальных.

Отечественная промышленность уже в 60-х годах выпустила два мощных тетрода, один из которых использовался в ОК связанного передатчика "Пурга", а другой — в предварительных каскадах ряда вещательных передатчиков. В последние два десятилетия были выпущены несколько тетродов с номинальной мощностью 120, 250 и 1000 кВт, которые с успехом можно использовать в вещательных передатчиках как с УМК в ОК (ГУ-94П, ГУ104А), так и в каскадах с анодно-экранной модуляцией (ГУ-94П, ГУ-97А и ГУ-99А,П).

Использование мощных тетродов в ОК при анодно-экранной модуляции дает возможность получить ряд преимуществ перед ОК на триоде с анодной модуляцией. А именно:

установленные в ОК тетроды могут работать в схеме с ОК во всех диапазонах НЧ, СЧ и ВЧ;

при этом обеспечивают большее усиление по мощности K_P по сравнению с триодными ОК;

работают с очень малыми токами управляющей сетки, некоторые лучшие тетроды отдают номинальную мощность без токов управляющей сетки;

благодаря высокому K_P тетродных ОК часто достаточен один ламповый ПОК (даже при $P_{1т} = 500$ кВт), остальные каскады выполняются на транзисторах;

современные тетроды имеют высокую крутизну характеристик анодного тока и поэтому работают с небольшими амплитудами возбуждения;

при модуляции на анод и экранирующую сетку и оптимальном подборе глубины модуляции по экранирующей сетке m_{c2} напряжения питания цепи экранирующей сетки $E_{c2т}$ и резисторов в цепях обеих сеток можно получить высокую линейность МХ при работе в перенапряженном, граничном и даже несколько недонапряженном режимах. При этом выбранный режим для максимальной точки можно сохранить на всем протяжении МХ.

Возможность получения линейной МХ при синфазной модуляции напряжений $E_a(t)$ и $E_{c2}(t)$ объясняется тем, что при уменьшении напряжения $E_{c2}(t)$ статические характеристики для $e_c < e_{сmax}$ постепенно передвигаются вниз и влево, как бы становясь на место соответствующих триодных характеристик. На рис. 5.10 характеристики, изображенные сплошными линиями, относятся к случаю, когда $E_{c2} = \text{const}$, характеристики же, изображенные штриховыми линиями, соответствуют случаю, когда напряжение $E_{c2}(t)$ изменяется пропорционально $E_a(t)$, т.е. также модулировано.

При этом кроме повышения линейности МХ повышается на 2...4 % средний КПД анодной цепи по сравнению с $E_{c2} = \text{const}$.

Принципиальная схема ОК с тетродом приведена на рис. 5.11, а также в [1.1, рис. 3.23 и 3.24]. Там же на рис. 6.23 приведена упрощенная схема, поясняющая взаимодействие модулируемой ступени и модуляционного устройства при АЭМ.

Для получения АЭМ подаются от мощного модуляционного устройства (МУ) питающие напряжения для анодной цепи и цепи экранирующей сетки в виде

$$e_a = E_{aт} + U_{a\Omegaт}(1 + m \cos \Omega t); \quad e_{c2} = E_{c2} + U_{c2\Omegaт}(1 + m_{c2} \cos \Omega t).$$

Эти уравнения приведены для модуляции гармоническим сигналом с частотой Ω .

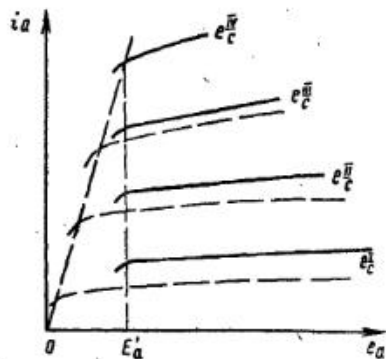


Рис. 5.10

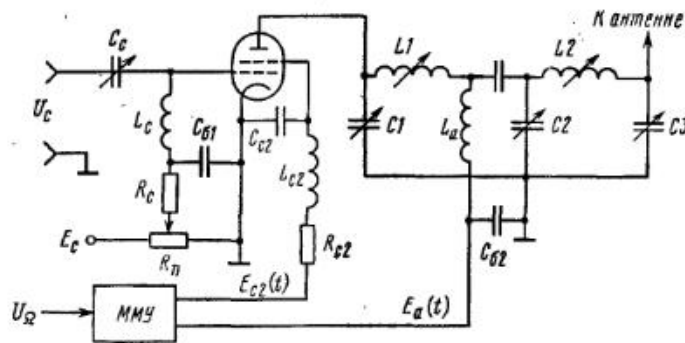


Рис. 5.11

Как уже упоминалось, ОК на тетрадах можно использовать в передатчиках НЧ, СЧ и ВЧ диапазонов. Все упомянутые выше схемы пригодны для диапазонов НЧ и СЧ. Для диапазонов же ВЧ, как правило, выбирают схему с последовательным питанием анодной цепи (рис. 5.11, а также [1.1, рис. 3.24]) из-за большей легкости обеспечения работы на самых верхних частотах диапазона ВЧ (20...26 Гц).

При проектировании ОК на тетрадах номинальная мощность и тип тетрода выбирают по заданной в ТЗ мощности $P_{1т.А}$. По этой мощности определяется мощность, отдаваемая лампой в телефонном режиме:

$$P_{1т} = P_{1т.А} / \eta_{ВКС}$$

и номинальная мощность ламп:

$$P_{ном} \approx 2P_{1т} \text{ или } P_{1\max} / 2.$$

Напряжение анодного питания для режима телефонной точки выбирают для диапазонов НЧ и СЧ из соотношения

$$E_{а.т} \approx E_{а.ном},$$

а для передатчиков диапазона ВЧ — из

$$E_{а.т} \approx (0,8 \dots 0,9) E_{а.ном}.$$

Напряжение питания цепи экранирующей сетки выбирают несколько ниже номинального напряжения $E_{с2ном}$:

$$E_{с2т} \approx 0,8 E_{с2ном}.$$

Для отечественных мощных тетродов $E_{с2ном} \approx 1500$ В.

Глубину модуляции напряжения питания экранирующих сеток принимают в пределах $0,8 \leq m_{с2} \leq 1$, глубина модуляции анодного напряжения $m = 1$ в соответствии с ГОСТом.

Угол отсечки анодного тока следует выбирать в пределах $55^\circ \leq \theta \leq 85^\circ$ в зависимости от остроты необходимости получить высокий КПД. Для ламп с крутизной характеристики анодного тока $S > 0,3$ А/В выбирают $\theta \approx 55 \dots 75^\circ$, для ламп с невысокой крутизной принимают $\theta \approx 75 \dots 85^\circ$.

Поскольку при АЭМ линейная модуляция возможна как в слабеперенапряженном, так и в граничном и недонапряженном режимах, то, как правило, для максимальной точки принимается граничный режим и принимаются меры для его сохранения на всем протяжении МХ от максимальной до минимальной точки (на практике подбором $m_{с2}$, R_c и $R_{с2}$).

Расчет параметров режима максимальной точки. Исходными данными для расчета служат $P_{1т}$, $E_{а.т}$, $E_{с2т}$, m , $m_{с2}$, θ , S , D , E'_c , допустимые мощности, рассеиваемые на электродах лампы.

1. Отдаваемая лампой мощность в максимальной точке

$$P_{1\max} = P_{1т}(1 + m)^2.$$

2. Напряжения анодного питания и питания экранирующей сетки:

$$E_{а\max} = E_{а.т}(1 + m); \quad E_{с2\max} = E_{с2т}(1 + m_{с2}).$$

3. Остаточное напряжение на аноде определяется либо по СХ, либо исходя из величины напряжения $E_{с2\max}$:

$$e_{а.ост\max} \approx (0,8 \dots 1) E_{с2\max}.$$

4. Амплитуда напряжения на аноде

$$U_{а\max} = E_{а\max} - e_{а.ост\max}.$$

5. Амплитуда первой гармоники анодного тока

$$I_{а1\max} = 2P_{1\max} / U_{а\max}.$$

6. Эквивалентное сопротивление анодной нагрузки

$$R_э = U_{а\max} / I_{а1\max}.$$

Заметим, что $R_э$ остается неизменной на всем протяжении МХ.

7. Постоянная составляющая анодного тока

$$I_{а0\max} = I_{а1\max} \alpha_0(\theta) / \alpha_1(\theta).$$

8. Амплитуда импульса анодного тока

$$I_{а.мм} = I_{а1\max} / \alpha_1(\theta) = I_{а0\max} / \alpha_0(\theta).$$

9. Мощность, потребляемая анодной цепью,

$$P_{0 \max} = E_{a \max} I_{a0 \max}$$

10. Мощность, рассеиваемая на аноде,

$$P_{ан \max} = P_{0 \max} - P_{1 \max}$$

11. КПД анодной цепи

$$\eta_{a \max} = P_{1 \max} / P_{0 \max}$$

Это значение КПД приблизительно сохраняется неизменным на всем протяжении МХ.

12. Амплитуда напряжения возбуждения

$$U_{c \max} = DU_{a \max} + I_{a1 \max} / [\alpha_1(\theta) S(1 - \cos \theta)]$$

13. Напряжение смещения на управляющей сетке

$$E_{c \max} = -(U_c - DU_a) \cos \theta + E'_c$$

В пп. 12 и 13 слагаемое DU_a для маломощных тетродов с $D \leq 0,001$ можно не учитывать.

14. Выполняется проверка на прочность изоляции управляющей сетки:

$$|E_{c \max} - U_{c \max}| < E_{с.к. доп.}$$

15. Для проверки правильности выбора предыдущих параметров и расчетов целесообразно отложить значение $e_{с \max} = E_{с \max} + U_{с \max}$ и $e_{а.ост \max}$ на СХ и проверить совпадение величины $I_{амт}$, вычисленной и полученной по СХ. Расхождение не должно превышать 5...10%.

16. По статическим характеристикам токов i_c и i_{c2} используемой лампы при напряжениях $e_{с \max}$ и $e_{а.ост \max}$ определяются амплитуды импульсов токов управляющей $I_{сm}$ и экранирующей I_{c2m} сеток.

17. Теперь для цепи управляющей сетки можно найти угол отсечки тока сетки и составляющие этого тока:

$$\cos \theta_c = -E_{с \max} / U_{с \max}$$

$$I_{c0 \max} = I_{сm} \alpha_0(\theta_c) K_{c0}; \quad I_{c1 \max} = I_{сm} \alpha_1(\theta_c) K_{c1}$$

Коэффициенты K_{c0} и K_{c1} обычно принимают соответственно равными 0,65 и 0,70.

18. Мощности в цепи управляющей сетки:

$$P_{c1 \max} = 0,5 U_{с \max} I_{c1 \max}; \quad P_{c0 \max} = E_{с \max} I_{c \max}; \quad P_{с \max} = P_{c1} + P_{c0}$$

Здесь $P_{c1 \max}$ — мощность, потребляемая цепью управляющей сетки от предоконечного каскада (мощность возбуждения ОК). Как будет показано ниже, эта мощность остается почти неизменной на всем протяжении МХ, поскольку $U_c = U_{с \max} = \text{const}$, а I_{c1} очень незначительно увеличивается в режиме минимальной точки. Мощность $P_{c0 \max}$ имеет отрицательный знак, поскольку для тетродов всегда отрицательно и, следовательно, источником мощности P_{c0} является не источник напряжения смещения, а лампа с ОК, промежуток сетка — катод которой работает как диод, выпрямляя напряжение U_c .

Напряжение смещения в тетродных каскадах обязательно фиксированное, от источника смещения, поскольку тетроды — "левые" лампы и при случайном перерыве подачи к лампе напряжения возбуждения лампа может выйти из строя, если напряжение смещения выполнено автоматически, за счет тока I_{c0} .

Однако в каскадах с АЭМ целесообразно для улучшения линейности МХ выполнять комбинированное смещение. Фиксированная часть

$$E_{с.ф} = E_{с \max} / 2,$$

а сопротивление R_c для автоматического смещения

$$R_c = |E_{с \max}| / 2 I_{c0 \max}$$

19. Для цепи экранирующей сетки угол отсечки принимают равным θ — углу отсечки анодного тока. Постоянная составляющая тока экранирующей сетки и мощность, рассеиваемая на ней,

$$I_{c20 \max} = I_{c2m} \alpha_0(\theta) R_{c20}; \quad P_{c20 \max} = I_{c20 \max} E_{c2 \max}$$

В цепь постоянной составляющей I_{c20} включают сопротивление R_{c2} для снижения нелинейных искажений, а также для некоторого выравнивания I_{c20} при модуляции. Величина этого резистора выбирается в пределах

$$R_{c2} = (0,2 \dots 0,5) E_{c2 \max} / I_{c20 \max}$$

Расчет параметров режима телефонной точки. Некоторые параметры этого режима $P_{1т}$, $E_{ат}$ были выбраны в качестве исходных данных, остальные могут быть определены исходя из линейности МХ:

$$U_{ат} = U_{a \max} / (1 + m); \quad I_{a1т} = I_{a1 \max} / (1 + m);$$

$$I_{a0т} = I_{a0 \max} / (1 + m); \quad P_{0т} = P_{0 \max} / (1 + m)^2;$$

$$P_{ант} = P_{0т} - P_{1т}; \quad P_{с2т} = P_{с2 \max} / (1 + m_{с2})^2$$

Расчет параметров режима минимальной точки. В этом режиме параметры анодной цепи не представляют интереса, так как и токи, и мощности малы или даже нулевые.

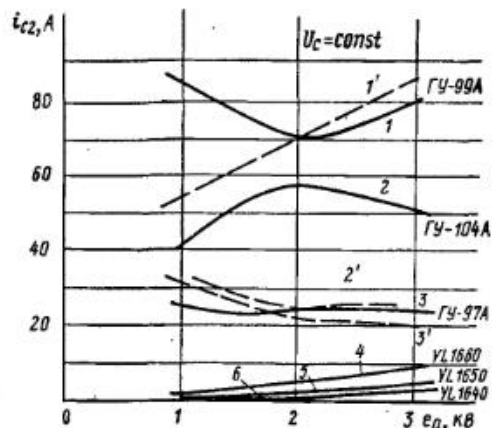


Рис. 5.12

Что касается тока экранирующей сетки, то следует отметить, что лампы, построенные по различным технологиям, существенно различаются по этому показателю, по-видимому, из-за большей или меньшей степени затененности витков экранирующей сетки витками управляющей сетки. При слабой затененности наблюдаются относительно большие значения тока I_{c2} и довольно непредсказуемый характер зависимости I_{c2} при одновременном и пропорциональном изменении e_a и e_{c2} (см. графики 1, 2 и 3 на рис. 5.12). При высокой степени затененности (например, у мощных ламп фирмы "Филипс") абсолютные значения тока i_{c2} малы и монотонно убывают при убывании e_a и e_{c2} примерно пропорционально значениям последних.

Токи управляющей сетки при обеих технологиях примерно одинаковы для ламп с одинаковыми мощностями и остаются почти неизменными при изменении только e_a и убывают пропорционально e_a и e_{c2} при одновременном уменьшении последних. Таким образом, для отечественных ламп в минимальном режиме можно полагать:

$$I_{c2 \min} \approx I_{c2 \max}; \quad E_{c2 \min} = E_{c2 \max} \frac{1 - m_{c2}}{1 + m_{c2}}; \quad P_{c20 \min} = P_{c20 \max} \frac{1 - m_{c2}}{1 + m_{c2}};$$

$$I_{c0 \min} \approx I_{c0 \max}; \quad I_{c1 \min} \approx I_{c1 \max}; \quad P_{c0 \min} \approx P_{c0 \max};$$

$$P_{c1 \min} \approx P_{c1 \max}; \quad P_{c \min} \approx P_{c \max}.$$

Расчет параметров режима модуляции. В этом разделе рассчитываются средние значения параметров ОК с АЭМ. Эти значения необходимы для проверки допустимости первоначально избранного режима ОК и для проектирования и расчета модуляционных устройств.

1. Средняя потребляемая мощность в цепях анода и экранирующей сетки:

$$P_{0 \text{ ср}} = P_{0 \text{ т}}(1 + m^2/2) = P_{0 \text{ т}} + P_{0 \text{ т}} m^2/2;$$

$$P_{c20 \text{ ср}} = P_{c20 \text{ т}}(1 + m_{c2}^2/2) = P_{c20 \text{ т}} + P_{c20 \text{ т}} m_{c2}^2/2.$$

Вторые слагаемые в правых частях $P_{1 \text{ м max}} = P_{0 \text{ т}} m^2/2$ и $P_{c21 \text{ м max}} = P_{c20 \text{ т}} m_{c2}^2/2$ — это мощности, отдаваемые модулирующими устройствами в цепи анода и экранирующей сетки, служат исходными при проектировании и расчете этих устройств.

2. Средняя рассеиваемая мощность на аноде

$$P_{\text{ан. ср}} = P_{0 \text{ ср}} - P_{1 \text{ ср}} \leq P_{\text{ан. доп.}}$$

Средняя рассеиваемая мощность на экранирующей сетке

$$P_{c20 \text{ ср}} - P_{0 \text{ ср}} - P_{1 \text{ ср}} \leq P_{\text{ан. доп.}}$$

Средняя рассеиваемая мощность на управляющей сетке

$$P_c = P_{c \text{ max}} \leq P_{c \text{ доп.}}$$

При выполнении п. 2 необходимо проверить соответствие полученных средних значений рассеиваемых мощностей на электродах лампы рекомендациям завода-изготовителя. Несоответствие рекомендациям рассеиваемой мощности даже для одного электрода требует облегчения режима по этому показателю.

5.5. Мощные усилители модулированных колебаний с АМ и ОМ с автоматическим регулированием режима

Усилитель модулированных колебаний (УМК) с автоматическим регулированием режима (АРР) можно выполнить как на триодах, так и на тетрадах. Для будущих передатчиков целесообразнее выбирать тетроды, поскольку на этих лампах передатчик становится проще (меньше каскадов).

Принцип работы УМК с АРР заключается в том, что на управляющую сетку усилительной лампы подается радиочастотный модулированный сигнал с АМ или ОМ $U_c(t) = U_c(t) \cos[\omega t + \varphi(t)]$, а на анод и на экранирующую сетку подаются питающие напряжения, модулированные огибающей напряжения возбуждения: $e_a(t) = E_{a \text{ max}} X(t)$ и $e_{c2}(t) = E_{c2 \text{ max}} X(t)$; здесь $X(t) = A(t)/A_{\text{max}}$ — нормированная огибающая напряжения возбуждения. При этих условиях лампа при любых амплитудах $U_c(t)$ может работать вблизи граничного режима.

Схема передатчика с УМК АРР в ОК приведена на рис. 5.13. В этом передатчике с выходов возбуждателя 1 снимается радиочастотный модулированный сигнал $U(t) = U(t) \cos[\omega t + \varphi(t)]$, который после усиления в линейных усилителях радиотракта подается на управляющую сетку лампы ОК с максимальной амплитудой $U_{c \text{ max}}$.

Сигнал огибающей $A(t) = X(t) A_{\text{max}}$ подается к мощному усилителю огибающей (МУО), состоящему из широкоимпульсного модулятора

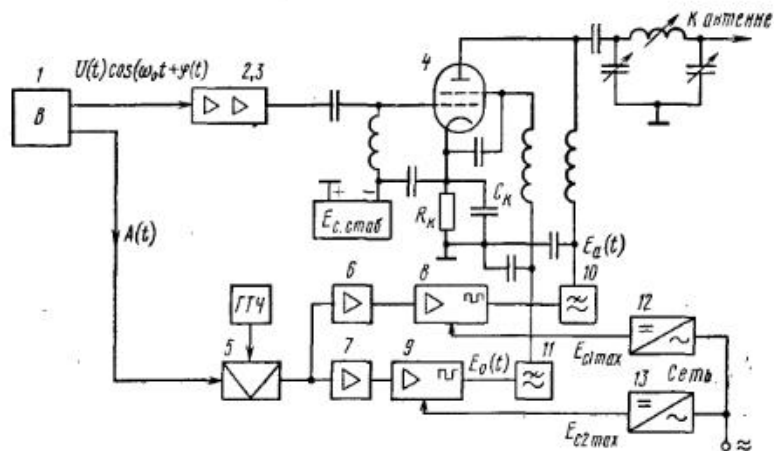


Рис. 5.13

5, мощных импульсных усилителей 6 и НЧ фильтров 7. На усилители подаются от источника питания напряжения $E_{a\max}$ и $E_{c2\max}$ для анода и экранирующей сетки.

Можно заметить большое сходство схемы и принципа работы УМК с АРР и каскада с АЭМ. Отличаются они лишь тем, что в УМК с АРР на управляющую сетку подается полный модулированный сигнал вместо немодулированного при АМ или модулированного по фазе при ОМ, режим лампы обязательно недонапряженный и угол отсечки анодного тока $\theta = 90^\circ$.

При применении в УМК с АРР триодов схема несколько упрощается: исключаются цепь экранирующей сетки и все элементы для ее питания.

Главная цель такой модификации УМК — получить в 2...3 раза большую мощность и высокий средний КПД, при которых обеспечивается работа лампы в пределах регламентированных допусков.

Выбор номинальной мощности лампы. Для того чтобы лампа была хорошо использована по мощности, здесь, как и в каскаде с АЭМ, следует принять напряжение анодного питания $E_{a\max} \approx 2E_{a\text{ном}}$ и $P_{1\text{ном}} = P_{1\max}/(2...3)$. При меньших значениях $E_{a\max}$ и такой же норме для мощности лампа будет полнее использоваться по току, в связи с чем могут увеличиться нелинейные искажения.

Выбор режима работы лампы. Лампа должна работать в недонапряженном режиме: $e_{a,\text{ост}\max} \approx (1,1...1,2)E'_a$. Угол отсечки анодного тока $\theta = 90^\circ$.

Расчет параметров режима. Для выбранной лампы по статическим характеристикам (при наибольшем имеющемся значении E_{c2}) определяются: S , D , E'_a , E_{c2} и $e_{a,\text{ост}\max} = (1,1...1,2)E'_a$. Более точные и уверенные результаты можно получить, если воспользоваться СХ на рис. 5.14 и выбрать $e_{a,\text{ост}\max}$ не для точки А или В, а для точки С, для которой модуляционная характеристика $I_{a1} = f(e_a)$ сохраняет линейность и в верхней части. На рис. 5.14 показана одна СХ, снятая для

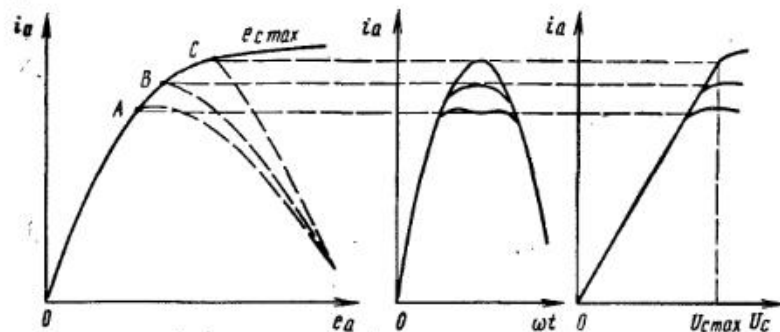


Рис. 5.14

$e_c = e_{c\max} = E_c + U_{c\max}$, форма импульсов при разных $e_{a,\text{ост}}$ и вид амплитудной характеристики $I_{a1} = f(U_c)$. Последняя показывает, что в недонапряженном режиме (точка С) АХ наиболее линейна.

Считая, что $P_{1\max}$ задана, а $E_{a\max}$ выбрано, проводится следующий расчет для максимальной точки модуляции.

1. Амплитуда напряжения на аноде

$$U_{a\max} = E_{a\max} - e_{a,\text{ост}\max}$$

2. Амплитуда первой гармоники анодного тока

$$I_{a1\max} = 2P_{1\max}/U_{a\max}$$

3. Величина постоянной составляющей анодного тока

$$I_{a0\max} = I_{a1\max}/1,57$$

4. Мощности, потребляемая анодной цепью и рассеиваемая на аноде:

$$P_{0\max} = I_{a0\max}E_{a\max}; \quad P_{an\max} = P_{0\max} - P_{1\max}$$

Поскольку анодная цепь и цепь экранирующей сетки питаются от мощного усилителя огибающей (МУО), то потребляемая усилительной лампой мощность $P_{0\max}$ и определяемая далее мощность $P_{c20\max}$ являются исходными данными для расчета МУО, который по требованиям и задачам полностью соответствует мощному модулирующему устройству для передатчиков с ААМ или АЭМ (см. § 5.6), но без входа по звуковой частоте.

5. КПД анодной цепи

$$\eta_{a\max} = P_{1\max}/P_{0\max} = (1/2)g_1\xi_{\max},$$

где $\xi_{\max} = U_{a\max}/E_{a\max}$.

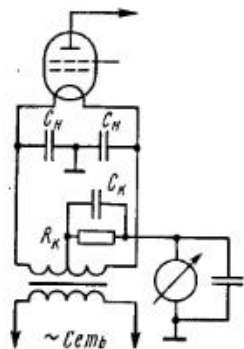


Рис. 5.15

6. Сопротивление нагрузки в анодной цепи лампы

$$R_a = U_{a \max} / I_{a1 \max}$$

7. Амплитуда напряжения возбуждения

$$U_{c \max} = DU_{a \max} + I_{a1 \max} / S \alpha_1(\theta)$$

В отличие от рекомендаций к расчету усилителя на тетраде без АРР [1.1, § 2.13], здесь при использовании мощных ламп, повышенном значении $E_{a \max}$ и при больших значениях S целесообразно учитывать величину DU_a .

8. Напряжение фиксированного смещения

$$E_{c, \phi} = E'_c$$

9. Выполнить проверку на допустимость максимального мгновенного напряжения на управляющей сетке:

$$|E_{c, \phi} - U_{c \max}| \leq E_{c, \text{доп}}$$

10. По СХ определить амплитуды импульсов токов управляющей $I_{c1 \max}$ и экранирующей $I_{c2 \max}$ сеток.

11. Расчет параметров этих цепей дается без пояснений (см. [1.1, § 2.15]):

$$\theta_c = \arccos(-E_{c, \phi} / U_{c \max}); \quad \alpha_1(\theta_c); \quad \alpha_0(\theta_c);$$

$$I_{c1 \max} = I_{c \max} \alpha_1(\theta_c) \cdot 0,7; \quad I_{c0 \max} = I_{c \max} \alpha_0(\theta_c) \cdot 0,65;$$

$$P_{c1 \max} = 0,5 U_{c \max} I_{c1 \max}; \quad P_{c0 \max} = E_{c, \phi} I_{c0 \max};$$

$$P_c = P_{c1 \max} + P_{c0 \max} < P_{c, \text{доп}};$$

$$I_{c20 \max} = I_{c2 \max} \alpha_0(\theta) \cdot 0,6; \quad P_{c20 \max} = E_{c2 \max} I_{c20 \max} < P_{c2 \text{доп}}$$

Исследования УМК с АРР на компьютерной модели показали, что у мощных тетродов и особенно триодов при изменении анодного напряжения несколько меняется из-за изменения E'_1 угол отсечки анодного тока [5.24] и вследствие этого нелинейные искажения усилителя оказываются сравнительно большими. Чтобы ослабить искажения, целесообразно ввести в катодную цепь лампы резистор R_k , зашунтированный емкостью C_k (рис. 5.15), чтобы получить в дополнение к фиксированному смещению $E_{c, \phi}$ автоматическое смещение $E_{c, \text{авт}}$:

$$E_{c, \text{авт}} = R_k I_{a0}$$

Таблица 5.2

| Вид излучения | $m = 1$ | | $m = 0,4$ | |
|---------------|------------------|-----------|------------------|-----------|
| | $\overline{X^2}$ | \bar{X} | $\overline{X^2}$ | \bar{X} |
| АЗЕ | 0,500 | 0,375 | 0,500 | 0,270 |
| НЗЕ | 0,636 | 0,500 | 0,522 | 0,290 |
| КЗЕ | 0,700 | 0,550 | 0,388 | 0,182 |

Величины R_k и C_k определяются из следующих соотношений: $R_k = D(E_{a \max} - e_{a, \text{ост} \max}) / I_{a0 \max}$; $C_k \gg 1 / \omega_H R_k$, где ω_H — наименьшая рабочая частота.

При оптимально подобранном R_k коэффициент нелинейных искажений $K_{з\phi}$ снижается на 10...15 дБ.

Средние значения параметров УМК с АРР определяются следующим образом. Вводится величина нормированной амплитуды возбуждения $X_c(t) = X = U_c(t) / U_{c \max}$, здесь $U_c(t)$ — текущее значение амплитуды возбуждения $0 \leq U_c(t) \leq U_{c \max}$. Если не учитывать нелинейные искажения в усилителе, то относительная амплитуда возбуждения $X_c(t)$ численно равна относительной огибающей $X(t)$. Текущие значения других параметров усилителя записываются в виде:

$$E_a(X) = E_{a \max} X; \quad U_a(X) = (E_{a \max} - e_{a, \text{ост} \max}) X;$$

$$I_{a1}(X) = \frac{2P_{1 \max} X^2}{U_a(X)}; \quad I_{a0}(X) = I_{a0 \max} \frac{X + \beta_{\Pi}}{1 + \beta_{\Pi}}; \quad I_{a0 \max} = \frac{I_{a1 \max}}{1,57}$$

Здесь $\beta_{\Pi} = I_{\Pi} / I_{a0 \max}$ — нормированное значение тока покоя. Для современных тетродов $0,15 \leq \beta_{\Pi} \leq 0,30$. Остальные параметры усилителя:

$$P_1(X) = P_{1 \max} X^2; \quad P_0(X) = E_a(X) I_{a0}(X); \quad \eta_{a \max} = P_{1 \max} / P_{0 \max};$$

$$\eta_a(X) = \eta_{a \max} X^2 (1 + \beta_{\Pi}) / (X^2 + \beta_{\Pi} X).$$

Для сравнения КПД УМК без АРР:

$$\eta_{a, \text{без АРР}}(X) = \eta_{a \max} X^2 (1 + \beta_{\Pi}) / (X + \beta_{\Pi}).$$

Средние значения КПД при усилении радиовещательных сигналов для УМК с АРР и для сравнения без АРР можно вычислить из

$$\overline{\eta_{a, \text{с АРР}}} = \eta_{a \max} \overline{X^2} (1 + \beta_{\Pi}) / (\overline{X^2} + \beta_{\Pi} \bar{X});$$

$$\overline{\eta_{a, \text{без АРР}}} = \eta_{a \max} \overline{X^2} (1 + \beta_{\Pi}) / (\bar{X} + \beta_{\Pi}).$$

Здесь $\overline{X^2}$ и \bar{X} — средний квадрат и среднее значение нормированной амплитуды возбуждения. Для модуляции гармоническим сигналом $U_{\Omega}(t) = U_{\Omega} \cos \Omega t$ значения $\overline{X^2}$ и \bar{X} при глубинах модуляции $m = 1$ и $0,4$, где $m = U_{\Omega} / U_{\Omega \max}$, приведены в табл. 5.2.

Расчетные формулы для X^2 и X приведены в [5.4]. Для радиовещательного сигнала с излучением АЗЕ и компрессией значения $\overline{X^2}$ и \overline{X} можно принять равными соответственно 0,250 и 0,443.

Расчет элементов схемы УМК с АРР выполняется по тем же правилам [1.1, гл. 3], что и для усилителя без АРР.

Приведенная выше методика расчета УМК с АРР дает несколько неточные результаты вследствие того, что расчетные формулы получены для ламп с идеализированными характеристиками.

Значительно более точные результаты получаются при расчете УМК с использованием компьютерных моделей, в которых использованы реальные характеристики ламп [1.1, § 2.18]. Например, программы семейства LUARA по значениям $E_{a\max}$, $e_{a\text{ост}\max}$, $E_{сф}$ и $U_{с\max}$, полученным предварительно по методике, приведенной выше, выдают значения всех необходимых параметров, модуляционные характеристики, значения коэффициентов нелинейных искажений и, наконец, средние значения параметров для двухтонового сигнала и двух видов распределения плотности вероятности амплитуд сигнала возбуждения (экспоненциальный и рэлеевский законы).

Полученные результаты относятся непосредственно к значениям АЗЕ и ЛЗЕ. Для излучений НЗЕ и РЗЕ используются дополнительные пересчетные формулы.

В заключение отметим, что аналогичные усилители с АРР можно выполнить на полевых транзисторах. Для расчета может быть использован приведенный выше порядок расчета.

5.6. Мощные модуляционные устройства для передатчиков с анодной и анодно-экранной модуляцией

В современных радиовещательных передатчиках НЧ, СЧ и ВЧ диапазонов модуляция, как уже отмечалось выше, производится в оконечных каскадах (ОК). При реализации в них анодной модуляции ААМ, для улучшения линейности модуляционной характеристики (МХ) анодная модуляция также выполняется и в предоконечном каскаде (ПК). При использовании в ОК тетродов реализуется анодно-экранная модуляция АЭМ. В обоих случаях мощное модуляционное устройство ММУ имеет один вход (для модулирующего сигнала) и два выхода (в анодную цепь ОК и либо в анодную цепь ПК, либо в цепь экранирующей сетки ОК)*.

С середины 30-х годов в качестве ММУ используются усилители звуковой частоты с мощным выходным каскадом (ВК) на триодах или тетродах, работающих в классе В. Применение усилителей класса В позволило значительно уменьшить потери в передатчиках и довести их

* Если ММУ используется в передатчиках с УМК в качестве МУО, то вместо входа для сигналов звуковых частот делается вход для огибающей $A(t)$ от возбуждителя.

промышленный КПД до 55...60 % против 25...30 % в передатчиках с сеточной модуляцией.

В начале 80-х годов ряд зарубежных фирм выпустили вещательные передатчики НЧ, СЧ и ВЧ диапазонов мощностью 100...600 кВт с новым видом ММУ класса Д. В этом ММУ радиовещательный сигнал преобразуется в импульсный сигнал с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), усиливается в мощном ключевом усилителе с высоким КПД и с помощью линейного фильтра НЧ преобразуется в первоначальный аналоговый сигнал. КПД передатчиков с такими ММУ достигают значений 65...85 %.

Наконец, в это же время был разработан еще один вид ММУ с квантованием модулирующего сигнала по амплитуде (скачково-импульсная модуляция, СИМ). КПД такого ММУ может достигать 95...97 %, а средний промышленный КПД передатчиков мощностью 200...600 кВт достигает 70...80 %.

В этом разделе рассматриваются основные вопросы проектирования ММУ трех перечисленных видов, а также даны элементы расчета режимов и схем.

5.6.1. Мощные модуляционные устройства класса В

ММУ этого вида представляет собой многокаскадный аналоговый усилитель сигналов звуковой частоты. Предварительные каскады этого усилителя выполнены либо на маломощных пентодах (в передатчиках старых типов), либо на транзисторах и работают, как правило, в классе А.

Предоконечный каскад выполняется на лампах (тетродах или триодах) с большой крутизной. Если в выходном каскаде устанавливаются мощные триоды в классе В, работающие со значительным сеточным током, то для уменьшения влияния этого тока на коэффициент нелинейных искажений предоконечный каскад выполняют в виде катодного повторителя с малым выходным сопротивлением $R_{\text{вых}} = 1/S$.

Выходной каскад ММУ — двухтактный в классе В (для повышения КПД) — выполняется на триодах или тетродах. Если в ОК передатчика установлены две или три лампы в параллель или в двухтактной схеме, то в выходном каскаде ММУ устанавливают, как правило, две лампы того же типа; если же ОК одноконтурный и одноламповый, то в выходном каскаде ММУ ставят две лампы подходящей мощности по двухтактной схеме.

Схема выходного каскада ММУ приведена на рис. 5.16. Она содержит две лампы VL1 и VL2, модуляционный трансформатор МТ, разделительные конденсаторы C1 и C2, два модуляционных дросселя $L_{мз}$ и $L_{ма}$, блокировочные высокочастотные элементы L_a и L_b и конденсаторы фильтра верхних частот $C_{п1}'$, $C_{п2}''$.

На управляющие сетки ламп подается напряжение возбуждения звуковой частоты U_c . Угол отсечки анодного тока устанавливают равным $\theta = 90^\circ$. Со вторичной обмотки напряжение амплитудой U_Ω подается в

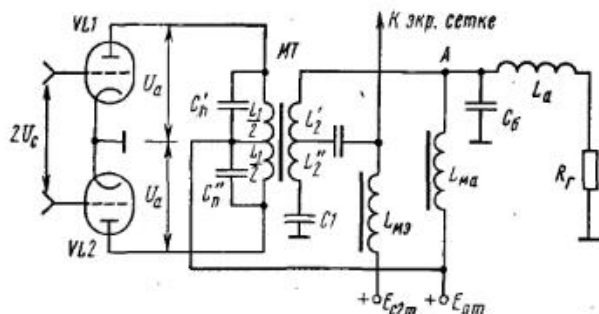


Рис. 5.16

анодную цепь лампы ОК. Часть (или иногда полностью) этого напряжения через C_2 подается либо в анодную цепь лампы ПОК, либо в цепь экранирующей сетки тетрода в ОК.

От источников питания с напряжениями $E_{ат}$, $E_{с2т}$ (или $E_{ат.пк}$) через модуляционные дроссели $L_{мэ}$ и $L_{ма}$ текут постоянные составляющие анодных токов ОК и ПОК или анодного тока ОК и тока экранирующей сетки, если в ОК установлен тетрод.

Резистор R_r представляет собой сопротивление постоянному току анодной цепи ОК.

В § 5.5 приводятся формулы для расчета мощности, потребляемой от ММУ анодной цепью ОК:

$$P_{1ма} = P_{от} m^2 / 2 = E_{ат}^2 m^2 / (2R_r),$$

потребляемой цепью экранирующей сетки:

$$P_{1мэ} = P_{с2т} m_{с2}^2 / 2 = E_{с2т}^2 m_{с2}^2 / (2R_{гэ})$$

и потребляемой анодной цепью ПК:

$$P_{1м.пк} = P_{от.пк} m_{пк}^2 / 2.$$

Общая потребляемая от ММУ мощность

$$P_{1м} = P_{1ма} + P_{1м.пк} = P_{от} m^2 / 2 + P_{от.пк} m_{пк}^2 / 2,$$

если в ОК установлены триоды и

$$P_{1м} = P_{1ма} + P_{1мэ} = P_{от} m^2 / 2 + P_{с2т} m_{с2}^2 / 2,$$

если в ОК установлены тетроды.

Максимальная мощность первой гармоники звуковой частоты, отбираемая от выходного каскада (ВК) ММУ,

$$P_{1\max зч} = P_{1м} / \eta_{м.т},$$

где $\eta_{м.т}$ — КПД модуляционного трансформатора. Его значение находится в пределах $\eta_{м.т} = 0,95 \dots 0,97$. Меньшее значение относится к сравнительно маломощным передатчикам с $P_{1т} < 10$ кВт, большее — к передатчикам с $P_{1т} > 10$ кВт.

Номинальную мощность ламп ВК можно определить из следующих соображений. Мощности $P_{1мэ}$ и $P_{1м.пк}$ обычно составляют около 5...10 % от мощности $P_{1ма}$, поэтому общую потребляемую мощность от ММУ можно принять равной

$$P_{1\max зч} = 1,1 P_{от} m^2 / (2\eta_{м.т}) = 1,1 P_{1т} m^2 / (\eta_{м.т} \eta_{а\max}),$$

где $\eta_{а\max}$ — КПД анодной цепи лампы ОК.

При проектировании ММУ обычно исходят из следующих условий: ВК должен отдавать максимальную мощность $P_{1\max}$ при глубине модуляции $m = 1$, при этом лампы должны работать в недонапряженном режиме с коэффициентом использования анодного напряжения $\xi_m \leq 0,7$ во избежание заметных искажений вершин импульсов анодного тока. Максимальная амплитуда импульсов $I_{ам}$ не должна превышать 60 % от допустимого тока эмиссии ($I_{ам} \leq 0,6 I_s$). При этих условиях лампа может отдать примерно 60 % от номинальной мощности.

Следовательно, суммарная номинальная мощность ламп ВК должна быть не менее

$$P_{м.н} \geq \frac{P_{1\max}}{0,6} = \frac{1,1 P_{1т}}{2\eta_{м.т} \eta_{а\max} 0,6} \approx 1,3 P_{1т},$$

т.е. при выборе типа ламп ОК по мощности $P_{1т}$ можно сразу же определить и тип ламп ВК.

Сравнивая условия выбора номинальной мощности ламп для ОК передатчика $P_{ном} \approx 2 P_{1т}$ и для ВК ММУ $P_{м.ном} \approx 1,3 P_{1т}$, можно заключить, что если в ОК установлены две или три лампы, то в ВК следует установить две лампы того же типа, если же в ОК установлена одна лампа, то в ВК следует установить две лампы с суммарной мощностью $P_{м.ном} \approx 1,3 P_{1т}$.

Напряжение анодного питания ламп ВК обычно осуществляется от общего с ОК мощного выпрямителя с напряжением $E_{ат}$. Для питания экранирующей сетки лампы ОК предусматривается отдельный выпрямитель с напряжением $E_{с2т}$.

Расчет параметров режима ВК при $m = 1$. Исходными данными для расчета являются отдаваемая мощность $P_{1\max}$ (мощность одного плеча $P'_{1\max зч} = P_{1\max} / 2$), напряжение анодного питания $E_{ат}$, угол отсечки $\theta = 90^\circ$ и параметры лампы S , D , $E_{с0}$, R_i , E'_c .

1. Амплитуда напряжения звуковой частоты на аноде ламп одного плеча или на половине первичной обмотки МТ

$$U'_{ам} = \xi_m E_{ат}.$$

2. Амплитуда первой гармоники анодного тока

$$I'_{a1M} = 2P'_{1 \max} / U'_{aM}$$

3. Постоянная составляющая анодного тока одного плеча

$$I'_{a0M} = I'_{a1T} \alpha_0(\theta) / \alpha_1(\theta) = I'_{a1M} / 1,57$$

4. Амплитуда импульса анодного тока

$$I'_{aMM} = 2I'_{a1M}$$

5. Коэффициент трансформации МТ

$$n = E_{aT} / 2U'_{aM} = 1/2 \xi_M \sqrt{\eta_{MT}} = W_2 / W_1$$

Здесь η_{MT} — КПД МТ; W_2 и W_1 — полное число витков вторичной и первичной обмоток.

6. Амплитуда напряжения возбуждения

$$U_{cM} = DU'_{aM} + I'_{aMM} / S$$

7. При определении напряжения смещения следует учитывать, что генераторные триоды — лампы с правыми характеристиками и при напряжении

$$E_{cM} = E'_c = E_{c0} - DE_{aT}$$

может оказаться, что в отсутствие модуляции, когда через лампу течет ток покоя I'_n , на аноде может рассеиваться чрезмерная мощность $P_{ан.м} = I'_n E_{aT} > P_{ан.доп}$. В этом случае принимают $I'_n \approx (0,1 \dots 0,15) I'_{a0M}$ и для этого тока и напряжения на аноде E_{aT} по реальным статическим характеристикам определяют E_{cM} . Конечно, в этом случае $\theta < 90^\circ$, появятся нелинейные искажения из-за "ступеньки" в динамической характеристике, которые могут быть компенсированы с помощью ООС, которая всегда вводится в ММУ.

8. Мощность, потребляемая ВК от источника питания (оба плеча),

$$P_{OM} = 2I'_{a0M} E_{aT}$$

9. Коэффициент полезного действия анодных цепей ламп и всего ВК при $m = 1$:

$$\eta_{aM} = P_1 \max / P_{OM} = 1,57 \xi_M / 2 \approx 0,54; \quad \eta_{BK} = \eta_{aM} \eta_{MT} \approx 0,52$$

10. Мощность, рассеиваемая на анодах одного плеча,

$$P'_{ан} = (P_{OM} - P_1 \max) / 2$$

При уменьшении m уменьшаются ξ_M , P_1 и P_{OM} , причем если P_{OM} уменьшается по линейному закону, то P_1 уменьшается быстрее, по квадратичному закону и $P_{ан}$ при значении $m < 1$ может оказаться больше, чем при $m = 1$, примерно в 1,5 раза. Поэтому при проверке допустимости рассеиваемой мощности нужно делать следующую проверку:

$$1,5P'_{ан} \leq P_{ан.доп}$$

11. Эквивалентное сопротивление переменному току в анодной цепи

$$R'_a = U'_{aM} / I'_{a1M}$$

12. По статическим характеристикам для напряжений $e_{a.ост} = E_{aT} - U'_{aM}$ и $e_{c \max} = E_{cM} + U_{cM}$ определяется амплитуда импульса сеточного тока I_{cM} . Если в ВК установлены тетроды, то также определяется и амплитуда импульса тока экранирующей сетки I_{c2M} .

13. Для цепи управляющей сетки определяются угол отсечки тока сетки θ_c , амплитуда первой гармоники сеточного тока и входное сопротивление $R_{c \min}$:

$$\cos \theta_c = \frac{|E_{cM}|}{U_{cM}}; \quad I_{c1M} = I_{cM} \alpha_1(\theta_c) R_{c1} \quad (R_{c1} \approx 0,7); \quad R_{c \min} = \frac{U'_{cM}}{I_{c1M}}$$

14. Для цепи экранирующей сетки ($\theta = 90^\circ$) определяют постоянную составляющую тока и мощность, рассеиваемую на экранирующей сетке:

$$I_{c20M} = I_{c2M} \alpha_0(90^\circ) \cdot 0,55; \quad P_{c20} = E_{c2T} I_{c20M} < P_{20 \text{ доп}}$$

Нелинейные искажения в ВК с МТ. Анализ нелинейных искажений в усилителе по схеме рис. 5.16, результаты которого изложены в [1.1, с. 308–310], показал, что причиной этого явления стал переходный процесс в модуляционном трансформаторе вследствие того, что анодный ток, имеющий импульсный характер, течет в цепи, в которой последовательно включены индуктивности рассеяния $L_{sp} = L_{s1} + L_{s2}/n^2$ и активное сопротивление $R_a = R_i + r_1 + r'_2 + R_r$ (см. рис. 5.17). При взаимодействии в МТ двух плеч усилителя синусоидальный сигнал, поданный на вход усилителя, приобретает форму, изображенную на рис. 5.18. Ступенька, возникающая в начале каждого полупериода, имеет постоянную длительность и поэтому почти незаметна на низких частотах; на высоких частотах длительность ступеньки оказывается соизмеримой с длительностью полупериода, и коэффициент нелинейных (гармонических) искажений КГИ становится высоким.

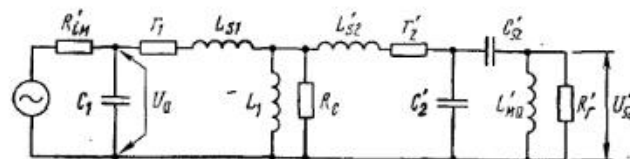


Рис. 5.17

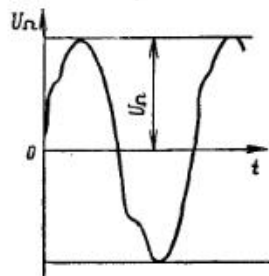


Рис. 5.18

Для определения КГИ можно использовать следующую формулу [5.21]:

$$\text{КГИ} [\%] = 35 \Omega_B L_{sp} / (R_{iM} + R_T'')$$

Здесь $\Omega_B = 2\pi F_B$; R_{iM} — внутреннее сопротивление ламп одного плеча; $R_T'' = R/4n^2$ — сопротивление нагрузки, приведенное к одному плечу.

Из этого соотношения следует, что если допустить КГИ = 1...2 %, то необходимо выполнить условие

$$(R_{iM} + R_T'') / (2\pi F_B L_{sp}) > 35 \dots 18.$$

Для выполнения этого условия требуется изготовить МТ с весьма малыми L_{s1} и L_{s2} . На практике достигнуто значение $\tau = L_{sp}/L_1 \approx (0,1 \dots 0,2) \%$.

Частотные искажения в ВК с МТ. Все предварительные каскады ММУ можно выполнить достаточно широкополосными, чтобы их частотными искажениями можно было пренебречь. И даже в предоконечном каскаде, выполненном в виде катодного повторителя или трансформаторного усилителя (если в этом каскаде и в ВК используются тетроды), не сложно получить незначительные частотные искажения.

Элементы мощного ВК значительно труднее выполнить оптимальными по отношению к частотным искажениям, поскольку параметры МТ и других элементов обусловлены большими действующими токами и напряжениями.

Анализ частотных искажений удобно проводить по эквивалентной схеме каскада (рис. 5.17). Эквивалентная схема одного плеча включает внутреннее сопротивление ламп, установленных в плече, $R_{iM}' = R_{iM}/\alpha_1(90^\circ)$, емкости $C_1 = C_n$, все элементы эквивалентной схемы МТ: индуктивности рассеяния первичной L_{s1} и вторичной L_{s2}' обмоток, индуктивность первичной обмотки L_1 , сопротивления потерь в сердечнике R_c , в первичной обмотке r_1 , во вторичной обмотке r_2 , емкость выходной части схемы C_2' , емкость разделительного конденсатора C_Ω' , индуктивность модуляционного дросселя L_M' и сопротивление анодной цепи ламп ОК R_T' . Здесь штрихи означают, что величина элемента приведена к первичной обмотке по следующему правилу:

$$L_{s2}' = L_{s2}/n^2; \quad r_2' = r_2/n^2; \quad R_T' = R_T/n^2; \quad C_2' = C_2 n^2;$$

$$C_\Omega' = C_\Omega/n^2; \quad L_M' = L_M n^2; \quad U_\Omega' = U_\Omega n^2.$$

Наличие в эквивалентной схеме реактивных элементов приводит к тому, что сквозная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)

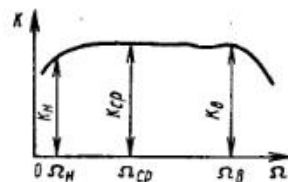


Рис. 5.19

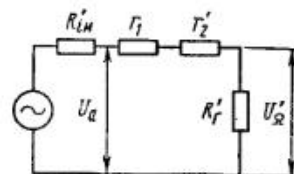


Рис. 5.20

(рис. 5.19) остается равномерной только в области средних частот $\Omega_{cp} = 2\pi F_{cp} = 2\pi\sqrt{F_n F_B}$.

В области нижних модулирующих частот из-за малого сопротивления $\Omega_n L_1$ и значительного сопротивления емкости $X_{C_\Omega} = 1/(\Omega_n C_\Omega')$, а в области верхних модулирующих частот из-за параллельных емкостей C_1 и C_2 и последовательных индуктивностей L_{s1} и L_{s2} АЧХ имеет значительные искажения (завалы).

На средних частотах $F_{cp} \approx 500 \dots 1000$ Гц влиянием реактивных элементов можно пренебречь, поскольку параллельные C_1, L_1, C_2', L_M' имеют сопротивления значительно больше R_T , а у последовательных $L_{s1}, L_{s2}', C_\Omega'$, наоборот, сопротивления заметно меньше R_T' . Поэтому схема на рис. 5.17 для средних частот может быть представлена в виде схемы на рис. 5.20. Сопротивление потерь R_c для МТ с сердечником из хорошей трансформаторной стали велико и может не учитываться. Из полученной схемы легко определяется КПД МТ:

$$\eta_{М.Т} = R_T' / (r_1 + r_2' + R_T').$$

Для области нижних частот эквивалентная схема изображена на рис. 5.21. Здесь АЧХ определяется элементами L_1, C_Ω', L_M' и R_T' , причем при определенных частотах в цепи C_Ω', L_M' может иметь место последовательный резонанс. Если этот контур слабо демпфируется резистором R_T' , то АЧХ приобретает резкий выброс на частоте $F_n' = 1/(2\pi\sqrt{L_M' C_\Omega'})$.

В целях получения равномерной АЧХ в области нижних модулирующих частот выбирают $F_n' < F_n$, где F_n — нижняя частота полосы модулирующего сигнала (например, при $F_n = 50$ Гц F_n' берут 20 Гц), а также принимают

$$\sqrt{L_M' / C_\Omega'} / R_T' \approx 1 \text{ и } L_M' = L_1.$$

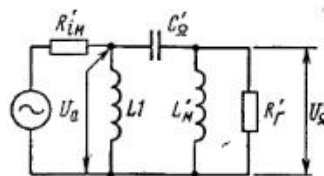


Рис. 5.21

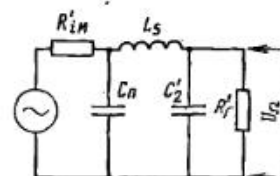


Рис. 5.22

Из этих соотношений получаются расчетные формулы для L_1 и C'_Ω :

$$L_1 = L'_M = L_M/n^2 = R_T/(\pi F'_n n^2); \quad C'_\Omega = 1/(2\pi F'_n R_T).$$

Коэффициент частотных искажений при этих условиях будет не хуже $M_H \approx 1,2 \dots 1,6$ дБ.

Для области высоких частот модулирующего сигнала эквивалентная схема представлена на рис. 5.22. В этой области АЧХ определяют C_{Π} , $L_{\Sigma\Pi}$, C'_2 и R'_T , причем емкость $C'_2 = (C_B + C'_{L2} + C_{LM})n^2$ составляется из емкости блокировочного конденсатора C_B в анодной цепи ОК (см. рис. 5.16), распределенных емкостей вторичной обмотки МТ и модуляционного дросселя. Что касается емкости C_{Π} , то она составляется из выходной емкости ламп $C_{\text{вк}}$ одного плеча, распределенной емкости половины первичной обмотки и специально добавляемого конденсатора $C_{\text{по}}$. Этот конденсатор предложил включать С.В. Персон для того, чтобы элементы схемы на рис. 5.16 составили П-образный фильтр с равномерной АЧХ в полосе $F_{\text{ср}} \dots F_B$.

Элементы этого фильтра рассчитываются по следующим формулам:

$$\Omega'_B = \Omega_B/p; \quad L_{\Sigma\Pi} = aR'_T/\Omega'_B; \quad C_1 = 1/(a\Omega'_B R'_T); \quad C'_2 = C_1/b.$$

Коэффициентам a , b ; p целесообразно задать следующие значения: $a = 0,9$; $b = 2,3$; $p = 1,2 \dots 1,5$. При этом для реализации фильтра Персона приходится несколько увеличивать значения C_{Π} и C'_2 за счет включения дополнительных конденсаторов $C_{\text{по}}$ и C'_{20} .

Цепь экранирующей сетки ОК; анодная цепь ПК. Выше было отмечено, что при "тройной" модуляции в ПК также реализуется амплитудная модуляция, синфазная с модуляцией в ОК. Для этой цели выходная часть ВК выполняется по схеме рис. 5.23, а. Если в ПК работает лампа с напряжением ниже, чем $E_{\text{ат}}$ ($E_{\text{а.ПК}} < E_{\text{ат}}$), то соответствующее напряжение питания $E_{\text{в.ПК}}$ следует подать к нижнему выходу дросселя L_{M3} , отсоединив его от дросселя L_{M2} . В этом случае на аноде ПК будет напряжение $e_{\text{а.ПК}} = E_{\text{а.ПК}} + U_{\Omega_{\text{ПК}}} \cos \Omega t$. Место вывода от вторичной обмотки МТ определяет величину $U_{\Omega_{\text{ПК}}}$.

При использовании в ОК тетродов схема выходной части ВК должна соответствовать рис. 5.23, б. Питание цепей анода и экранирующей сетки

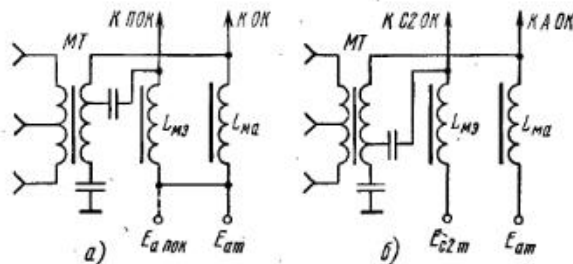


Рис. 5.23

производится от разных выпрямителей. Расчет параметров режима ПК производится аналогично расчету ОК.

В расчетах линейности МХ и АЧХ ВК цепь C_2 , L_{M3} может не приниматься во внимание, так как $R_{T,ПК}$ по крайней мере на порядок больше R_T в ОК, а мощности, потребляемые от ВК анодной цепью ПК или цепью экранирующей сетки лампы в ОК, на порядок меньше P_{1M} .

Расчет параметров предоконечного каскада ММУ. При использовании триодов в ВК его входная цепь несколько усложняется для понижения уровня нелинейных искажений.

Мощные правые триоды даже в недонапряженном режиме работают с большими токами управляющей сетки, нелинейно зависимыми от напряжения возбуждения. Это обстоятельство приводит к нелинейности нагрузки предоконечного каскада и, следовательно, к сильным нелинейным искажениям (НИ). Для их снижения предоконечный каскад выполняется в виде катодного повторителя (эквивалент генератора напряжения), рис. 5.24. Выходное сопротивление $R_{\text{вых}} = 1/S$ катодного повторителя на лампах VL1 и VL2 с высокой крутизной S характеристики анодного тока получается малым (например, при $S = 100$ мА/В $R_{\text{вых}} = 10$ Ом).

При проектировании этого каскада следует стремиться получить $R_{\text{вых}}$ значительно меньше (в 10...20 раз) минимального значения входного сопротивления ламп VL3 и VL4 в ВК:

$$R_{\text{вых min}} = U_{c \text{ max}} / I_{c1 \text{ max}}$$

Лампы VL1 и VL2 (чаще тетроды) с левыми характеристиками работают без сеточных токов. Однако режим их должен быть таким, чтобы амплитуды импульсов анодного тока $I_{\text{а max}}$ были бы в 2...5 раз больше импульсов $i_{c \text{ max}}$ токов управляющих сеток ламп VL3 и VL4 в ВК.

В качестве нагрузки ламп VL1 и VL2 (рис. 5.24) используются дроссели L_{K1} и L_{K2} . Индуктивность этих дросселей выбирается из условия

$$\Omega_H L_{K1} = \Omega_H L_{K2} = (5 \dots 10) R_{\text{вх min}}$$

Предварительные усилители ММУ проектируются и рассчитываются по методикам проектирования и расчета усилителей звуковой частоты. К ним предъявляются два главных требования: малые нелинейные искажения КГИ 0,01 % и малые искажения АЧХ: M_H и M_B меньше 0,1 дБ.

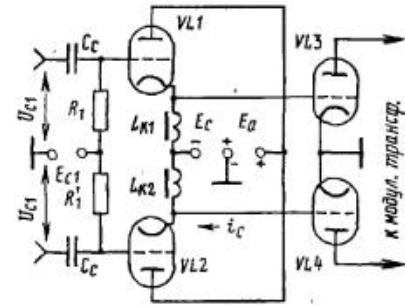


Рис. 5.24

5.6.2. ММУ с двухтактным усилителем класса D

Одна из первых попыток заменить ММУ класса В на ММУ класса D была выполнена простой заменой двухтактного усилителя класса В двухтактным усилителем класса D [5.10]. Этот двухтактный усилитель служит для усиления модулирующего сигнала $U_{\Omega}(t)$, а для подачи постоянной составляющей $I_{a.от}$ к ОК служит отдельный источник питания с напряжением $E_{ат}$ и модуляционный дроссель L_{d4} (рис. 5.25). В точке А складываются постоянная и переменная составляющие модулирующего сигнала, и к лампе ОК (вместо нее на схеме показано R_T) подводится напряжение

$$E_a(t) = E_{ат} + U_{\Omega} \cos \Omega t.$$

Двухтактный усилитель класса D имеет следующее достоинство: отсутствие тяжелого, громоздкого и дорогостоящего модуляционного трансформатора и значительно увеличенный КПД усилителя, поскольку лампы мощного каскада работают в ключевом режиме, а постоянная составляющая анодного тока $I_{a.от}$ ОК проходит через дроссель с малым сопротивлением обмотки r_{d0} . Недостатком этого ММУ является необходимость иметь кроме выпрямителя с напряжением $E_{ат}$ также выпрямитель с удвоенным напряжением:

$$E_{п} \approx (2,1 \dots 2,2) E_{ат}.$$

На рис. 5.25 приведена упрощенная принципиальная схема такого усилителя. Модулирующее напряжение U_{Ω} подается к широтно-импульсному модулятору и последующему импульсному усилителю (на схеме изображен единый преобразователь аналоговых сигналов в импульсные) и далее к лампе VL2. Управление второй лампой VL1 производится напряжением, падающим на сопротивлении R1 от анодного тока лампы VL2.

Для того чтобы получить значительные токи и легкое управление без заметных потерь, необходимо использовать в качестве VL1 и VL2

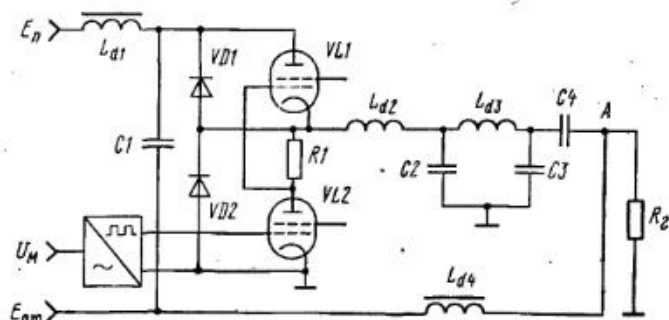


Рис. 5.25

лампы с левыми характеристиками, большим начальным током (i_a при $e_c = 0$) и высокой крутизной характеристики анодного тока S .

Работает усилитель следующим образом. В установившемся режиме при $U_{\Omega} = 0$ напряжение на конденсаторах C2 и C3 устанавливается равным $E_{п}/2$, поскольку лампы VL1 и VL2 попеременно открываются на время половины тактового интервала $\tau_T/2$. С целью предотвращения перерывов тока в катушке L_{d2} в моменты переключения ламп, например лампа VL2 закрылась, а лампа VL1 еще не открылась из-за большой входной емкости $C_{сх}$, в схему параллельно с лампами VL1, VL2 включены рекуперационные VD1 и VD2.

В моменты, когда на вход U_{Ω} приходит положительная волна напряжения, лампа VL2 большую часть тактового интервала закрыта, лампа VL1 открыта и через нее проходит ток I_m , заряжающий индуктивность L_{d2} . В момент открытия лампы VL2 и закрытия лампы VL1 ток через катушку L_{d2} не прекратится, поскольку индуктивность продолжает поддерживать ток, который теперь будет течь через диод VD2 и постепенно уменьшаться.

При отрицательной волне модулирующего напряжения ток проходит через лампу VL2 и катушку L_{d2} , а после закрытия лампы продолжает течь через L_{d2} и VD1.

Что касается остальных элементов схемы усилителя, то они выбираются и рассчитываются, как обычно, для элементов фильтрации и развязки. Дроссель НЧ L_{d1} и конденсатор C1 служат для фильтрации питающего напряжения $E_{п}$ и могут рассматриваться как часть выпрямителя. Индуктивность L_{d3} и конденсаторы C2 и C3 — дополнительное звено фильтра для подавления тактовой частоты. Конденсатор C4 — разделительный; его емкость выбирается из условия $C_4 \geq 10/\Omega_{п} R_T$, где $\Omega_{п}$ — нижняя частота модулирующего сигнала.

Расчет усилителя можно выполнять в следующем порядке, изложенном в [5.27].

Предполагая, что расчет параметров режима ОК выполнен и известны $P_{1ат}$; $P_{1т}$; $P_{1макс}$; $P_{0макс}$; $P_{от}$; $E_{ат}$; $E_{амакс}$; $I_{a0макс}$; $I_{a.от}$; R_T , определяем

$$E_{п} = 1,1 E_{амакс} = 2,2 E_{ат}.$$

Максимальная амплитуда тока через VL1 и VL2

$$I_{амм} = E_{п}/(2R_T).$$

По $E_{п}$, $I_{амм}$ и $P_{1м} = m^2 P_{от}/2$ выбираются подходящие лампы. Следует иметь при этом в виду, что $P_{1м}$ можно рассчитать при $m = 0,7$, поскольку при радиовещании средняя глубина модуляции обычно равна 0,35...0,45. Для ориентации отметим, что в фирменном передатчике с $P_{1ат} = 600$ кВт в качестве VL1 и VL2 применены лампы мощностью 125 кВт.

Диоды VD1 и VD2 выбираются по следующим параметрам: обратное напряжение $E_{обр} \geq E_{п}$;

максимальный импульсный ток $I_{D \max} = I_{\text{амм}}$;
 прямое сопротивление открытого диода R_D (желательно возможно меньше);
 средний ток, протекающий через лампы и диоды:

$$I_{VL_{cp}} = 0,5 E_n (0,5m/\pi \pm 0,125m^2) R_n;$$

$$I_{VD_{cp}} = \pm 0,5 E_n (0,5m/\pi \pm 0,125m^2) R_n.$$

Верхние знаки относятся к VL1 и VD1, нижние — к VL2 и VD1;
 максимальное значение среднего тока через диоды:
 $I_{cp \max} = 0,05 I_{VD \max}$. При $m = 0,687$. В [5.27] также приведены графики средних значений тока $I_n(m)$, $I_{VL}(m)$ и $I_{VD}(m)$;
 определяют сопротивление ламп в открытом состоянии:

$$R_{Tp} = 1/S_{Tp} \text{ (для триода); } R_{Tp} \approx 0,8 E_{c2}/I_{\text{амм}} \text{ (для тетрода);}$$

средняя полезная выходная мощность колебаний НЧ за период модуляции:

$$\overline{P_n(m)} = 0,25 E_n^2 m^2 / (2R_r);$$

коэффициент полезного действия усилителя

$$\eta_{MMY} = \frac{\overline{P_n(m)}}{\overline{P_n(m)} + \overline{P_{ct}(m)} + \overline{P_{фнч}(m)} + \overline{P_{фр}(m)} + P_{ca} + P_{Ld4}}.$$

Здесь средняя мощность потерь на активных сопротивлениях ламп и диодов R_{Tp} и R_D (за период модуляции):

$$\overline{P_{ct}(m)} = (0,5 E_n / R_r)^2 [2R_{Tp}(m^2/8 + m^3/3\pi) + 2R_D(m^2/8 - m^3/3\pi)].$$

Средняя мощность потерь на омическом сопротивлении ФНЧ (C_2 , L_{d3} , C_3):

$$\overline{P_{фнч}(m)} = (0,5 E_n / R_r)^2 m^2 R_{Ld3} / 2.$$

Средняя мощность потерь в лампах из-за не мгновенного переключения

$$\overline{P_{фр}(m)} = (0,5 E_n / R_r)^2 m^2 R_r \tau_{вкл \max} / 3,$$

где $\tau_{вкл \max} = 1,8 R_{BВВ} C_{BВ\Sigma}$; $R_{BВВ}$ — выходное сопротивление блока возбуждения; $C_{BВ\Sigma}$ — суммарная паразитная емкость, приведенная к сетке.

Средняя мощность потерь из-за наличия выходных емкостей ламп и диодов

$$P_{ca} = (0,5 E_n / R_r)^2 2R_r / (\pi X_a); \quad X_a = 1/(2\pi f_T C_a),$$

где C_a — суммарная выходная емкость ламп и диодов.

Мощность потерь на омическом сопротивлении R_D модуляционного дросселя L_{d4}

$$P_{md} = R_{md} I_{a0}^2.$$

Расчет элементов ММУ:

1. Дроссель фильтра L_{d1} выбирается при расчете выпрямителя и имеет индуктивность обычно несколько генри.

2. Конденсатор C_1 выбирают из условия $X_{c1} < X_{Ld1}$.

3. Фильтр L_{d2} , L_{d3} , C_2 , C_3 ... может быть различной сложности, смотря по требуемому подавлению тактовой частоты на выходе ММУ. Если выбрать фильтр в виде полувзвена $L_{d2}C_2$ по Баттерворту, то

$$L_{d2} = 1,4 R_r / \Omega_B; \quad C_2 = 0,7 / (R_r \Omega_B),$$

где $\Omega_B = 2\pi F_B$ — высшая модулирующая частота.

4. Разделительный конденсатор C_4 выбирают из условия

$$1/(\Omega_B C_4) \leq R_r / 10.$$

5. Сопротивление R_1 выбирают так, чтобы падение напряжения на нем $I_{VL1} R_1 \geq |E_{c.отс}|$, где $E_{c.отс}$ — напряжение отсечки анодного тока ламп VL1 и VL2.

Выбор тактовой частоты f_T делают из известных соображений:
 $f_T = (5 \dots 7) F_B$.

Диоды VD1 и VD2 пропускают очень небольшой средний ток ($I_{Dcp} < I_{D \max} / 10$). Поэтому целесообразно их выполнить в виде цепочек твердотельных диодов практически без специального охлаждения.

5.6.3. Мощное модуляционное устройство с усилителем класса D по параллельной схеме

При разработке ММУ параллельного типа стремились избавиться от недостатков предыдущего ММУ, а именно от необходимости источника питания с удвоенным напряжением (около $2E_{Bат}$). Также было желательно выполнить формирование модулирующего сигнала в одном устройстве с высоким КПД [5.11–5.15]. В связи с этим в качестве оконечного каскада такого ММУ был выбран одноконтурный преобразователь постоянного напряжения с параллельным включением коммутируемого элемента (рис. 5.26). Здесь $L_{др}$ — дроссель с большой индуктивностью (несколько генри), VL — лампа, работающая в ключевом режиме, VD — диод с малым сопротивлением в открытом состоянии, $C_{ф}$ — конденсатор фильтра, R_r — сопротивление нагрузки — анодная цепь оконечного каскада.

Коэффициент передачи по напряжению (или статическая модуляционная характеристика) устройства по этой схеме $K_B = E_n / E_{п}$ является нелинейной функцией от продолжительности управляющих импульсов и скважности: $E_n = E_{п} / \gamma_n$, где $\gamma_n = \tau_n / \tau_T = \hat{\tau}$, где τ_n — длительность текущих импульсов; τ_T — длительность тактового интервала

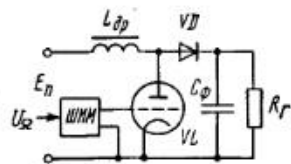


Рис. 5.26

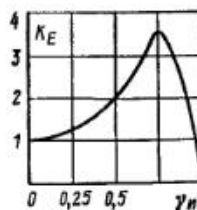


Рис. 5.27

($\tau_T = 1/f_T$); f_T — тактовая частота; $\gamma_n = \hat{\tau}_n$ — нормированная длительность импульсов.

График для K_E приведен на рис. 5.27. Если сопротивление потерь $L_{др}$, V_L и V_D нулевые, а R_n очень мало, то график K_E при $\gamma_n \rightarrow 1$ стремится к бесконечности. При наличии потерь в указанных элементах и реальных значениях $R_n = R_r$ величина K_E достигает максимума при $\gamma_n \approx 0,75$ и затем падает до нуля.

В устройстве рис. 5.26 при $\gamma_n = 0$; $\tau_n = 0$ лампа V_L закрыта и в цепи E_n , $L_{др}$, V_D и R_r течет постоянный ток, равный $I_0 = E_n/R_n$. Если теперь к сетке лампы подать импульсы, отпирающие лампу на время τ_n , то во время прохождения импульса сопротивление лампы $R_{VL} \approx 0$, напряжение на аноде лампы $U_a = 0$, дроссель $L_{др}$ оказывается замкнутым на источник питания, ток в дросселе увеличивается и дроссель накапливает энергию. В момент прекращения действия импульса лампа закрывается, и на ее аноде возникает напряжение $E_n + E_{др}$ ($E_{др} = -L_{др} di/dt$). Это напряжение, после того как оно превысит напряжение на C_Φ , открывает V_D на время $\tau_T - \tau_n$, и напряжение на C_Φ и R_n повышается. По мере увеличения γ_n увеличивается запас энергии в $L_{др}$ и увеличивается E_n .

Несколько сложнее объяснение работы устройства в динамическом режиме, когда на управляющую сетку V_L подается модулированная последовательность импульсов:

$$\tau_n(t, U_\Omega) = \tau_{н0}(U_\Omega) - \tau_{нм}(U_\Omega) \cos \Omega t. \quad (5.1)$$

Здесь $\tau_n(t, U_\Omega)$ — текущая последовательность импульсов от широтно-импульсного модулятора ШИМ, зависящая от времени t и амплитуды модулирующего сигнала U_Ω , который был подан на вход ШИМ; $\tau_{н0}(U_\Omega)$ — длительность импульса в режиме несущей (молчания); $\tau_{нм}(U_\Omega)$ — амплитуда изменения длительности импульсов при модуляции; $\Omega = 2\pi F$ — модулирующая частота.

Отметим, что индуктивность дросселя $L_{др}$ выбирается из условия $\Omega_n L_{др} = (1 \dots 3) R_n$ и, следовательно, через дроссель в течение периода самой низкой модулирующей частоты ($T_n = 2\pi/\Omega_n$) течет практически неизменный ток I_0 . Изменение тока I_0 может происходить лишь при изменении амплитуды U_Ω модулирующего сигнала. Пульсации напряжения с тактовой частотой f_T в сопротивлении нагрузки R_n можно не

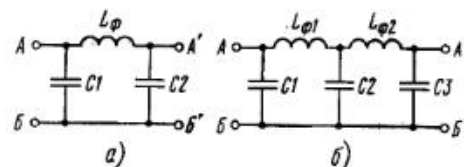


Рис. 5.28

учитывать, поскольку они сглаживаются конденсатором C_Φ , а при необходимости дополнительным фильтром (см. схемы на рис. 5.28).

Напряжение на нагрузке R_n определяется средним значением тока, протекающего через V_D :

$$e_n = R_n i_{VD} = R_n I_0 (\tau_T - \tau_n) / \tau_T = R_n I_0 (1 - \hat{\tau}_n). \quad (5.2)$$

Подставив (5.1) в (5.2), найдем e_n в виде функции времени:

$$e_n = R_n I_0 [1 - \hat{\tau}_{н0}(U_\Omega)] = R_n I_0 \hat{\tau}_{нм}(U_\Omega) \cos \Omega t.$$

Первое слагаемое в правой части соответствует величине несущей при ААМ, второе — мгновенному значению колебания звуковой частоты.

Из этого уравнения после усреднения его за период звуковой частоты найдем среднее значение постоянного напряжения на нагрузке R_n :

$$E_{н.ср}(U_\Omega) = R_n I_0 [1 - \tau_{н0}(U_\Omega)]$$

и коэффициент модуляции напряжения на нагрузке, а значит, и коэффициент модуляции в ОК:

$$m(U_\Omega) = \hat{\tau}_{нм}(U_\Omega) / [1 - \tau_{н0}(U_\Omega)].$$

В формулах для $E_{н.ср}$ и $m(U_\Omega)$ все входящие в них переменные зависят от амплитуды U_Ω , если модуляционная характеристика ШИМ линейна, т.е. $\tau_{нм}(U_\Omega) = K_{шим} U_\Omega$; $K_{шим} = \text{const}$. Это означает, что при изменении U_Ω будет изменяться $E_{н.ср}$ (из-за изменения $\hat{\tau}_{н0}(U_\Omega)$), а модуляция будет идти с искажениями, поскольку динамическая модуляционная характеристика в этом случае оказывается нелинейной:

$$m = 0,666 \hat{U}_\Omega + 0,148 \hat{U}_\Omega^3 + 0,0066 \hat{U}_\Omega^5,$$

где $\hat{U}_\Omega = U_\Omega / U_{\Omega \max}$.

Можно найти точный закон изменения модуляционной характеристики ШИМ, при котором $E_{н.ср}$ будет постоянно, а $m = U_\Omega$. Однако практически в этом нет необходимости. Достаточно это сделать приближенно, путем усложнения входной схемы (рис. 5.29). Приняв

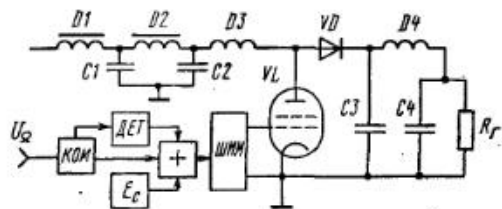


Рис. 5.29

$\tau_{н0}(\hat{U}_\Omega = 0) = 0,25$ и применив дополнительный линейный детектор ДЕТ во входной цепи ШИМ, можно получить следующие соотношения:

$$\hat{\tau}_{н0}(\hat{U}_\Omega) = 0,25(1 + \hat{U}_\Omega); \quad m = 2\hat{U}_\Omega / (3 - \hat{U}_\Omega);$$

$$\hat{E}_{н.ср}(\hat{U}_\Omega) = 4(3 - \hat{U}_\Omega) / (9 - 6\hat{U}_\Omega + 3\hat{U}_\Omega^2).$$

При этом оказывается, что $\hat{E}_{н.ср}(\hat{U}_\Omega = 0) = 1,33$, т.е. при проектировании можно руководствоваться соотношением $E_n = E_{ат}/1,33$.

Для реализации такого режима входная цепь коммутируемой лампы VL должна содержать компрессор КОМ для предотвращения перемодуляции, линейный детектор ДЕТ (желательно с порогом для большего снижения искажений), источник смещения E_c и сумматор СУМ. Результирующий сигнал после сумматора поступает на вход ШИМ.

Полная принципиальная схема выходного каскада ММУ приведена на рис. 5.29. На схеме изображены: модуляционный дроссель (здесь T-образный фильтр D1D2C1), заградительный фильтр для тактовой частоты D3C2, коммутируемая лампа VL, диод VD, фильтр для подавления составляющих тактовой частоты в нагрузке D4C3C4 и сопротивление нагрузки R_r .

Элементы схемы выбираются из следующих условий:

$$L_{др} = (1 \dots 3)R_r / \Omega_n.$$

Частота среза фильтра D3C2 $f_{ср} \approx \sqrt{F_n f_T}$. Коммутируемая лампа может быть того же типа, что и лампа в ОК. При небольших мощностях передатчиков (до 100...200 кВт) целесообразно применить специально разработанные лампы с магнитной фокусировкой (ГК-12, ГК-13), отличающиеся малым сопротивлением $R_{гр} = 1/S_{гр}$. Правда, при этом оказывается сложной входная цепь таких ламп. В качестве диода VD можно использовать водородные газотроны с малым $t_{восст}$ или цепочки из полупроводниковых диодов, допускающие обратное напряжение $\geq 2E_{ат}$ и максимальный ток $> 2I_{ат}$.

КПД ММУ рассчитывается так же, как и КПД предыдущего усилителя. Примеры расчетов рассмотренного усилителя приведены в [5.14, с. 178-179, 5.18, с. 108, 109]. В статьях [5.13-5.15] приведены практические схемы, режимы и результаты измерений ММУ с мощностью от 10 до 150 кВт.

АЧХ исследованных устройств соответствует существующим нормам. Для получения уровней нелинейных искажений, соответствующих ГОСТу для вещательных передатчиков, оказалось необходимо строить сложную входную цепь коммутируемой лампы, а весь мощный усилитель вместе со входной цепью охватывать очень глубокой частотно-зависимой ООС (до 26 дБ).

5.6.4. Мощные модуляционные устройства с усилителем класса D по последовательной схеме

Упрощенная схема усилителя. Многочисленные исследования в России и за рубежом показали, что наиболее пригодным мощным усилителем для ММУ является усилитель класса D, собранный по последовательной схеме. Усилитель этого типа обладает следующими достоинствами:

- а) в нем можно использовать такую же лампу, как и в ОК;
- б) один вывод нагрузочного сопротивления R_r (т.е. катод лампы ОК) соединен с корпусом;
- в) катод коммутируемой лампы VL соединен с корпусом через большую емкость, поэтому влияние емкостей накального трансформатора и источников напряжения питания для экранирующей и управляющей сеток будет малозаметно;
- г) усилитель имеет хорошую устойчивость, допустимую АЧХ и малые искажения (1...2 % или -40...-50 дБ) и поэтому уже нашел применение в нескольких типах мощных зарубежных вещательных передатчиков.

Усилитель класса D по последовательной схеме (рис. 5.30, а) содержит коммутируемую лампу VL, на управляющую сетку которой от широко-импульсного модулятора ШИМ подаются импульсные сигналы. Напряжение импульсов выбрано так, чтобы лампа работала в ключевом режиме. Анодный ток этой лампы представляет последовательность импульсов с несколько скошенной вершиной из-за влияния индуктивности дросселя L_ϕ . В момент отсечки тока, текущего через лампу VL и дроссель L_ϕ , на дросселе возникает напряжение $e_{L\phi} = -L_\phi di/dt$, открывается рекуперационный диод VD и в цепи VD, L_ϕ , R_r продолжает течь ток за счет накопленной в дросселе L_ϕ энергии. Индуктивность L_ϕ и емкость C_ϕ являются Г-образным фильтром, подавляющим колебания тактовой частоты и ее гармоник. Поэтому на нагрузке R_r выделяется напряжение, пропорциональное входному модулирующему напряжению U_M .

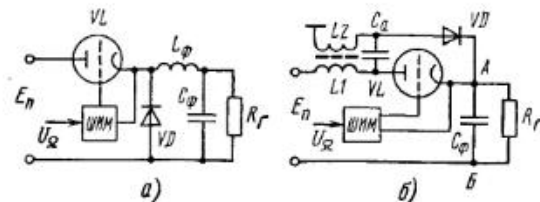


Рис. 5.30

На рис. 5.30,б приведен вариант схемы последовательного усилителя класса D, в котором дроссель L_Φ выполнен в виде двух магнитно-связанных катушек L1 и L2, перенесенных в анодную цепь лампы. Через одну катушку течет ток лампы VL, а через другую — ток диода VD. Для увеличения связи между катушками включен конденсатор C_a . Накопленная в катушке L1 энергия во время протекания тока через лампу после его отсечки через C_a и магнитную связь передается в катушку L2 и вызывает ток в цепи L2VD R_r . Таким образом, ток в R_r не прерывается. Конденсатор C_Φ , имеющий сопротивление для тактовой частоты $1/\omega_\tau C_\Phi$ много меньше, чем R_r , ослабляет в нагрузке R_r токи составляющих тактовой частоты и ее гармоник. Следует, наконец, отметить, что усилитель можно выполнить с катушками L1 и L2 магнитно не связанными. Нужно лишь увеличить их индуктивность примерно в два раза и увеличить емкость конденсатора C_a .

Методика расчета параметров режима усилителя класса D с последовательной схемой. В работах [5.11, 5.14, 5.16] подробно изложен принцип работы этих усилителей, приведены эпюры напряжений и токов. В [5.16, 5.18] приведен энергетический анализ этих усилителей, дана методика расчета параметров усилителей для квазигармонического модулирующего сигнала (радиовещание с АМ), приведен пример расчета энергетических параметров. Поэтому при проектировании ММУ по такой схеме для передатчиков с амплитудной модуляцией следует использовать методику расчета из [5.18].

В этом же разделе ниже и в [5.16] приводится методика расчета параметров режима усилителя огибающей, используемого в передатчике для радиовещания с ОМ и ослабленной несущей (НЗЕ, РЗЕ).

Построенные по последовательной схеме ММУ и мощные усилители огибающей (МУО) — это одно и то же техническое устройство, используемое в разных системах передатчиков. В методике расчета ниже учтена также возможность реализации автоматического регулирования уровней несущей (АРН), о чем более подробно будет сказано ниже.

Модулированный сигнал с ОМ ослабленной несущей на выходе передатчика записывается в виде

$$U_{ом}(t) = \gamma_{ос} K_H(m) U_H + U_{б\max} m \cos(\omega_0 + \Omega)t.$$

Здесь $U_H = U_{б\max}$ — амплитуда несущей и боковой полосы; m — коэффициент модуляции в боковой полосе; $\gamma_{ос}$ — коэффициент ослабления несущей ($\gamma_{ос} = 1,0$ при НЗЕ, $\gamma_{ос} = 0,5$ при РЗЕ); $K_H(m) \leq 1$ — коэффициент для регулирования несущей при АРН. Если АРН не предусматривается, то ниже во всех расчетах нужно положить $K_H(m) = 1$.

Нормированные огибающие модулированных колебаний при АМ и ОМ:

$$U_{м.ам} = U_\tau(1 + m \cos \Omega t)/2;$$

$$U_{м.ом} = U_{ог\max} \sqrt{\gamma_{ос}^2 K_H^2(m) + m^2 + 2\gamma_{ос} K_H(m) \cos \Omega t} / (1 + \gamma_{ос}).$$

При подаче $\hat{U}_{м.ам}$ или $\hat{U}_{м.ом}$ на ШИМ с тактовой частотой f_τ и тактовым интервалом τ_τ нормированные длительности ШИМ импульсов будут иметь вид:

$$\text{при АЗЕ } \hat{\tau}_H(t) = 0,5(1 + \cos \Omega t);$$

$$\text{при НЗЕ и РЗЕ } \hat{\tau}_H(t) = \sqrt{\gamma_{ос}^2 K_H^2(m) + m^2 + 2\gamma_{ос} K_H(m) \cos \Omega t} / (1 + \gamma_{ос}).$$

Приведенная длительность импульсов тока в рекуперационном диоде VD равна

$$\hat{\tau}_{HD}(t) = 1 - \hat{\tau}_H(t).$$

На интервале $0 \dots \tau_H(t)$, когда лампа открыта, напряжение E_H прикладывается к фильтру $L_\Phi C_\Phi$. Индуктивность L_Φ конечна, и поэтому вершины импульсов тока i_a имеют нарастающий характер, импульсы же тока i_D в момент запираания лампы (и соответственно отпираания диода) равны i_a , затем постепенно спадают из-за разряда индуктивности L_Φ . Ток нагрузки складывается из средних значений токов i_a и i_D .

Тактовую частоту обычно выбирают с условием, что $f_\tau \geq (3 \dots 7) F_{\max}$, F_{\max} — верхняя частота спектра модулирующего сигнала, или $\tau_\tau \leq T_{M\min} / (3 \dots 7)$, где $T_{M\min}$ — минимальная длительность периода модулирующего сигнала. В этом случае напряжение $U_H(\hat{\tau}_H)$ на нагрузке $R_H = R_r$, ток в нагрузке $i_H(\hat{\tau}_H)$ и мощность, выделяемую в нагрузке, можно записать следующим образом:

$$U_H(\hat{\tau}_H) = E_H \hat{\tau}_H; \quad i_H(\hat{\tau}_H) = \hat{\tau}_H E_H / R_H; \quad P_H(\hat{\tau}_H) = \hat{\tau}_H^2 E_H^2 / R_H.$$

Средние значения токов, протекающих через лампу и диод за период модуляции,

$$I_{a,ср}(m) = \overline{\hat{\tau}_H} E_H / R_H; \quad I_{D,ср}(m) = \overline{\hat{\tau}_H(1 - \hat{\tau}_H)} E_H / R_H.$$

Средняя мощность, отдаваемая в нагрузку усилителя:

$$\overline{P_H}(m) = \overline{P_H(\hat{\tau}_H)} = Q E_H^2 / R_H = Q (E_H - e_{ост})^2 / R_H,$$

где $Q = [\gamma_{ос}^2 K_H^2(m) + m^2] / (1 + \gamma_{ос})^2$.

Средние мощности потерь в лампе $\overline{P_a}$, в диоде $\overline{P_D}$ и в омическом сопротивлении фильтра $\overline{P_\Phi}$ равны:

$$\overline{P_a} = \overline{i_{a,эф}^2} R_{гр}; \quad \overline{P_D} = \overline{i_{D,эф}^2} R_D; \quad \overline{P_\Phi} = \overline{i_{\Phi,эф}^2} R_H;$$

где

$$\overline{i_{a,эф}^2}(\hat{\tau}_H) = E_H^2 \overline{\hat{\tau}_H^3} / R_H^2; \quad \overline{i_{D,эф}^2}(\hat{\tau}_H) = \overline{\hat{\tau}_H^2(1 - \hat{\tau}_H)^2} E_H^2 / R_H^2;$$

$$\overline{i_{\Phi,эф}^2}(\hat{\tau}_H) = \overline{i_{H,эф}^2}(\hat{\tau}_H) = \overline{\hat{\tau}_H^2} = E_H^2 / R_H^2.$$

Таблица 5.3

| | | |
|---|-------------------|--|
| $\bar{r}_n = \sqrt{Q S_1(\gamma_{oc})}$ | $\bar{r}_n^2 = Q$ | $\bar{r}_n^3 = Q^{3/2} S_3(\gamma_{oc})$ |
| $\bar{r}_n(1 - \bar{r}_n) = Q^{1/2} S_1(\gamma_{oc}) - Q$ | | |
| $\bar{r}_n^2(1 - \bar{r}_n) = Q - Q^{3/2} S_3(\gamma_{oc})$ | | |

Таблица 5.4

| $S(\gamma_{oc})$ | m | | | | | |
|------------------|-----|------|------|------|------|------|
| | 0 | 0,2 | 0,4 | 0,6 | 0,8 | 1 |
| $S_1(1)$ | 1 | 0,99 | 0,97 | 0,94 | 0,91 | 0,90 |
| $S_1(0,5)$ | 1 | 0,97 | 0,91 | 0,91 | 0,93 | 0,95 |
| $S_3(1)$ | 1 | 0,94 | 0,86 | 0,82 | 0,80 | 0,80 |
| $S_3(0,5)$ | 1 | 0,94 | 0,88 | 0,86 | 0,86 | 0,87 |

Если расчет ведется для ММУ, используемого в передатчике с АМ, то значения \bar{r}_n^2 , \bar{r}_n^3 и $\bar{r}_n^2(1 - \bar{r}_n)$ можно найти в [5.11].

Если же ММО рассчитывается для передатчика с ОМ, то эти величины можно получить из табл. 5.3.

Значения $S_1(\gamma_{oc})$, $S_3(\gamma_{oc})$ при $\gamma_{oc} = 1$ (излучение НЗЕ) и $\gamma_{oc} = 0,5$ (излучение РЗЕ) приведены в табл. 5.4.

Приведенные выше расчетные формулы справедливы для ключевого усилителя класса D с идеальным ключом.

В реальных ММУ на реальных приборах, в которых пролет электронов в лампе или диоде занимает время $\tau_{пр}$, а между анодом и катодом существуют паразитные емкости $C_{а.к}$, импульсы анодного тока имеют трапецеидальную форму, т.е. на интервале $\tau_{пр}$ лампа находится в недонапряженном режиме, вследствие чего в лампе появляются дополнительные потери:

$$P_{пр} = E_n^2 Q \tau_{пр \max} / 6 R_n.$$

Потери из-за паразитных емкостей приблизительно равны

$$P_{с.вых} = \omega_T C_{а.к} E_n^2 / 4\pi.$$

Коэффициент полезного действия ММУ вычисляется по формуле

$$\eta_{ММУ}(m) = P_n(m) / (P_n(m) + P_a(m) + P_D(m) + P_{ф}(m) + P_{пр}(m) + P_{с.вых}).$$

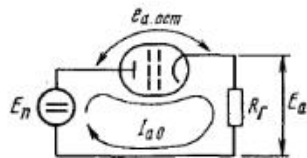


Рис. 5.31

Для ориентировочной оценки КПД можно воспользоваться упрощенной формулой, которая получается при рассмотрении упрощенной схемы устройства (рис. 5.31):

$$\eta_{ММУ} = 1 - e_{а.ост} / E_n(m).$$

В тех случаях, если в ММУ желательно выбрать произвольные лампы и диоды, они должны допускать следующие средние значения тока при $m = 1$ и $\gamma_{oc} = 1$:

$$I_{а.ср} = Q E_a / R_n = 0,5 E_a / R_n = 0,5 I_{а0 \max};$$

$$I_{Dср} = (Q^{1/2} S_1(\gamma_{oc}) - Q) E_a / R_n = 0,21 I_{а0 \max}.$$

Некоторое искажение формы импульсов i_a и i_D из-за наличия $C_{а.к}$ и C_D приводит к нелинейности модуляционной характеристики. Статическую модуляционную характеристику можно вычислить из формулы

$$U_n / E_n = 0,5 [\tau_n / \tau_T + \sqrt{(\tau_n / \tau_T)^2 + 8 R_n (C_{а.к} + C_D) / 3 \tau_T}],$$

где U_n — сопротивление на нагрузке R_n .

Из формулы следует, что чем меньше R_n , $C_{а.к}$ и C_D и больше τ_T , тем лучше линейность модуляционной характеристики. Например, если принять $R_n = 500$ Ом, $C_{а.к} = 10$ пФ, $C_D = 20$ пФ и $\tau_T = 2 \cdot 10^{-5}$ с, то КГИ при $m = 1$ достигает 1,2...1,4 %. Наличие в схеме ФНЧ несколько снижает КГИ.

Пример расчета. Исходные данные: режим НЗЕ, $\gamma_{oc} = 1$, лампа ГУ-104А, $P_T = 1900$ кВт, диоды 2ХГКД1-300/45 без АРН, $K_n(m) = 1$, $\theta = 75^\circ$, КПД анодной цепи ОК $\eta_a = 0,8$, $E_{а \max} = 28$ кВ, $e_{а.ост} = 1,5$ кВ.

Потребляемая мощность $P_0 \max = P_1 \max / \eta_a = 2380$ кВт, постоянная составляющая $I_{а0 \max} = 85$ А, сопротивление анодной цепи лампы $R_T = R_n = 330$ Ом.

Для ММУ выберем также ГУ-104А с минимальным $E_{с2}$, при котором ток $I_{а0 \max} = 85$ А возникает при отрицательном напряжении на управляющей сетке. По статическим характеристикам получим:

$$1. E_{с2} = 1,5 \text{ кВ}; e_{с \max} = -28 \text{ В}; R_{гp} = 17,6 \text{ Ом}.$$

$$2. E_{с2} = 1,4 \text{ кВ}; e_{с \max} = 25 \text{ В}; R_{гp} = 16,6 \text{ Ом}.$$

$$3. E_{с2} = 1,0 \text{ кВ}; e_{с \max} = 20 \text{ В}; R_{гp} = 12 \text{ Ом}.$$

После аппроксимации получим $E_{с2} = 1,2$ кВ; $e_{с \max} \approx 0$ В; $R_{гp} = 14$ Ом.

При этих параметрах средняя полезная мощность, отдаваемая в нагрузку, $P_n(m = 1) = Q E_{а \max}^2 / R_n = 1187$ кВт, средняя мощность, рассеиваемая на аноде лампы, $\bar{P}_a = E_n^2 R_n Q S_3(1) / R_n^2 = 13,5$ кВт.

Средняя мощность потерь в диодах $\bar{P}_D = E_n^2 R_n [\bar{r}_n^2(1 - \bar{r}_n)] / R_n^2 = 14,5$ кВт.

Средний КПД ММО без учета потерь в фильтрах, $P_{пр}$ и $P_{с.вых}$ получается при $\eta_{ММУ}(m) = \bar{P}_n(m) / [\bar{P}_n(m) + \bar{P}_a(m) + \bar{P}_D(m)] = 0,977$ (≈ 98 %).

Полная схема усилителя. Полная схема усилителя, пригодная для реализации, показана на рис. 5.32. Она, полностью повторяя схему рис. 5.29, дополнена элементами питания лампы VL и управления. Цепь накала лампы VL и диода VD (если он не полупроводниковый) питается от сети через накальный трансформатор TrH. Напряжение питания управляющего транзистора VT подается от выпрямителя ВЕС. Напряжение питания на экранирующую сетку подается от выпрямителя ВЕС2. Оба выпрямителя содержат трансформаторы для подключения к сети переменного тока.

Очень важно отметить, что все элементы схемы, включая VL, VD, VT и УС, по отношению к корпусу находятся под большим напряжением звуковой частоты, колеблющимся в пределах $0 \leq E_k \leq E_{а \max} \approx E_n$.

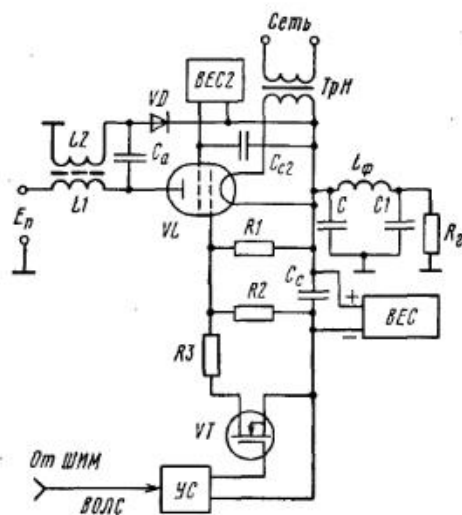


Рис. 5.32

фильтром.

Расчет фильтра производится с учетом следующих допущений:

а) фильтр питается от источника тока, поскольку i_a на интервале $0 \dots \tau_H$ и i_D на интервале $\tau_H - \tau_T$ постоянны;

б) в диапазоне звуковых частот сопротивление нагрузки фильтра R_T линейно и постоянно. Перед расчетом задаются допустимая неравномерность АЧХ в полосе пропускания Δb (дБ), степень подавления тактовой частоты Y_T , верхнее значение модулирующей частоты F_{max} и отношение $q = f_T / F_{max}$. Чаще всего применяют фильтр Чебышева с частотой среза $f_{cp} = 1,5 F_{max}$. При этом обеспечивается наибольшее подавление ненужных составляющих.

Весь последующий расчет удобно вести по методике, изложенной в [5.17] и основанной на предварительно рассчитанных графиках для коэффициента нелинейных искажений КНИ = $f(n_{\kappa}, q)$ (рис. 5.33) и трех формулах, связывающих параметры фильтра Чебышева. Эту методику рассмотрим на примере расчета фильтра для МУО передатчика с раздельным усилением с полосой модулирующих частот 50...6400 Гц и $F_{max} = 3F_B = 20$ кГц. Примем $\Delta b = 2$ дБ, КНИ = -40 дБ, $R_T = 600$ Ом и $Y_T = -60$ дБ.

По графикам (рис. 5.33) при КНИ = -40 дБ получаем: при $n_{\kappa} = 4$ $q = 5,25$; при $n_{\kappa} = 3$ $q = 5,8$. Выбираем второй результат, при котором фильтр оказывается проще. Тогда $f_T = q F_{max} = 116$ кГц.

Для определения порядка фильтра, обеспечивающего Y_T (дБ), по Δb находим коэффициент неравномерности ϵ

$$\epsilon = \sqrt{10^{0,1\Delta b} - 1} = \sqrt{10^{0,2} - 1} = 0,7648.$$

и поэтому все трансформаторы TrH и в выпрямителях должны иметь высокую электрическую прочность между обмотками и сердечниками ($E > E_{a\max}$). По этой же причине устройство управления (УС, VT) соединяется с выходом ШИМ через волоконно-оптический кабель с оптронами.

Фильтр $CL\phi C_1$ служит для подавления составляющих анодного тока с тактовой частотой и ее гармоник, а также комбинационных составляющих типа $f_T \pm F$. В зависимости от необходимости степени подавления можно ограничиться однозвенным (рис. 5.28,а) или двухзвенным (рис. 5.28,б)

Полином Чебышева, при котором $Y_T = -60$ дБ ($Y_T = 1/1000$), равен

$$T_n(\hat{\omega}_T) = \sqrt{(1 - Y_T^2) / \epsilon^2 Y_T^2} = 1308.$$

Порядок фильтра при полученном T_n и нормированной тактовой частоте

$$\hat{\omega}_T = \omega_T / \omega_{cp} = 2,58;$$

$$n_y = a_{rch} T_n(\hat{\omega}_T) / a_{rch} \hat{\omega}_T =$$

$$= a_{rch} 1308 a_{rch} 2,58 = 4,9.$$

Таким образом, чтобы удовлетворить все требования по КНИ, Y_T , приходится принимать $n = 5$.

Расчет элементов фильтра при заданном $R_T = R_H$ удобно производить с использованием табл. 5.5, в которой для заданного порядка n_y приводятся коэффициенты для расчета $C_{\phi i}$ и $L_{\phi i}$. Выбрав Δb и n_y из таблицы, коэффициенты $C_{\phi i}$ и $L_{\phi i}$, емкость конденсаторов и индуктивности катушек фильтра определяют по формулам

$$C_{\phi 1} = C_{\phi 1} / R_H \omega_c; \quad L_{\phi 1} = L_{\phi 1} R_H / \omega_c \text{ и т.д.}$$

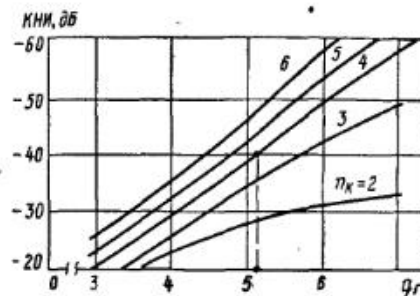


Рис. 5.33

Таблица 5.5

| n_y | $C_{\phi 1}$ | $L_{\phi 2}$ | $C_{\phi 3}$ | $L_{\phi 4}$ | $C_{\phi 5}$ | $L_{\phi 6}$ | $C_{\phi 7}$ |
|---|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|
| $\Delta b = 0,5$ дБ; $\epsilon = 0,122$ | | | | | | | |
| 1 | 0,3493 | | | | | | |
| 2 | 0,9403 | 0,7014 | | | | | |
| 3 | 1,3465 | 1,3001 | 0,7981 | | | | |
| 4 | 1,3138 | 1,7275 | 1,3916 | 0,8352 | | | |
| 5 | 1,5388 | 1,6426 | 1,8142 | 1,4291 | 0,8529 | | |
| 6 | 1,4042 | 1,9018 | 1,7107 | 1,8494 | 1,4483 | 0,8627 | |
| 7 | 1,5982 | 1,7254 | 1,9712 | 1,7371 | 1,8675 | 1,4596 | 0,8686 |
| $\Delta b = 1$ дБ; $\epsilon = 0,25$ | | | | | | | |
| 1 | 0,5088 | | | | | | |
| 2 | 0,9957 | 0,9110 | | | | | |
| 3 | 1,5088 | 1,3332 | 1,0118 | | | | |
| 4 | 1,2807 | 1,2093 | 1,4126 | 1,0495 | | | |
| 5 | 1,6652 | 1,5908 | 1,9938 | 1,4441 | 1,0674 | | |
| 6 | 1,3457 | 2,0491 | 1,6507 | 2,0270 | 1,4601 | 1,0773 | |
| 7 | 1,7118 | 1,6489 | 2,1192 | 1,6736 | 2,0437 | 1,4694 | 1,0832 |
| $\Delta b = 2$ дБ; $\epsilon = 0,585$ | | | | | | | |
| 1 | 0,7648 | | | | | | |
| 2 | 0,9766 | 1,2441 | | | | | |
| 3 | 1,7717 | 1,2744 | 1,3553 | | | | |
| 4 | 1,1727 | 2,2169 | 1,3389 | 1,3962 | | | |
| 5 | 1,9004 | 1,4468 | 2,3049 | 1,3640 | 1,4155 | | |
| 6 | 1,2137 | 2,3304 | 1,4974 | 2,3383 | 1,3765 | 1,4261 | |
| 7 | 1,9379 | 1,4836 | 2,4063 | 1,5159 | 2,3551 | 1,3836 | 1,4328 |

После этого расчета необходимо определить время группового запаздывания $\tau_3 = da_c(\omega)/d\omega$, где $a_c(\omega)$ — ФЧХ фильтра.

Выбор электронных приборов для ММУ. Выбор электронных приборов для ММУ производят по рабочим напряжениям ($E_a \leq E_{a, \text{доп}}$), токам ($I_{a0 \text{ max}} \leq I_{a \text{ max}}$) и по рассеиваемой мощности ($P_{a \text{ н}} < P_{a, \text{доп}}$). В случаях мощных ламповых передатчиков лампа в ММУ может быть того же типа, если в ОК установлен тетрод. Если же в ОК триод, то в ММУ желательно установить тетрод и подобрать режим его по экранирующей сетке, чтобы $I_{a0 \text{ max}}$ — максимальный постоянный ток в ОК, а также и в ММУ — получался при нулевом или отрицательном смещении E_c коммутируемой лампы. При этом устройство управления получается несложное и маломощное. Никаких проблем не возникает, если в ОК использован тетрод и в ММУ ставится такой же тетрод или тетрод несколько меньшей мощности, поскольку из-за высокого КПД ММУ мощность рассеяния на лампе ММУ мала, а общий анодный ток ОК и ММУ $I_{a0 \text{ max}} = I_{a0 \text{ max}} \alpha(\theta)$ примерно в три раза меньше импульса тока в ОК в максимальном режиме $I_{a \text{ max}}$.

Расчеты показывают, что при реконструкции существующих передатчиков с триодами в ОК в ММУ также рационально ставить мощные тетроды.

Выбор рекуперационного диода производится по E_a , $I_{D \text{ ср max}}$ и $P_{D \text{ ср max}}$. Наиболее целесообразны для этой цели мощные высокочастотные полупроводниковые диоды (см. [5.12]).

Расчет схемы управления коммутируемой лампы. На рис. 5.32 приведена схема управления коммутируемой лампой, работающей без сеточного тока (тетрод, $E_c \leq 0$). Управление происходит следующим образом. От ШИМ по волоконно-оптическому кабелю светимпульсы поступают в УС, где они, во-первых, превращаются в электрические импульсы и, во-вторых, усиливаются, чтобы открывать и закрывать транзистор VT, находящийся в цепи управляемого делителя напряжения. Напряжение смещения поступает от выпрямителя ВЕС. Сопrotивления выбраны следующим образом: $R_2 > R_1$, $R_3 \ll R_1$. В этом случае при открытом транзисторе VT на управляющей сетке лампы $E_c \approx E_b$ и лампа оказывается закрыта.

Сопrotивление R_1 выбирается из условия $R_1 \ll 1/2\pi f_T C_{\text{ск}}$, чтобы входная емкость лампы не искажала форму импульсов управления.

Расчет начинают с установления на сетке VL в закрытом E_3 и в открытом E_0 состояниях и выбора $E_b \approx 1,3E_3$.

При выбранном R_1 имеем

$$R_2 = R_1(E_b - E_0)/E_0; \quad R_3 = R_1 R_2 (E_b - E_3) / ([E_3(R_1 + R_2) - E_b R_1]).$$

Ток в цепи транзистора $I_{VT} \approx E_b / (R_1 + R_3)$.

Пример расчета.

Задано: $E_3 = -300$ В, $E_0 = -50$ В, $C_{\text{ск}} = 200$ пФ, $f_T = 50$ Гц.

Тогда $X_c = 1/2\pi f_T C_{\text{ск}} = 17$ кОм.

Примем $R_1 = 1$ кОм и $E_b = 390$ В, тогда $R_2 = 7000$ Ом, $R_3 = 350$ Ом,

$I_{VT} = 300$ мА, мощность, потребляемая от выпрямителя, 150 Вт.

Далее выбирается транзистор VT с $f_{\text{гр}} \geq 300f_T$, $e_{\text{к доп}} = (1,5 \dots 2)E_b$ и производится расчет УС.

5.6.5. Модуляционное устройство с промежуточной ступенчато-импульсной модуляцией (СИМ)

Получившая мировую известность швейцарская фирма Brown Boveri Co (BBC) разработала и выпускает серии мощных передатчиков НЧ, СЧ и ВЧ диапазонов (от 100 до 600 кВт) с анодно-экранной модуляцией, с модуляционным устройством, в котором в качестве промежуточной модуляции при повышении КПД использована ступенчато-импульсная модуляция СИМ (pulsestep modulation, PSM), совмещенная с ШИМ [5.19, 5.20].

Принцип действия такого устройства следующий. Исходный модулирующий сигнал (или огибающая) квантуется, сигналы отдельных уровней усиливаются эффективными усилителями, затем все усиленные сигналы собираются в общей цепи и подводятся к нагрузке.

Структурная схема мощного модуляционного устройства, реализующего этот принцип, показана на рис. 5.34. Устройство выполнено в виде N коммутируемых выпрямителей $KB1 \dots KBN$, питаемых от общего силового трансформатора Tr с одной первичной и N вторичными обмотками.

Многообмоточный трехфазный силовой трансформатор может быть выполнен в виде секций первичных обмоток, размещенных на каждом стержне по всей длине, и вторичных обмоток в виде дисковых секций, надетых на первичные обмотки и изолированных от последних.

Изоляция между первичными и вторичными обмотками должна быть рассчитана на 30...40 кВ, а между секциями вторичных обмоток — на 5...10 кВ.

Выходы выпрямителей $KB1 \dots KBN$ соединяются последовательно с помощью полупроводниковых переключателей $D1 \dots DN$. На рис. 5.34 показана суммирующая цепь, состоящая из высокочастотных диодов. На верхнем выводе выпрямителя KBN напряжение $E_a(t)$ может меняться в пределах от 0 до NE_0 , в зависимости от числа включенных выпрямителей, что соответствует мгновенному напряжению модулирующего сигнала.

В первоначальных вариантах устройства число уровней квантования N принималось равным 48 для получения низкого уровня шума квантования. В последующем число N было снижено, но чтобы не повышать уровень шума, в цепи сигналов каждого уровня была введена широтно-импульсная модуляция для сглаживания резких переходов от одного уровня к другому. Благодаря ШИМ плавные и продолжительные переходы $A(t)$ достаточно точно передаются, усиливаются и затем воспроизводятся с малыми искажениями в виде $E_a(t)$.

На рис. 5.35,а изображен один период сигнала звуковой частоты в аналоговом и квантованном (без ШИМ) виде, на рис. 5.35,б показана часть сигнала в виде импульсов в пределах одного кванта с ШИМ, а на рис. 5.35,в — образующая того же участка сигнала после фильтрации составляющих тактовой частоты. Введение ШИМ на каждом уровне позволяет сократить число уровней примерно до $N = 32$ без увеличения шума квантования.

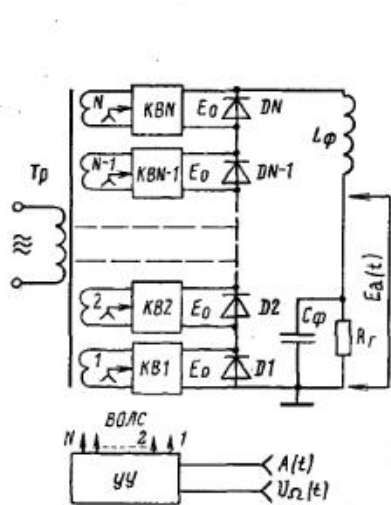


Рис. 5.34

Выпрямленное напряжение через фильтр $L_\phi C_\phi$ подводится к нагрузке R_r . Задачей этого фильтра является подавление составляющих тактовой частоты и шумов квантования до допустимой величины. При проектировании этого фильтра следует учитывать, что благодаря ШИМ скачки квантования сильно сглаживаются. При высокой тактовой частоте f_T шумы квантования будут ничтожными даже при малом N . Однако при этом возникают трудности с выбором электронных приборов. Если же одновременно понижать f_T и увеличивать N , то можно найти при приемлемом уровне шумов квантования такие значения f_T и N , при которых параметры необходимых электронных приборов и сложность устройства оказываются вполне приемлемыми.

Включение и выключение выпрямителей $KB1 \dots KBN$ осуществляется устройством управления УУ (рис. 5.34), от которого управляющие сигналы к выпрямителям подаются в виде световых сигналов по волоконно-оптическим кабелям. Необходимость волоконно-оптических кабелей объясняется тем, что по мере увеличения номера выпрямителя потенциал между ним и корпусом увеличивается, достигая 20...28 кВ (NE_0).

На рис. 5.36 приведена упрощенная структурная схема УУ. Она состоит из многоуровневого квантователя $KBT1 \dots KBTN$ с N уровнями, широтно-импульсных модуляторов в цепи каждого уровня, генератора сигнала с тактовой частотой f_T , электросветовых преобразователей на выходе каждого ШИМ и волоконно-оптических кабелей $1-N$. На вход УУ (см. рис. 5.34) подается либо огибающая $A(t)$ модулированного сигнала в передатчиках с раздельным усилением, либо модулирующий сигнал $U_\Omega(t)$ в передатчиках с ААМ или АЭМ. В последнем случае к сигналу $U_\Omega(t) = U_\Omega \cos \Omega t$ приходится добавлять постоянное напряжение

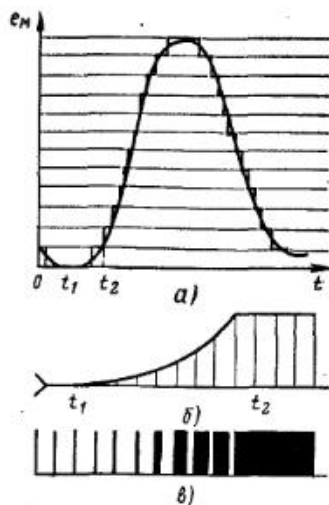


Рис. 5.35

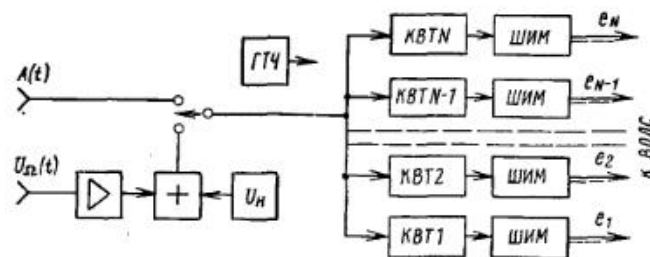


Рис. 5.36

U_H , равное $U_H = U_{\Omega \max}$, чтобы получить огибающую модулирующего сигнала $e_m(t) = U_H(1 + m \cos \Omega t)$.

Модуляционное устройство рис. 5.34 работает следующим образом: при отсутствии модулирующего сигнала ($m = 0$) и виде излучения ЗЭ все выпрямители отключены от общей собирающей цепи (при АЗЭ и $m = 0$ половина выпрямителей включена) $D1 \dots DN$ и напряжение $E_a(t)$ на нагрузке равно нулю. При модулирующем напряжении выше первого уровня включается первый выпрямитель (скачком — при отсутствии ШИМ или путем кратковременных, но все удлиняющихся включений при наличии ШИМ), и напряжение на нагрузке постепенно становится равным U_0 . Напряжение выпрямителя B_1 запирает диод $D1$, и ток пойдет через выпрямитель $KB1$, открытые диоды $D2 \dots DN$ и через сопротивление нагрузки R_r .

Если модулирующий сигнал превышает второй уровень, то наряду с $B1$ к общей цепи подключится и $B2$. Диод $D2$ также запретится, и ток потечет через два последовательно включенных выпрямителя. Напряжение на нагрузке будет равно $2E_0$.

При превышении модулирующим сигналом N -уровня будут открыты и последовательно включены все выпрямители, все диоды будут заперты и напряжение на нагрузке будет равно NE_0 .

Выбор общего числа уровней N является сложной вариационной задачей, в которой следует учитывать сложность, а следовательно, стоимость устройства, наличие элементной базы, допустимые уровни шумов и нелинейных искажений. Исследования нелинейных искажений НИ для такого устройства проводились с использованием алгоритма многоканальной ШИМ для передатчиков с ОМ (ЗЭ) с применением в качестве испытательного сигнала двухтонового сигнала. Результаты расчетов [5.22] показали, что при $N = 32$ и $f_T \gg F_{\text{мод}}$ величина КНИ третьего порядка достигает значения -40 дБ при $m = 1$ и постепенно повышается до 35 дБ при $m = 0,1$.

На рис. 5.37 изображена схема возможного варианта коммутируемого выпрямителя КВ. От силового трансформатора на выпрямитель по схеме Ларионова подается трехфазное напряжение с действующим значением $0,74E_0$. Для выпрямителя с такой схемой частота самой низкой гармоники $f_H = 6f_c$, где f_c — частота сети, а амплитуда этой гармоники примерно равна $0,057E_0$, обратное напряжение на диодах равно $1,05E_0$.

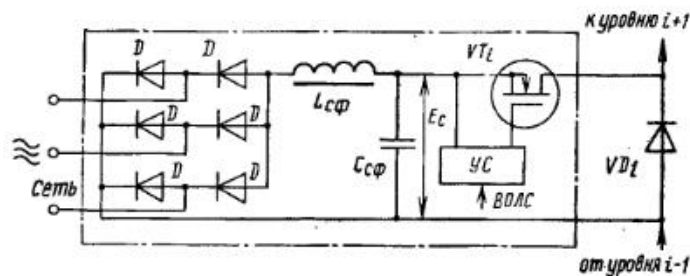


Рис. 5.37

Для фильтрации пульсаций в схему выпрямителя введен фильтр $L_{сф}C_{сф}$. Расчет параметров этого фильтра должен учитывать, с одной стороны, допустимый уровень пульсаций $\delta_{п}$, а с другой, — сопротивление нагрузки фильтра $R_{н.ф} = R_r/N$, по сравнению с которой сопротивление конденсатора $C_{сф}$ на частоте пульсаций должно быть много меньше. В любом руководстве по расчету выпрямителей можно найти график зависимости $\delta_{п} = f(f_c^2 LC)$. Если задать, например, $\delta_{п} = 0,1\%$, то $f_c^2 LC = 3 \cdot 10^4$. Значение емкости можно найти из $C \geq 796 \cdot 10^3 / f_r R_{н.мин}$, здесь $R_{н.мин} = R_r/N = E_0/I_{а0.мах}$ — минимальное сопротивление нагрузки выпрямителя.

Для приведенного выше примера с ГУ-88А $P_{1т} = 500$ кВт, $I_{а0.мах} = 104$ А, $E_{а.мах} = 24$ кВ, при $N = 32$ $R_{н.мин} = 24 \cdot 10^3 / 32 \cdot 104 = 7,2$ Ом. Следовательно, $C_{сф} \geq 796 \cdot 10^3 / 300 \cdot 7,2 = 370$ мкФ. Индуктивность дросселя $L_{сф} = 3 \cdot 10 / f_c^2 C = 0,9$ мГн.

Коммутация выпрямителей в простейшем случае осуществляется высоковольтными транзисторами VT_i и диодами VD_i (здесь i — номер уровня квантования). Если коммутируемый ток велик, то транзисторы VT_i и диоды VD_i могут состоять из однотипных приборов, включенных параллельно или последовательно биполярных или полевых транзисторов и диодов.

Если у выбранного транзистора VT_i вывод коллектора стока соединен с корпусом, то транзисторы VT_i и диоды VD_i следует разместить на общем радиаторе.

Управление транзисторами осуществляется сигналами от ШИМ, проходящими по волоконно-оптическому кабелю. Во входном устройстве УС имеются преобразователи световых импульсов в электрические и необходимый набор транзисторов для управления транзисторами VT_i .

Питание элементов входного устройства осуществляется либо от конденсатора C , либо от дополнительного маломощного выпрямителя.

Коммутатор работает следующим образом. Пусть от ШИМ пришел сигнал, включающий рассматриваемый выпрямитель с номером i , тогда открывается транзистор VT_i и закрывается диод VD_i .

Ток от выпрямителя KB_{i-1} протекает через транзистор VT_i , конденсатор $C_{сф}$ и силовые диоды и направляется к выпрямителю KB_{i-1} . Диод VD_i закрыт.

Если же от ШИМ пришел сигнал, выключающий этот выпрямитель, то одновременно закрывается VT_i и открывается VD_i , а ток от B_{i-1} направляется к B_{i+1} через VD_i , минуя выпрямитель KB_i .

В качестве коммутирующих элементов целесообразно использовать высоковольтные полевые транзисторы с временем нарастания и выключения $100 \dots 200$ нс и мощные высокочастотные диоды с рабочей частотой $100 \dots 200$ кГц [5.12]. Допустимые напряжения этих элементов должны быть больше E_0 на $10 \dots 30\%$. Допустимые значения токов $i_{доп}$ должны быть больше максимального рабочего тока $I_{0.мах}$ на $10 \dots 50\%$.

Все выпрямители KB_1, \dots, KB_N целесообразно размещать на совершенно одинаковых шасси, изолированных от каркаса (корпуса); прочность изоляции следует выбирать исходя из действующего максимального напряжения $E_{а.мах}(1,5 \dots 2)$.

5.6.6. Автоматическое регулирование несущей для экономии потребляемой электроэнергии

Мощные вещательные передатчики НЧ, СЧ и ВЧ потребляют миллионы киловатт-часов энергии. Так, 500-кВт передатчик при нормальной работе потребляет в год около 8 млн кВт-ч. Чтобы снизить потребление электроэнергии вещательными передатчиками, предлагались различные меры, и всегда существовала проблема создания передатчика с возможно высоким КПД.

Сейчас для вещательных передатчиков почти достигнут предел для увеличения КПД, поскольку реализация в мощных каскадах анодно-экранной модуляции с углом отсечки $65 \dots 70^\circ$ и КПД анодной цепи $\eta_a \approx 0,82 \dots 0,85$ и использование ММУ класса D (или с СИМ) с КПД $\eta_b \approx 0,95 \dots 0,97$ позволили строить передатчики с промышленным КПД $\eta_{пром} \approx 0,72 \dots 0,74$. Дальнейшее увеличение $\eta_{пром}$, по-видимому, возможно лишь за счет сокращения потребления энергии в предварительных каскадах, в системах УБС и охлаждения. Маловероятно, что выигрыш будет превышать $2 \dots 5\%$.

Более значительную экономию мощности обещает реализация на современном техническом уровне идеи, высказанной в середине 20-х годов, но реализованной в некоторых зарубежных передатчиках лишь в последние годы.

Суть идеи проста: нужно изменять уровень несущей в соответствии с изменением глубины модуляции. Поскольку же даже при $m = 1$ мощность, приходящаяся на несущую, составляет $2/3$ всей излучаемой мощности, а при $m < 1$ — еще больше, то введение регулирования уровня несущей так, чтобы при понижении m уменьшалась бы амплитуда U_n , обещает заметную экономию потребляемой мощности. При информационном радиовещании средняя глубина модуляции составляет $m_{ср} \approx 0,3 \dots 0,4$, а доля мощности несущей при этом достигает $9/10$. Поэтому снижение уровня несущей почти в 2 раза в периоды, когда $m \approx m_{ср}$, позволит снизить потребление энергии передатчиком почти в 2 раза.

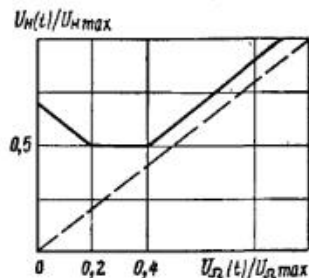


Рис. 5.38

При этом было доказано, что если мгновенный коэффициент модуляции $m_d = 2U_{\Omega}(t)/U_n(t)$, где $U_{\Omega}(t)$ и $U_n(t)$ — мгновенные амплитуды колебаний в боковой полосе и несущей, не будет превышать 1, то в приемнике с линейным диодным детектором искажения не возникнут. Также было выяснено, что система АРУ приемников будет нормально работать, если снижение амплитуды несущей не будет превышать половины от максимального значения.

Исследования, результаты которых приведены в [5.24], показали, что для информационного радиовещания целесообразно использовать закон регулирования несущей, показанный в виде графика рис. 5.38. Характер этого графика объясняется следующими обстоятельствами. При $m < 0,2$ функция $f(m)$ увеличивается, достигая значения 0,7 при $m = 0$. Это сделано для того, чтобы во время пауз не подчеркивались шумы канала. В интервале $0,2 \leq m \leq 0,4$ величина $f(m) = 0,5$. Это область наибольшей экономии энергии. При $m > 0,4$ действительный коэффициент модуляции m_d повышается от значения 0,8 до 1, при этом не допускаются перемодуляция и связанные с ней искажения при детектировании.

При реализации этого закона автоматическую регулировку несущей (АРН) сигнала записывают в виде $U_{AM}(t) = U_n(f(m) = m \cos \Omega) \cos \omega t$, где $m = U_{\Omega}(t)/U_{\Omega \max}$; $f(m) = U_n(t)/U_{n \max}$.

Более детально с выбором закона регулирования несущей можно ознакомиться в [5.25].

Реализовать АРН можно двумя способами. Первый относится к современным передатчикам с ММУ класса В, второй — к перспективным передатчикам с ММУ класса D или с СИМ, т.е. в которых ММУ представляет собой мощный усилитель постоянного тока.

В передатчиках с ММУ класса В образование сигнала с модуляцией для питания анодной цепи лампы ОК

$$E_a(t) = E_{ат} + U_{\Omega}(t) \cos \Omega t$$

происходит в точке А (см. рис. 5.16). Величина напряжения $E_{ат}$ пропорциональна напряжению несущей на выходе передатчика.

Для того чтобы амплитуда несущей U_n изменялась в соответствии с изменениями амплитуды модулирующего сигнала, например по закону, близкому к изображенному на рис. 5.38, нужно изменить величину $E_{ат}$ по этому закону, а выпрямитель для анодного питания ОК и ММУ выполнить регулируемым. Для этой цели в качестве управляемых выпрямительных элементов в выпрямителе можно использовать тиристоры. Управляется выпрямитель от специального устройства УУ, вход которого подключен ко входу ММУ. В совокупности выпрямитель и УУ

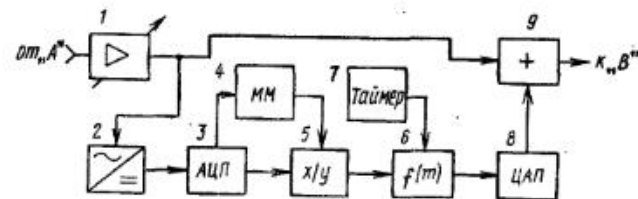


Рис. 5.39

представляют собой регулируемый источник питания (РИП). Поскольку РИП работает от сети с частотой $f_c = 50$ Гц, то скорость изменения $E_a(t)$ сравнительно небольшая, и поэтому РИП не отслеживает быстрые изменения m (например, сигнал при игре на рояле или джазовой музыке), вследствие чего возможно появление динамических искажений и снижение эффективности способа.

В передатчиках с ММУ класса D или с СИМ реализация АРН оказывается гораздо проще. В этих передатчиках (см. рис. 5.2 и 5.7) ММУ строят по схеме рис. 5.3 или 5.36. Входной усилитель постоянного тока 4 на рис. 5.3 может подключаться к выходу возбуждителя, через который выводится сигнал огибающей $A(t)$, или к выходу устройства, состоящего из предварительного (регулируемого) усилителя 1, источника постоянного напряжения $E_{ат}$ 2 и сумматора 3 и производящего сигнал

$$e_{\Omega}(t) = E_{ат} + U_{\Omega}(t) \cos \Omega t.$$

Такой же сигнал, только усиленный, получается на выходах ММУ — $E_{ат.лок}(t)$ и $E_{ат}(t)$. На рис. 5.3 эти напряжения обозначены как $E_1(t)$ и $E_2(t)$.

Для реализации АРН между точками А и В (см. рис. 5.3) включается устройство, благодаря которому напряжение $E_{ат}$ не остается неизменным, а изменяется по закону рис. 5.38:

$$E_a(t) = E_{ат \max} f(m) + U_{\Omega}(t) \cos \Omega t.$$

Возможная структурная схема этого устройства представлена на рис. 5.39. Вычислительная часть этого устройства может быть выполнена на цифровых элементах или на микропроцессоре. Последний предпочтительнее, поскольку облегчается реализация различных законов для $f(m)$.

Модулирующий сигнал поступает на регулируемый усилитель 1, с выхода которого он подводится к выпрямителю 2 и сумматору 9. Выпрямленный сигнал поступает на АЦП 3. В элементе 4 определяется максимум сигнала $U_{\Omega \max}$ за некоторое время, в элементе 5 находится текущее значение коэффициента модуляции m ; в элементе 6 вычисляется значение функции $f(m)$ и формируется напряжение $E_{ат} f(m) = f(m) U_{\Omega \max}$. На выходе сумматора 9 получается сигнал $e_{\Omega}(t)$.

В устройстве для определения $U_{\Omega \max}$ встроен таймер, который в течение заданного времени $T_{нач}$ после включения всего устройства обес-

печивает на выходе ЦАП напряжение E_n . В это время происходит формирование $U_{\Omega \max}$. По истечении времени $T_{\text{нач}}$ на выходе ЦАП будет выдаваться напряжение $f(m)U_{\Omega \max} = E_n f(m)$, а на выходе сумматора — сигнал 2.

Включение АРН в ММУ вещательных передатчиков требует сравнительно небольших затрат. Получаемая же экономия энергии достигается по результатам расчетов и измерениям на реальных передатчиках: при первом способе 30...40 %, при втором 45...50 %.

Устройство, выполненное по схеме рис. 5.39 с небольшими изменениями, можно установить в однополосных возбуждателях передатчиков с УМК, построенных по методу раздельного усиления составляющих. В этом случае реализуется АРН при работе передатчиков с однополосной модуляцией (излучения НЗЕ и РЗЕ) и достигается почти 50%-ная экономия электроэнергии.

5.7. Вещательные транзисторные передатчики

Местное городское и областное радиовещание использует передатчики небольшой мощности (1...50 кВт), но при этом требует от них надежности, простоты обслуживания, высоких качественных показателей, небольших габаритов и хороших энергетических показателей. При таких требованиях наряду с ламповыми передатчиками с выходными УМК вполне могут быть использованы современные транзисторные передатчики, которые по энергетическим показателям превосходят ламповые [5.26]. Так, выпускаемые в Японии транзисторные вещательные передатчики имеют промышленный КПД порядка 70 %, что на 10...20 % выше, чем ламповых передатчиков с УМК и АРН. Первые транзисторные передатчики мощностью 1 кВт появились в 60-х годах во Франции и США для радиосвязи. В то же время во Франции был разработан 10-кВт передатчик. В СССР передатчик мощностью 1 кВт на биполярных транзисторах был разработан несколькими фирмами в 70-х годах.

Построение более мощных передатчиков на биполярных транзисторах оказалось очень сложной задачей, так как из-за сильного разброса параметров транзисторов требовалось увеличивать число транзисторов и строить надежные системы защиты, что в конечном счете сильно усложняло схемы устройств. Мощные транзисторы со встроенными термодатчиками не нашли широкого применения.

Все перечисленные трудности исчезают при применении полевых транзисторов, которые обладают отрицательным тепловым коэффициентом, т.е. при повышении температуры транзистора ток, проходящий через него, уменьшается. Поэтому оказалось, что полевые транзисторы можно включать в параллель, не предусматривая никакой защиты. Однако следует отметить, что при параллельном включении N транзисторов в N раз уменьшаются входное и выходное сопротивление каскада и в N раз увеличивается его ток. Поэтому если в такой схеме используются транзисторы с малыми рабочими напряжениями (28...50 В), то

уже при 16 200-Вт транзисторах общая мощность блока $P_1 = 3200$ Вт, потребляемый ток достигает 160...90 А, а сопротивление нагрузки каскада $R_3 = 0,2...0,8$ Ом.

При таком выборе транзисторов возникают сложности с реализацией источников питания (толстые провода, большие сердечники трансформаторов и дросселей, большие емкости фильтровых конденсаторов и др.), а также системы сложения мощностей отдельных усилителей в блоке, большие потери из-за паразитных индуктивностей.

Все эти сложности почти исчезают, если применять современные полевые транзисторы с питающими напряжениями 400...700 В [1.41-1.43]. Такие транзисторы с хорошими характеристиками для работы в диапазонах НЧ и СЧ выпускаются в ряде стран, в том числе и в России. Параметры каскадов с такими транзисторами оказываются более приемлемыми. Например, при той же выходной мощности блока $P_1 = 3,2$ кВт, но при $E_c = 600$ В потребляемый ток достигает $I_{co} \approx 8$ А, выходной ток $I_{c1} \approx 12$ А и сопротивление выходной нагрузки каскада $R_3 \approx 45$ Ом, выходное напряжение $U_{\text{вых}} = 540$ В. Таким образом, продуманный выбор типов транзисторов, их числа в блоке и питающего напряжения открывает путь для легкого согласования выходного каскада с П-образным фильтрующим контуром и 50-Ом антенно-фидерным трактом.

При проектировании радиовещательных НЧ-СЧ передатчиков мощностью 2...3 кВт на полевых транзисторах целесообразно руководствоваться следующими правилами: передатчик имеет один или несколько блоков, каждый с одной мостовой схемой; транзисторы мощностью 200...250 Вт с питающим напряжением 500...700 В.

При проектировании передатчиков мощностью от 5 до 25 кВт целесообразно применять блочное построение с единичной мощностью блока 2,5...3,5 кВт (рис. 5.40). При этом блок получается небольших размеров, с небольшой массой, система сложения мощности сравнительно проста, с небольшим количеством трансформаторов [5.26].

При проектировании радиопередатчиков большей мощности ($P_{\text{вых}} > 30$ кВт) целесообразно создавать передатчик в виде двух комплектов, мощность которых складывается в мосте сложения.

Все вышеизложенное относится к передатчикам диапазонов НЧ, СЧ и ВЧ. Различия между передатчиками первых двух диапазонов и третьим следующие:

в передатчиках НЧ и СЧ транзисторы выходной и предоконечной ступени могут работать в ключевом режиме, вследствие чего эти ступени можно построить из одинаковых блоков. КПД передатчика определяется возможностями ключевого режима;

в передатчиках ВЧ диапазона труднее реализовать ключевой режим из-за больших потерь, поэтому транзисторы работают, как правило, в перенапряженном режиме [1.1].

И в тех, и в других передатчиках амплитудная модуляция реализуется в выходном каскаде в виде стоковой модуляции. Модуляционное устройство в виде усилителя класса D целесообразно устанавливать в

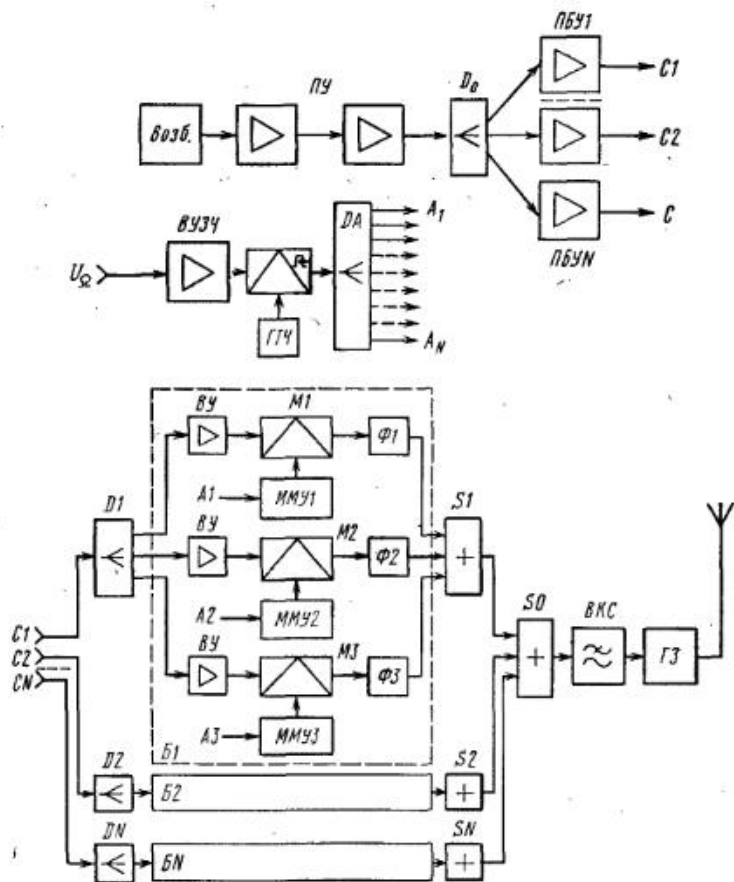


Рис. 5.40

каждом блоке, как показано на рис. 5.40. Поэтому каждый отдельный блок может быть самостоятельным оконечным каскадом 2,5...3,5 кВт передатчика.

Такие передатчики сравнительно легко можно приспособить для работы с излучениями НЗЕ и РЗЕ. Для этого следует установить в передатчике возбудитель, выдающий отдельные составляющие модулированного сигнала: $A(t)$ — огибающую и $\cos[\omega_0(t) + \Psi(t)]$ — высокочастотную фазомодулированную составляющую. Структурная схема и краткое описание такого возбудителя приведены в § 5.1, на рис. 5.8 и в гл. 6.

Структурная схема 15...25-кВт вещательного передатчика с АМ (АЗЕ) приведена на рис. 5.40. На рис. 5.40,а изображены: возбудитель возб., предварительные маломощные усилители ПУ, делитель мощности D0 и предоконечные блочные усилители ПБУ1...ПБУN. Здесь N — число блоков в оконечном каскаде. Каждый из ПБУ подает напряжение возбуждения на делители мощности D1, D2, DN соответствующих

блоков Б1, Б2,...,БN. Число блоков может колебаться в зависимости от мощности от 1 до 5-6.

Каждый блок (рис. 5.40,б) содержит три мощных модулятора М1, М2, М3 и столько же мощных модуляционных устройств ММУ1, ММУ2, ММУ3. Возбуждение для М1, М2,... подается с выходов предварительных усилителей ВУ. На входе каждого модулятора устанавливается ФНЧ для частичного подавления гармоник. В сумматорах S1, S2, S3 производится сложение мощностей квазигармонических сигналов, выработанных модуляторами. Сумматор S0 складывает мощность всех блоков. Суммарный сигнал проходит через выходную колебательную систему ВКС, настраиваемую на любую рабочую частоту, проходит через устройство грозозащиты ГЗ и подводится к фидеру антенны. Схема устройства одного из вариантов грозозащиты описывается ниже.

Тракт сигналов звуковой частоты (рис. 5.40,а) содержит входной усилитель ВУЗЧ, делитель мощности DA, с выходов которого колебания звуковой частоты подаются к ММУ. В цепи между DA и ММУ установлены широтно-импульсные модуляторы и высоковольтные (1000 В) оптроны для развязки низковольтных элементов ВВЗУ и элементов ММУ, работающих при высоком питающем напряжении.

Проектирование и расчет предварительных ПУ, ПБУ и ВУ не представляет сложности, так как они должны усиливать гармонические сигналы. Это однотактные усилители класса А или двухтактные класса В в граничном режиме. Выбор типов транзисторов делается исходя из требуемой от усилителя мощности. Желательно, чтобы граничная частота транзистора в несколько раз превышала верхнюю рабочую частоту передатчика ($f_{гр} \geq (2...50)f_{в}$).

Если передатчик проектируется как перспективный для работы с любыми излучениями (АЗЕ, НЗЕ и РЗЕ), то необходимо, чтобы тракт ВЧ имел АЧХ и ФЧХ, равномерные во всем рабочем диапазоне, а относительная неравномерность АЧХ в полосе 40...50 кГц в любой части диапазона не превышала $1 \cdot 10^{-4}$. Для тракта звуковой частоты (огibaющей) относительная неравномерность в полосе 20...25 кГц должна быть не выше $1 \cdot 10^{-3}$.

Схемы включения транзисторов выбираются, как правило, с ОИ или ОЭ. В блоках выходных каскадов передатчиков малой мощности (200...500 Вт) применяются двухтактные широкополосные усилители (рис. 5.41), работающие в классе В, и резонансные усилители ключевого режима (рис. 5.42).

В мощных каскадах передатчиков НЧ и СЧ применяют мостовые схемы на полевых транзисторах с параллельным включением до 10-20 транзисторов в плече (рис. 5.43). Поскольку мостовые схемы состоят как бы из двух схем (см. рис. 5.42), то особенности работы, эпюры токов и напряжений и расчет параметров, кроме суммарных токов и мощностей, совпадают для обоих устройств.

Подробное пояснение особенностей работы транзисторов (правда, биполярных) можно найти в гл. 2 и в [1.45; 5.23-5.26]. Идеализиро-

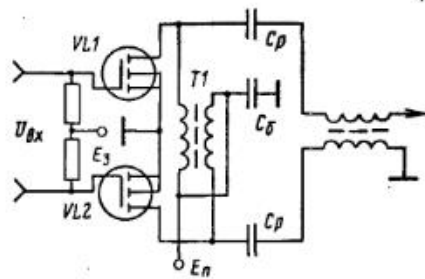


Рис. 5.41

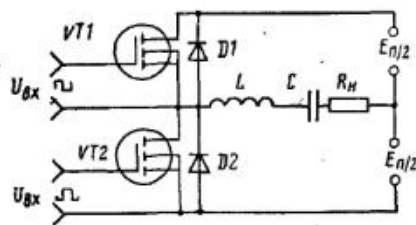


Рис. 5.42

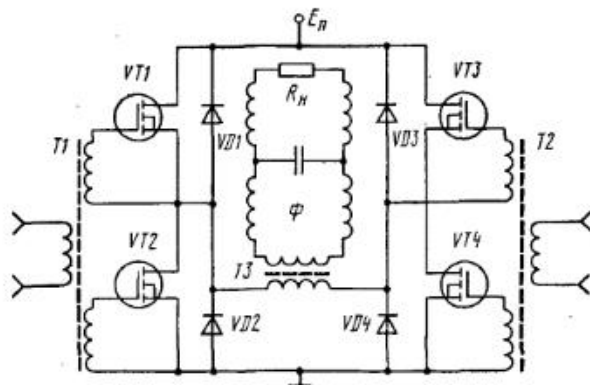


Рис. 5.43

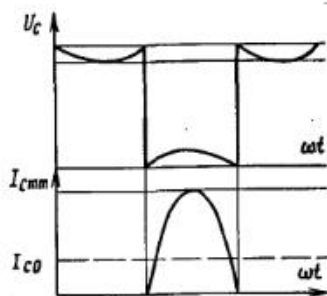


Рис. 5.44

ванные эпюры тока стока и напряжения на стоке приведены для иллюстрации на рис. 5.44.

Выбор транзисторов для мощных каскадов с ключевым режимом производится по отдаваемой мощности $P_{ном}$, по предельному напряжению питания E_n и по граничной частоте, которая должна быть примерно в 10...100 раз выше верхней частоты рабочего диапазона.

Если для транзисторов заданы время нарастания t_n и спада $t_{сп}$, то необходимо, чтобы сумма $t_n + t_{сп}$ была бы порядка

$0,1T_B$, где T_B — период верхней рабочей частоты. Желательно также выбрать транзисторы с минимально возможными входной $C_{вх}$ и выходной $C_{вых}$ емкостями.

Для высоковольтных транзисторов МДП в диапазоне до 2...5 МГц допустимую полезную мощность (номинальную) можно определить из условия

$$P_{доп} \approx P_{рас} \eta_c / (1 - \eta_c),$$

где η_c — КПД стоковой цепи (можно принять равной 0,6...0,8). Эта формула полезна при проектировании, поскольку часто $P_{ном}$ в справочниках не дается.

Напряжение питания E_c для усилителей со схемами рис. 5.41–5.43 выбирается несколько меньше предельного постоянного напряжения, указанного в справочниках [$E_c \approx (0,7 \dots 0,9) E_{снр}$]. Более обоснованно выбор E_c можно сделать, если учесть коммутативные потери P_k , которые пропорциональны E_c^2 , потери же на сопротивление насыщения $P_{нас}$ ($\Delta \eta = r_{нас} / R_n$) можно не учитывать, поскольку для высоковольтных транзисторов $R_n \gg r_{нас}$.

С учетом P_k коэффициент полезного действия стоковой цепи

$$\eta_c = 1 - P_k / P_1 = 1 - \Delta \eta_c = 1 - 2C_{с.и} R_n f_b.$$

Здесь P_k / P_1 — потеря КПД из-за наличия емкости $C_{с.и}$ — суммарной емкости между выводами стока и истока; R_n — эквивалентное сопротивление нагрузки одного транзистора; f_b — высшая рабочая частота. Для усилителя, схема которого приведена на рис. 5.42,

$$C_{с.и} = C_{с.и}(E_c) + C_{монт} + C_d.$$

Здесь выходная емкость берется при выбранном напряжении питания E_c и определяется по величине емкости $C_{с.и}(U_{снр})$, приведенной в справочнике для напряжения $U_{снр}$:

$$C_{с.и}(E_c) = C_{с.и}(U_{снр}),$$

где $C_{монт}$ — емкость монтажа транзистора (5...10 пФ); C_d — емкость параллельно включенного диода. Эту емкость необходимо также пересчитать к рабочему напряжению E_c . Порядок расчета режима транзистора следующий.

Выбрав напряжение E_c , например $E_c = 0,8 E_n$, следует определить $C_{с.и}(E_c)$ и для принятой мощности P_1 величину $R_n = E_c^2 / 2$. Далее для верхней рабочей частоты f_b определяется $\Delta \eta_c$.

Если потеря КПД $\Delta \eta_c$ слишком велика, например $\Delta \eta_c > 0,25$, то следует понизить E_c , например до $E_c = 0,7 E_n$, и повторять расчет до тех пор, пока потери КПД не станут приемлемыми ($\Delta \eta_c < 0,1$).

Оптимальный же результат получается тогда, когда сумма $(P_k + P_{нас}) / P_1$ минимальна и получается при слишком малых напряжениях E_c и сопротивлениях нагрузки R_n , при которых невозможно получить большие мощности.

Расчет каскада со стоковой модуляцией, собранного по схеме рис. 5.43. Исходные данные для расчета: полезная мощность в телефонной точке $P_{1т}$, напряжение стокового питания E_n , диапазон рабочих частот $f_k \dots f_b$, тип транзистора и его номинальная мощность $P_{доп}$, коэффициент модуляции m и КБВ = 1.

Таблица 5.6

| КБВ _p | 1,0 | 0,9 | 0,8 | 0,7 | 0,6 |
|------------------|-----|-----|-----|-----|------|
| $p_{c \max}$ | 1,0 | 1,1 | 1,4 | 1,7 | 2,4 |
| $P_{0 \max}$ | 1,0 | 1,1 | 1,2 | 1,4 | 1,65 |
| $\Pi_{i \max}$ | 3,2 | 3,5 | 3,8 | 4,3 | 4,85 |

Расчет параметров режима максимальной точки.

1. Отдаваемая мощность в максимальной точке $P_{1 \max} = 4P_{1T}$.
2. Число транзисторов в модуляторе $N = P_{1 \max}/P'_1$, где P'_1 — мощность, отдаваемая одним транзистором.
3. Максимальное напряжение питания стоковой цепи одного транзистора $E'_{c \max} = 0,7E_{п}/2$.
4. Амплитуда напряжения на нагрузке $U_{c \max} = E_{c \max}$.
5. Электронный КПД $\eta_э = 1 - \Delta\eta_э$.
6. Мощность, потребляемая от источника питания одним транзистором,

$$P'_{0 \max} = P'_1/\eta_э.$$

7. Постоянная составляющая тока стока одного транзистора

$$I_{c0 \max} = P'_{0 \max}/E'_{c \max}.$$

8. Максимальное значение тока стока, которое не должно превышать предельное значение, приведенное в справочнике:

$$I_{c \max \max} = I_{c0 \max}/\alpha_0 = I_{c0 \max}\pi \leq I_{c \text{ пред.}}$$

9. Мощность, рассеиваемая на переходе транзистора,

$$P'_{\text{рас}} = (1 - \eta_э)P'_{0 \max}.$$

10. Сопротивление нагрузки в стоковой цепи одного транзистора

$$R_э = \frac{8}{\pi^2} \left(1 - \frac{\pi}{4} \frac{r_{\text{нас}} I_{c0 \max}}{E_{c \max}} \right) \frac{E_{c \max}}{I_{c0 \max}}.$$

11. Если в исходных данных заданы рабочие значения КБВ_p < 1, то при расчете должны использоваться коэффициенты $p_{0 \max}$, $\Pi_{i \max}$, $p_{c \max}$, помещенные в табл. 5.6 и учитывающие рассогласование, нагрузки. Поэтому значения величин в п. 6–9 рассчитываются по следующим формулам:

$$P_{c0 \max} = p_{0 \max} P'_1/\eta_э; \quad I_{c0 \max} = p_{0 \max} I_{c0 \max} = P_{c0 \max}/E_{c \max} \leq I_{c0 \text{ доп.}}$$

$$I_{c \max \max} = \Pi_{i \max} I_{c0 \max}; \quad P_{c \text{ рас}} = p_{c \max} (1 - \eta_э) P_{0 \max}.$$

Расчет параметров режима в телефонной точке. При стоковой модуляции и ключевом режиме модуляционная характеристика

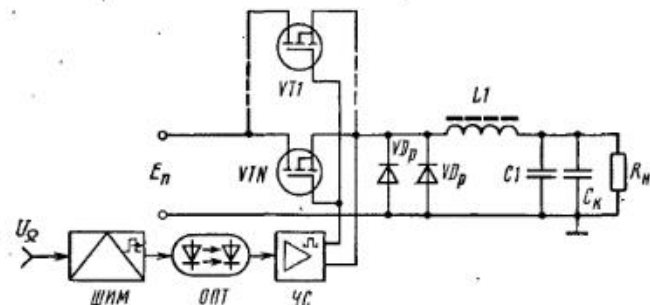


Рис. 5.45

линейна на всем протяжении, так как токи транзисторов и напряжение на нагрузке пропорциональны $E_c(t)$ в пределах $0 \leq E_c(t) \leq E_{c \max}$. Поэтому:

1. Полезная мощность $P_{1T} = P_{1 \max}/(1 + m)^2$.
2. Постоянная составляющая стокового тока $I_{c0T} = I_{c0 \max}/(1 + m)$.
3. Потребляемая мощность от источника $P'_1 = P'_{0 \max}/(1 + m)^2$.

Значения КПД и $R_э$ сохраняются неизменными.

Расчет параметров цепи затвора. Производится для максимальной точки по методике, изложенной в [2.3; 2.5].

Рассчитать величины $L_{вх}$, $C_{вх}$, $r_{вх}$. Возбуждение мощных полевых транзисторов для работы в ключевом режиме выполняется прямоугольными импульсами напряжения амплитудой $U_з = I_{c \max}/S$, где S — крутизна характеристики тока стока. Полезные соображения о схемах для возбуждения можно найти в [5.18], правда, применительно к биполярным транзисторам.

Расчет мощного модуляционного устройства. Расчет начинают с выбора типов и числа транзисторов. Для ММУ можно использовать те же транзисторы, что и в ВЧ усилителе (ради унификации), однако можно использовать и более низкочастотные. По справочнику определяется $I_{c \max \text{ доп.}}$. Число транзисторов, параллельно включенных в ММУ, определяется из

$$N_{\text{ММУ}} = 0,8 I_{c0 \max}/I_{c \text{ доп.}}$$

Упрощенная принципиальная схема ММУ приведена на рис. 5.45. Это типовая последовательная схема усилителя класса D с рекуперационными диодами D_p и фильтром, состоящим из L_1 и C_1 . При более сильной фильтрации составляющих тактовой частоты фильтр может быть рассчитан по методике из разд. 5.6.5. Рекуперационные диоды D_p можно взять типа 2D231–2D251 из справочника [5.12].

Для возбуждения транзисторов VT1–VTN в ключевом режиме должен быть предусмотрен достаточно мощный каскад усиления УС, работающий на емкостную нагрузку. Этот каскад связан с широтно-импульсным модулятором ШИМ через высоковольтные оптроны ОПТ (например, ОЛ201А и др.).

В остальном расчет должен проходить в порядке, изложенном в разд. 5.6.5 для лампового ММУ, по последовательной схеме. Остальные каскады передатчика проектируются и рассчитываются в соответствии с рекомендациями, изложенными в гл. 2 и 3.

5.8. Использование бигармонического режима для повышения энергетических показателей каскадов передатчиков

В 30-х годах, когда возможности повышения энергетических показателей классических ламповых усилителей были исчерпаны (большое E , малые θ , высокая крутизна S), стали разрабатываться идеи, высказанные еще в 20-х годах, в частности И. Ценнеком и Г. Рукопом. Речь шла об искажении формы сигнала возбуждения и построении схемы усилителя для получения гармонического сигнала большей мощности и при более высоком КПД.

А.И. Колесников и И.Н. Фомичев провели тщательные исследования [5.29; 5.30; 5.35], из которых следовало, что введение в напряжение возбуждения в противофазе напряжения второй или третьей гармоники приводит к заметному уплощению вершины импульса анодного тока и увеличению электронного КПД электронного прибора. Включение в анодную цепь дополнительного контура, настроенного на вторую или третью гармонику, приводит к заметному повышению мощности и КПД по первой гармонике. Такой режим с предварительным искажением напряжения возбуждения, с уплощенной вершиной импульса анодного тока (рис. 5.46) и отделением специальным контуром в анодной цепи далее уже не нужной второй или третьей гармоники называют бигармоническим (БГР). Аналогично этому ключевой режим с прямоугольным импульсом анодного тока можно назвать полигармоническим. На рис. 5.46 приведены эпюры импульсов напряжения возбуждения $U_c(t)$ и анодного тока $i_a(t)$ при бигармоническом возбуждении с третьей (рис. 5.46, а) и второй (рис. 5.46, б) гармониками.

Исследования [5.29–5.31] показали, что применительно к выходным каскадам передатчиков с анодной или анодно-экранной модуляцией увеличение полезной мощности P_1 и КПД по первой гармонике может достигать 15...20 и 5...10 % соответственно. Дальнейшие исследования показали, что при определенных условиях БГР приносит заметную пользу и при линейном усилении модулированных колебаний в соответствующем усилителе (УМК).

Методы и схемы формирования бигармонического сигнала (БГС). По месту реализации методы формирования БГС можно разделить на три группы: 1) формирование БГС в одном из предварительных маломощных каскадов Ф передатчика (рис. 5.47). Режим каскада недонапряженный, необходимое соотношение U_n/U_1 амплитуд n -й и первой гармоник достигается выбором угла отсечки анодного тока θ_n в этом каскаде и параметрами схемы выделения U_1 и U_n . АЧХ и

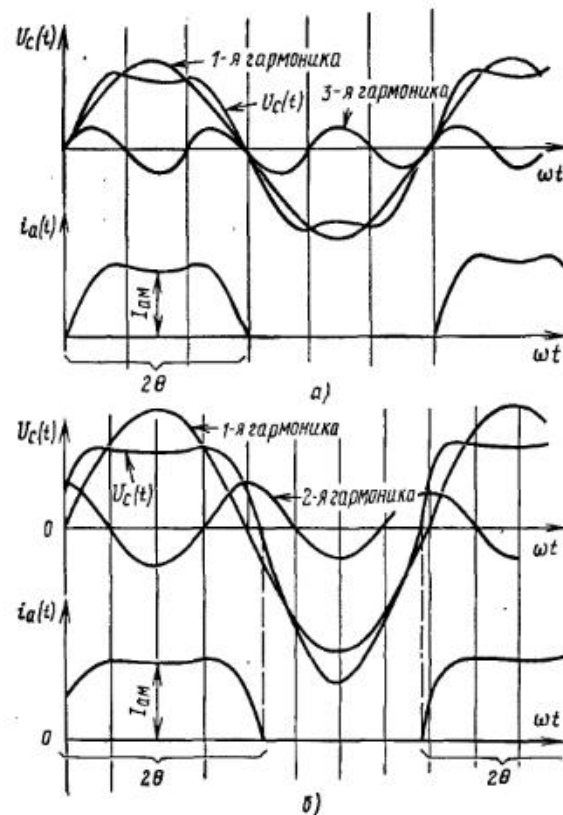


Рис. 5.46

ФЧХ тракта между каскадом Ф и оконечным каскадом Б должны быть линейны во всем диапазоне частот передатчика; 2) часто применяется формирование БГС в предоконечном каскаде передатчика. В этом случае отпадает забота о линейности АЧХ и ФЧХ ВЧ тракта, но приходится формирование проводить на более высоком уровне мощности. Схемы связи между анодной цепью ПОК и входом ОК довольно разнообразны. На рис. 5.48 приведены схемы связи с двойным П-образным контуром. Элементы контура $C1L1C3$ на рис. 5.48, а служат в основном для выделения первой гармоники, а элементы $C1L2C2C3$ — для выделения второй или третьей гармоники. Схема рис. 5.49 отличается от предыдущей наличием конденсатора C_N для нейтрализации проходной емкости $C_{в.с}$ лампы оконечного каскада и последовательным включением индуктивностей $L1$ и $L2$. Наконец, на рис. 5.48, б приведен вариант схемы с несколько усложненным бирезонансным параллельным контуром; 3) в передатчиках старых типов, особенно с триодами в ОК, известны схемы получения БГР в оконечных каскадах. Схема рис. 5.50, а довольно часто использовалась в триодных ОК с ААМ, работающих в

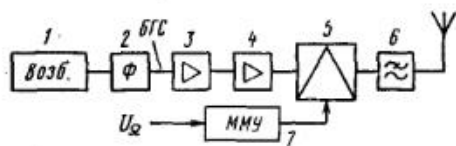


Рис. 5.47

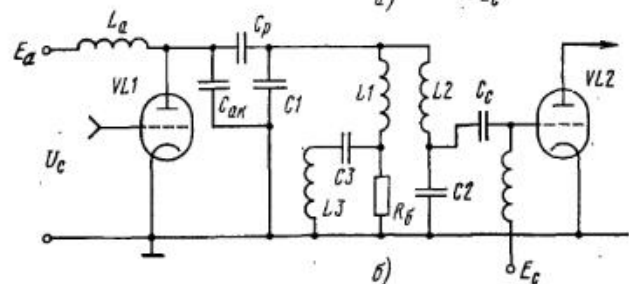
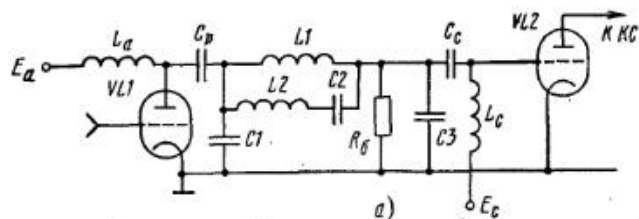


Рис. 5.48

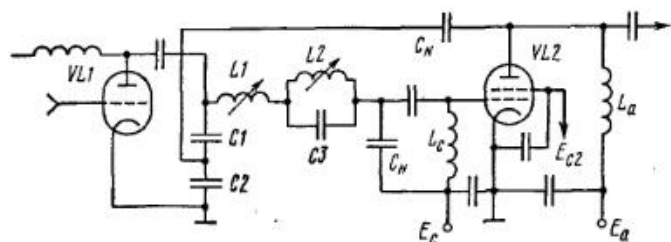


Рис. 5.49

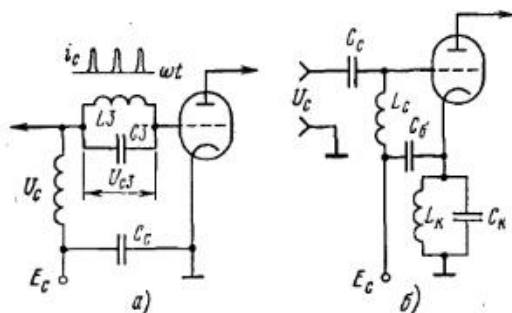


Рис. 5.50

перенапряженном режиме, при котором имеет место значительный по амплитуде сеточный ток в виде остроконечных импульсов.

Включение в цепь сетки колебательного контура $L3C3$, настроенного на частоту 3ω , позволяет осуществить бигармоническое возбуждение. Напряжение U_{c3} и, следовательно, $a_{3c} = U_{c3}/U_{c1}$ регулируются сопротивлением контура $C3L3$.

Значительно реже применялась схема, приведенная на рис. 5.50, б. Здесь дополнительный контур, настроенный на n -ю гармонику, включен в катодную цепь лампы. Резонансной частотой контура $L_k C_k$ может быть вторая или третья гармоника основной частоты.

При анодной модуляции в ОК и $\theta < 70^\circ$ контур $L_k C_k$ настраивается на третью гармонику. При этом можно получить большее значение $a_{3c} = U_{c3}/U_{c1}$. При больших углах отсечки анодного тока можно контур $L_k C_k$ настраивать на вторую гармонику, а дополнительный контур в анодной цепи — на третью гармонику. В этом случае улучшается устойчивость работы каскада.

Наконец, если ОК работает как УМК при $\theta = 90^\circ$, контур $L_k C_k$ следует настраивать на вторую гармонику рабочей частоты. Компьютерный эксперимент показывает, что в этом случае фаза I_{a3} в анодной цепи имеет отрицательный знак, а отношение $a_{3a} = U_{a3}/U_{a1}$ при включении в анодную цепь контура, настроенного на 3ω , сохраняет постоянство в широком диапазоне напряжений $0,2 < U_c/U_{cmax} < 1$. В этом случае можно реализовать БГР по второй гармонике в сеточной цепи и по третьей гармонике в анодной цепи (a_{2c} и a_{3a}).

Выбор ламп и режима работы ПОК в качестве генератора БГС для передатчика с ААМ или АЭМ производится по известным методикам: выбирается лампа с $P_{ном} \geq P_{1ПОК}$, $E_a \approx E_{a,ном}$; угол отсечки анодного тока выбирается при $n = 3$ $\theta \approx 60 \dots 70^\circ$ и при $n = 2$ $\theta \approx 80 \dots 90^\circ$. Расчет ведется для недонапряженного или граничного режима.

Выбор ламп и режима работы ПОК в качестве генератора БГС для передатчиков с усилением модулированных колебаний. В этом случае все каскады передатчика должны работать в линейном режиме, т.е. при углах отсечки в предварительных каскадах $\theta = 180^\circ$, а в ПОК и ОК при $\theta = 90^\circ$. В этом случае в ПОК $\alpha_3 = 0$ и, следовательно, для БГР выбирается $n = 2$. При выборе лампы ПОК следует обращать внимание на то, чтобы лампа имела возможно более короткий нижний сгиб, поскольку при этом форма образующей напряжения возбуждения ОК и $a_{2c} = U_{c2}/U_{c1}$ сохраняют постоянство в большем диапазоне изменения $U_{c1}(t)$ (рис. 5.51). Для ламп с длинным нижним сгибом характеристик (например, ГУ-61) отношение a_{2c} не имеет постоянного участка (рис. 5.51, а).

Ниже дается пример расчета цепи связи между ПОК и ОК при БГР (см. рис. 5.48, б).

Обозначим сопротивление элементов контура по частоте ω : $C_{вх} = C_{ак} + C_1$; $X_0 = 1/\omega C_{вх}$; $X_1 = \omega L_1$; $X_2 = \omega L_2$; $X_3 = 1/\omega C_2$. Элементы L_3 и C_3 выбираются из условия $2\omega L_3 + 1/2\omega C_3 = 0$. Демпфирующее

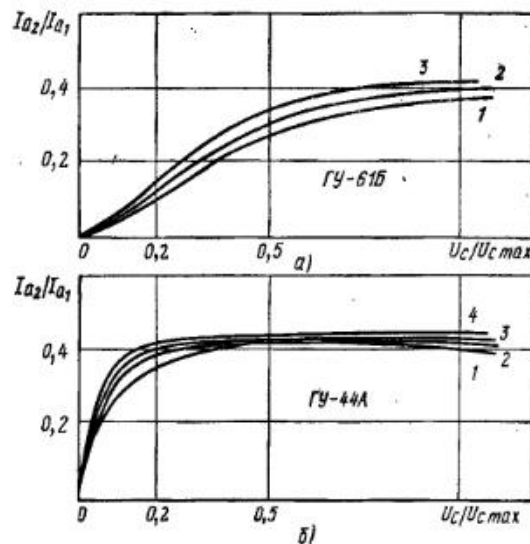


Рис. 5.51

сопротивление R_6 может быть учтено при определении необходимых добротностей контуров $C_{вх}L_1$ и L_2C_2 . Сопротивления X_0 , X_1 , X_2 и X_3 должны быть подобраны так, чтобы выполнялись условия резонанса на частотах ω и 2ω и последовательный резонанс на некоторой промежуточной частоте $\omega \leq \omega_n < 2\omega$; ($\omega_n/\omega = \alpha_n > 1$).

Составляется система уравнений:

$$\begin{aligned} 1) \quad & \frac{1}{X_0} - \frac{1}{X} + \frac{1}{(\alpha_n^2 - 1)X_2} = 0; \\ 2) \quad & \frac{2}{X_0} - \frac{1}{2X_1} - \frac{2}{4X_2 - \alpha_n^2 X_3} = 0; \\ 3) \quad & \alpha_n^2 X_2 - X_3/\alpha_n = 0. \end{aligned}$$

Решения этих уравнений можно представить в виде функций от значения X_1 : $X_0 = AX_1$; $X_2 = BX_1$ и $X_3 = CX_1$. Здесь за известную величину принята величина $X_1 = \omega L_1$, хотя с таким же успехом можно использовать одну из двух оставшихся. Коэффициенты A , B , C зависят от α_n . Для возможности выбора удобного решения зададим три значения $\alpha_n = 1,4$; $1,5$ и $1,6$ и результаты расчетов сведем в табл. 5.7.

Амплитуды составляющих напряжения $U_c(t) = U_{a1}(\rho_1 \cos \omega t - \alpha_n \rho_2 \cos 2\omega t) = \rho_1 U_{a1}(\cos \omega t - \alpha_n \rho_2/\rho_1 \cos 2\omega t)$ определяются с помощью коэффициентов $\rho_1 = X_3/(X_2 - X_3)$; $\rho_2 = X_3/2(2X_2 - X_3/2)$, значения которых для выбранных α_n приведены в табл. 5.7.

Считая известным спектральный состав анодного тока лампы ПОК, оценим величину коэффициента a_{2c} :

$$a_{2c} = a_{2a} \frac{\rho_2}{\rho_1} = \frac{\rho_2 I_{a2} R_{\alpha 2}}{\rho_1 I_{a1} R_{\alpha 1}} = \frac{\rho_2 \alpha_2 R_{\alpha 2}}{\rho_1 \alpha_1 R_{\alpha 1}}$$

Таблица 5.7

| α_n | A | B | C | ρ_1 | ρ_2 | ρ_2/ρ_1 |
|------------|------|------|------|----------|----------|-----------------|
| 1,4 | 2,04 | 2,04 | 4,00 | -2,04 | 0,728 | -0,356 |
| 1,5 | 1,74 | 1,83 | 4,11 | -1,79 | 1,236 | -0,718 |
| 1,6 | 1,56 | 1,78 | 4,56 | -1,64 | 1,78 | -1,085 |

Здесь α_1 и α_2 — коэффициенты Берга при выбранном угле отсечки в ПОК; $R_{\alpha 1}$ и $R_{\alpha 2}$ — резонансные сопротивления контура в анодной цепи ПОК. Из полученных соотношений следует, что на выбор величины $a_{2c} = U_{c2}/U_{c1}$ влияет и резонансная частота контура L_2C_2 , и его добротность при ω и 2ω . Для подбора резонансного сопротивления $R_{\alpha 1} = \omega L Q L_1$ иногда выгодно включать последовательно с L_1 резистор R_6 . Чтобы его влияние не сказывалось на частоте $2\omega (Q L_1)$, вводит параллельную цепь L_3C_3 , настроенную на частоту 2ω (иногда достаточно просто емкость C_3 , сопротивление которой выбирается $1/2\omega C_3 \ll R_6$).

Аналогично выполняется расчет для $n = 3$ ($\alpha_n = 2,1$; $2,0$ и $1,9$).

Для передатчика, работающего в диапазоне частот $\omega_{\min} \dots \omega_{\max}$, аналогичные расчеты следует сделать для нескольких частот внутри рабочего диапазона. Примеры расчета согласующих цепей со схемами рис. 5.52 и 5.48 приведены в [1.45, с. 48, 49].

Схемы построения анодных цепей ОК при БГР приведены на рис. 5.52–5.55. Во всех этих случаях выходная колебательная система ОК выполняет свои обычные функции, как и в передатчиках без БГР (фильтрация гармоник, согласование с антенной, трансформация сопротивления R_a в R_{α}), и дополнительно выделяет напряжение $(-)$ $U_n \cos n\omega t$, необходимое для осуществления БГР. Для этого в цепь анодного тока включается контур, настроенный на частоту n -й гармоники.

На рис. 5.52 показана ВКС с дополнительным контуром L_3C_3 , настроенным на n -ю гармонику. Если амплитуда тока n -й гармоники I_{an} , а сопротивление контура L_3C_3 для этой гармоники равно $R_{\alpha n} = \rho_n Q_n$, где ρ_n — волновое сопротивление контура L_3C_3 , Q_n — его добротность, на контуре будет создаваться падение напряжения $U_{an} = I_{an} R_{\alpha n} = I_{an} \alpha_n \rho_n Q_n$. Мгновенное напряжение на аноде лампы $U_a(t) = U_{a1} \cos \omega t - U_{an} \cos n\omega t$.

На рис. 5.56 представлены графики импульсов анодного тока для случаев моногармонического (1) и бигармонического (2) возбуждения при $n = 3$ и $a_{3c} = 0,2$. Угол отсечки анодного тока принят для наглядности больше, чем устанавливается в реальных ОК. Здесь ясно видно, что если θ уменьшить до $70 \dots 60^\circ$, то протяженность плоской вершины импульса анодного тока несколько сократится, исчезнут заштрихованные боковые части импульсов, увеличится электронный КПД и КПД по первой гармонике.

Графики 3, 4, 5 представляют нижнюю часть импульсов анодного напряжения при условии работы в граничном режиме: 3 — при моногармоническом возбуждении, 4 — при наличии бигармонического возбуждения ($n = 3$ и $a_{3c} = 0,2$). График 5 соответствует первой гармонике

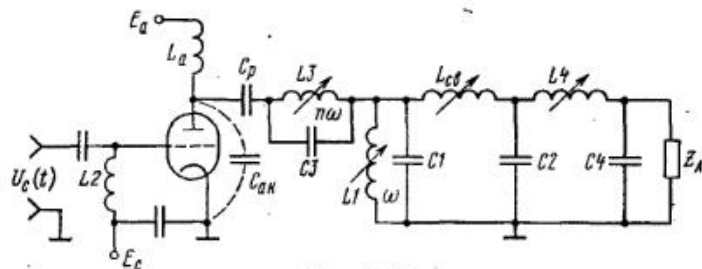


Рис. 5.52

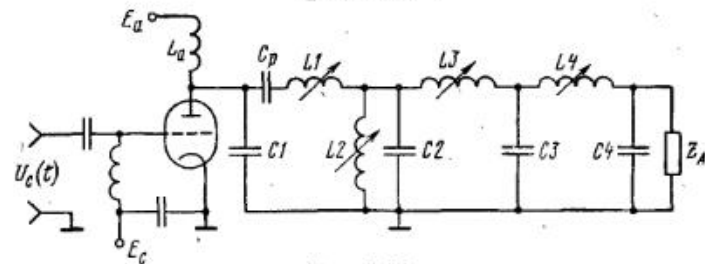


Рис. 5.53

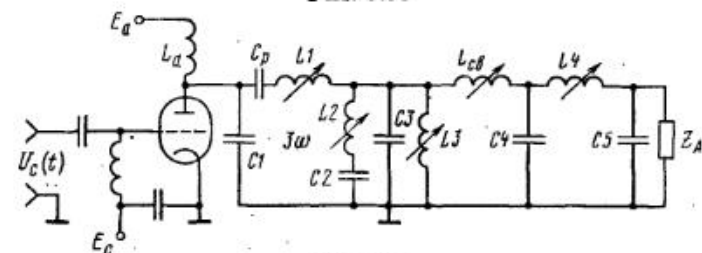


Рис. 5.54

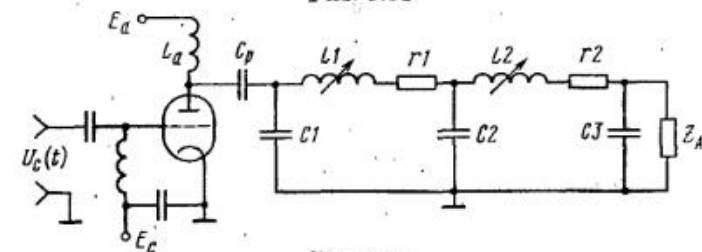


Рис. 5.55

U_{a1} при бигармоническом возбуждении. Можно видеть, что амплитуда импульса 5 на 20...25% больше амплитуды импульса 3, благодаря чему при БГР можно получить с каскада увеличенную мощность.

На рис. 5.53 и 5.54 ВКС мало различаются между собой. В схеме рис. 5.53 элементы C1L1C2 выбраны так, что этот контур может быть настроен на n -ю гармонику рабочей частоты. Контур L2C2 настраивается на первую гармонику. Таким образом, напряжение n -й и первой гармоник на этих контурах обеспечивают БГР в анодной цепи.

В схеме рис. 5.54 цепь L2C2 настроена на n -ю гармонику, вследствие чего контуры для первой (C3L3) и n -й (C1L1) гармоник лучше развязаны, в связи с чем упрощается настройка ВКС.

На рис. 5.55 приведена схема ВКС с минимальным для двухчастотной резонансной системы числом реактивных элементов. Однако из-за пониженной фильтрации применение этой схемы возможно в передатчиках средней мощности. Расчет параметров элементов приведен в [1.45].

Расчет параметров режима лампы ОК при БГР, если ПОК работает, как генератор БГС. Исходными параметрами при проектировании и расчете обычно являются: P_1' — полезная отдаваемая мощность по первой гармонике; U_{c1} — напряжение возбуждения ОК; $a_{nc} = U_{nc}/U_{c1}$ — коэффициент n -й гармоники.

По этим параметрам выбирается лампа и производится расчет параметров в граничном режиме. Затем рассчитывается выходная колебательная система.

Процесс проектирования и расчета ОК в БГР несколько сложнее, чем без БГР, поскольку он связан с оптимизацией режима по КПД электронному и по первой гармонике.

Результаты исследований [5.31, 5.32] показывают, что имеются оптимальные значения для относительных значений напряжений и токов гармоник в сеточных и анодных цепях (a_{nc} , a_{na} , a_{ni}) и оптимальные значения для нижних $\theta'_{\text{опт}}$ и верхних χ_0 углов отсечки.

Решение задачи оптимизации дает следующие результаты: при $n = 2$; $\theta'_{\text{опт}} = 80^\circ$; $a_{2\text{ioпт}} = 0,41$; $g'_{2\text{max}} = 1,35$; $n = 3$; $\theta'_{\text{опт}} = 60^\circ$; $a_{3\text{ioпт}} = 0,21$; $g'_{3\text{max}} = 1,67$. Кроме того, показано, что $a_{nc,\text{опт}} = a_{na,\text{опт}} = a_{ni,\text{опт}} = a_{\text{полт}}$, т.е. все относительные значения гармоник токов и напряжений можно выбирать для заданной гармоники n одинаковыми.

На практике $\theta'_{\text{опт}}$ обычно берут на 2...3° больше оптимального, и если нет особых причин, то для использования берут третью ($n = 3$) гармонику, поскольку при этом пиковые значения напряжения на управляющей сетке оказываются меньше, чем при $n = 2$.

Поскольку напряжение возбуждения, напряжение на аноде и импульс анодного тока имеют негармоническую огибающую, то в расчете режима лампы при БГР используются более сложные функции* $\beta_n(a_{ni}, \theta')$:

* Величина θ' со штрихом ($'$) выше, здесь и ниже относится к бигармоническому режиму.

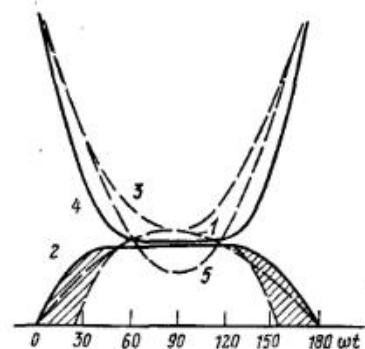


Рис. 5.56

$$\beta_0(a_{ni}, \theta') = \gamma_0(\theta') - \gamma_0(n\theta')a_{ni}/n;$$

$$\beta_1(a_{ni}, \theta') = \gamma_1(\theta') - \gamma_n(\theta')n^2 a_{ni};$$

$$\beta_n(a_{ni}, \theta') = \gamma_n(\theta') - \gamma_1(2^n \theta')a_{ni}/n.$$

Здесь $\gamma_0(\theta')$ — функции Берга для разложения в ряд Фурье импульсов с косинусоидальной образующей.

Выбор лампы и питающих напряжений производится по общим правилам.

Порядок расчета.

Задаются исходные данные: $P_1', \theta', E_a, \omega_0, n, a_{подт} = a_n$.

1. Определяется верхний угол отсечки и функция $F(a_n)$:

$$X_0 = \begin{cases} \arccos(1/4a_2) & \text{при } n = 2; \\ \arccos \sqrt{(1 + 3a_3)/12a_3} & \text{при } n = 3; \end{cases} \quad F(a_n) = \cos X_0 - a_n \cos(nX_0).$$

2. Задаются функции $\beta_0(a_n, \theta')$; $\beta_1(a_n, \theta')$ и $\beta_n(a_n, \theta')$.

3. Определяется функция

$$\alpha_1(a_n, \theta') = \beta_1(a_n, \theta')/[F(a_n) - \cos \theta' + a_n \cos n\theta'].$$

4. Определяется коэффициент использования анодного напряжения:

$$\xi'_{гр} = \frac{0,5 + \sqrt{0,25 - 2P_1' F(a_n)}}{\alpha_1(a_n, \theta') S_{гр} E_a'} \frac{1}{F(a_n)}.$$

5. Амплитуда первой гармоники анодного напряжения

$$U'_{a1} = \xi'_{гр} E_a.$$

6. Импульс анодного тока и его составляющие:

$$I'_{a1} = \frac{2P_1'}{U'_{a1}}; \quad i'_{a \max} = \frac{I'_{a1}}{\alpha_1(a_n, \theta')}; \quad I'_{a0} = I'_{a1} \frac{\beta_0(a_n, \theta')}{\beta_1(a_n, \theta')}; \quad I'_{an} = I'_{a1} \frac{\beta_n(a_n, \theta')}{\beta_1(a_n, \theta')}.$$

7. Амплитуда n -й гармоники напряжения на аноде

$$U'_{an} = -a_n U'_{a1}.$$

8. Потребляемая мощность $P'_0 = I'_{a0} E_a'$, отдаваемая на n -й гармонике: $P'_n = 0,5 I_{an} U_{an}$, рассеиваемая на аноде:

$$P'_a = P'_0 - (P'_1 - P'_n).$$

9. Электронный КПД и по первой гармонике:

$$\eta'_a = 1 - P'_a/P'_0; \quad \eta'_{a1} = P'_1/P'_0.$$

10. Сопротивления нагрузок по первой и n -й гармоникам:

$$R'_{1гкв} = U'_{a1}/I'_{a1}; \quad R'_{nгкв} = U'_{an}/I'_{an}.$$

11. Напряжение возбуждения на управляющей сетке

$$U'_{c1} = DU'_{a1} + I'_{a1}/S\beta_1(a_n, \theta').$$

12. Напряжение смещения на управляющей сетке

$$E'_c = E_{c0} - DE_a - (U'_{c1} - DU'_{a1})[\cos \theta' - a_n \cos(n\theta')].$$

Расчет цепи управляющей сетки:

$$e'_{c \max} = E'_c + U'_{c1} F(a_n); \quad e'_{c \min} = E'_a + U'_{a1} F(a_n).$$

13. Из уравнения $\cos \theta'_c - a_n \cos(n\theta'_c) = -E'_c/U'_c$ определяется значение θ'_c .

14. При значениях $e'_{c \max}$ и $e'_{c \min}$ определяем $i'_{c \max}$.

15. Определим составляющие тока сетки:

$$I'_{c0} \approx 0,6 i'_{c \max} \beta_0(a_n, \theta'_c)/[1 - \cos \theta'_c - a_n(1 - \cos n\theta'_c)];$$

$$I'_{c1} = I'_{c0} \beta_1(a_n, \theta'_c)/\beta_0(a_n, \theta'_c);$$

$$I'_{cn} = I'_{c0} \beta_n(a_n, \theta'_c)/\beta_0(a_n, \theta'_c).$$

16. Сопротивление сеточной цепи для постоянного тока

$$R'_c = |E'_c|/I'_{c0}.$$

17. Мощность возбуждения и мощность, рассеиваемая на сетке*

$$P'_{c.возб} = 0,5(U'_{c1} I'_{c1} + U'_{cn} I'_{cn}); \quad P'_c = P'_{c.возб} + E'_c I'_{c0}.$$

Для усилителя модулированных колебаний (УМК) с линейной амплитудной характеристикой АХ можно использовать еще один вариант бигармонического режима, который реализуется только в анодной цепи УМК. Напряжение возбуждения $U_c(t) = U_c(t) \cos \omega t$ квазигармоническое. Напряжение смещения E_c выбирается так, чтобы угол отсечки анодного тока θ равнялся 90° ($E_c = E'_c$).

Гармонический анализ анодного тока при $\theta = 90^\circ$ показывает, что в нем присутствует четвертая гармоника основной частоты с отрицательной фазой по отношению к первой (рис. 5.57). Отсюда следует, что если включить в анодную цепь лампы УМК контур L3C3 (см. рис. 5.53) с резонансным сопротивлением R_{a4} и настроить его на четвертую гармонику ($m = 4$), то на аноде лампы УМК будет действовать напряжение [5.35]

$$e_a(t) = E_a - U_{a1}(\cos \omega t - a_{4a} \cos 4\omega t).$$

Здесь $a_{4a} = U_{a4}/U_{a1}$; $U_{a4} = R_{a4} I_{a4}$; $I_{a4} = I_{am} \alpha_4(\theta)$.

Рассмотрим методику выбора оптимального значения, при котором получается максимальный КПД. Найдем при $a_{4a} = 0$ по заданным параметрам ($P_1, K_{zf}, \theta = 90^\circ, E_a$) амплитуду первой гармоники анодного напряжения U_{a1} , при которой имеет место граничный режим. При $a_{4a} > 0$ максимальная амплитуда окажется меньше из-за наличия члена $a_{4a} \cos \omega t$. Для того чтобы вернуться к исходному граничному режиму при максимальной амплитуде $U_{a1 \max}$, нужно величину U_{a1} умножить на коэффициент $F(a_n) = 1/\cos X_0 - a_{4a} \cos X_0$, где X_0 — корень уравнения $\cos 3X_0 = 0,5 \cos X_0 - 1/32 = 0$.

Уравнение решается на компьютере или калькуляторе и приводит к следующим результатам (табл. 5.8).

* При расчетах всех рассеиваемых мощностей и максимальных значений токов и напряжений делаются проверки на допустимость по величинам $P_{a \text{ доп}}, P_{c \text{ доп}}, I_{a \text{ доп}}$, приведенным в справочниках.

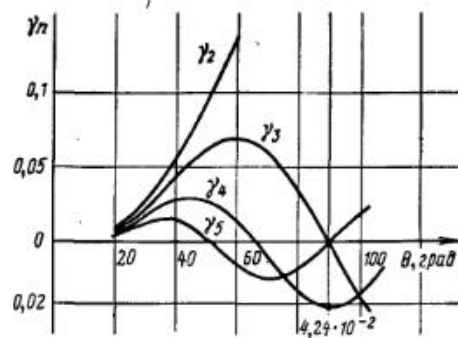


Рис. 5.57

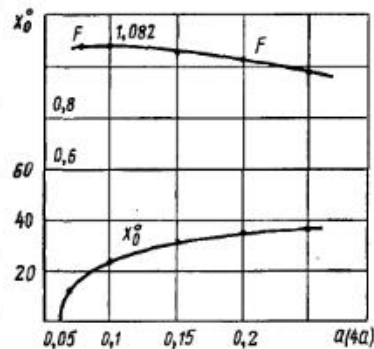


Рис. 5.58

Таблица 5.8

| a_{4a} | 0,07 | 0,09 | 0,10 | 0,11 | 0,15 | 0,20 |
|----------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| X_0 | 12,5 | 21,0 | 23,5 | 22,5 | 30,5 | 33,3 |
| $F(a_4)$ | 1,073 | 1,082 | 1,082 | 1,080 | 1,062 | 1,028 |

Таким образом, оптимальными значениями будут: $a_{4a} = 0,09 \dots 0,10$ и $F(a_4) \approx 1,082$ (рис. 5.58).

Влияние контура ЛЗСЗ на режим лампы УМК (особенно, если это тетрод) малозаметно, поэтому можно полагать, что значения коэффициентов L_1, L_2, \dots, L_0 сохраняются неизменными, а параметры каскада с БГР можно рассчитывать по следующим формулам:

$$\begin{aligned} R'_{\alpha 1} &= R_{\alpha 1} F(a_4); & R'_{\alpha 4} &= a_{4a} \alpha_1(\theta) R'_{\alpha 1} / \alpha_4(\theta); \\ \xi' &= \xi F(a_4); & U'_a &= U_a F(a_4); & I'_{a1} &= I_{a1}; & I'_{a0} &= I_{a0}; \\ P'_0 &= P_0; & P'_1 &= P_1 F(a_4); & \eta'_a &= \eta_a F(a_4). \end{aligned}$$

Этот способ увеличения полезной мощности и КПД на 5...8%, по видимому, наиболее прост. Недостаток способа — необходимость в ВКС дополнительного элемента настройки.

В заключение отметим, что четвертая гармоника с отрицательной фазой возникает при $\theta > 60^\circ$. Следовательно, в ГВВ с углами отсечки, равными 80° и более, целесообразно также применять дополнительный контур, настраивать его на четвертую гармонику и получать в зависимости от $R_{\alpha 4}$ КПД на 4...8% больше.

5.9. Выходные колебательные системы вещательных передатчиков

Назначение выходных колебательных систем (ВКС) в радиопередатчиках (в том числе и вещательных) заключается в выполнении следующих функций.

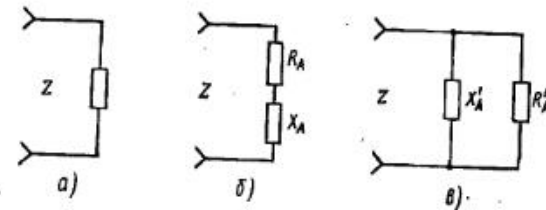


Рис. 5.59

I. Согласование активного сопротивления R_A антенного фидера (или антенны) с необходимым для нормальной работы выходной ступени эквивалентным сопротивлением R_{α} нагрузки в анодной цепи.

II. Компенсация реактивного сопротивления X_A антенны или фидера с тем, чтобы ВКС работала на активную нагрузку и отдавала в антенну наибольшую мощность. Часто в литературе обе эти функции объединяются общим термином «согласование электронных приборов ЭП выходной ступени с антенной».

III. Фильтрация (подавление) гармоник, вырабатываемых электронным прибором ЭП в выходных каскадах при работе в классах АВ, В и С, т.е. при углах отсечки $\theta \leq 180^\circ$.

Физический смысл «согласования» покажем на примере ВКС, представленных в виде параллельного и П-образного контуров, нагруженных на антенну с комплексным входным сопротивлением Z_A . При этом будут заданы рабочая частота ω , эквивалентное входное сопротивление контуров R_{α} , составляющие сопротивления антенны для последовательной схемы R_A, X_A (рис. 5.59, б) и составляющие сопротивления антенны при эквивалентной параллельной схеме R'_A, X'_A (рис. 5.59, в). Соотношения между сопротивлением Z_A и составляющими R_A, X_A, R'_A, X'_A определяются следующими зависимостями:

$$\begin{aligned} Z_A &= R_A + jX_A; & Z'_A &= jX'_A R'_A / (R'_A + jX'_A); & R_A R'_A &= X_A X'_A; \\ R &= R_A X'_A{}^2 / (R'^2_A + X'^2_A); & X_A &= X'_A R'^2_A / (R'^2_A + X'^2_A); \\ R'_A &= X_A{}^2 + R_A{}^2 / R_A; & X'_A &= (R_A{}^2 + X_A{}^2) / X_A. \end{aligned}$$

Подключение антенны к параллельному колебательному контуру с емкостной связью с электронным прибором (рис. 5.60, а) может производиться через элемент связи с емкостным или индуктивным сопротивлением, вследствие чего составляющие сопротивления антенны трансформируются в $R_{вх}$ и $X_{вх}$:

$$R_{вх} = X_{св}^2 / R_A; \quad X_{вх} = X_{св}^2 / X_A.$$

В рассматриваемом случае операция согласования сводится к подбору элемента согласования $X_{согл}$ так, чтобы между элементами $X_{согл}$ и $X_{вх}$ был обеспечен последовательный резонанс:

$$X_{согл} + X_{вх} = 0.$$

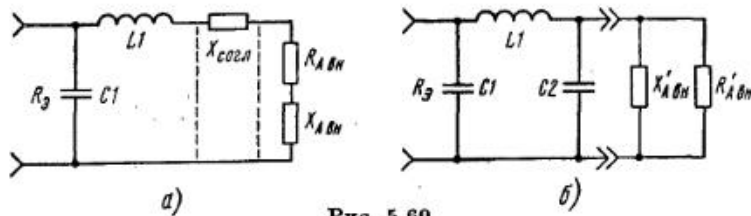


Рис. 5.60

В этом случае контур будет характеризоваться следующими параметрами:

$$\rho = \omega L_1 = 1/\omega C_1; \quad R_3 = \rho^2/R_{\text{Авн}}; \quad Q_{\text{ХХ}} = \omega L_1/r_L; \quad Q_{\text{Р}} = \rho/R_{\text{Авн}}.$$

Здесь r_L — собственные потери контурной катушки.

Таким образом, трансформация сопротивления R_A в R_3 произведена с помощью элемента связи, а компенсация сопротивления X_A — с помощью элемента согласования.

В случае П-образного контура (рис. 5.60, б) и укороченной антенны $\ell \leq \lambda/4$ $X_{\text{Авн}}$ имеет емкостный характер и, следовательно, в контуре вместо емкости C_2 должна быть емкость $C_{2\text{сум}} = C_2 + C_{\text{вн}}$, где $X'_{\text{Авн}} = 1/\omega C_{\text{вн}}$.

Для согласования сопротивлений $R_{\text{Авн}}$ и R_3 выбирают C_1 и C_2 исходя из соотношений

$$R_3 = R'_{\text{Авн}} C_{2\text{сум}}/C_1 \quad \text{и} \quad \rho = C_1 C_{2\text{сум}}/(C_1 + C_{2\text{сум}}).$$

Алгоритм расчета согласования П-образного контура следующий:

- 1) при заданных f_0 , R_3 и Z_A определяются R_A , X_A , $R'_{\text{А}}$, $X'_{\text{А}}$;
- 2) ориентировочно по заданному P_1 определяются $\rho = \omega L_1$ и $1/\omega C_k$, где $C_k = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ — емкость контура;
- 3) по заданным R_3 и $R'_{\text{А}}$ определяются отношение $R_3/R'_{\text{А}} = C_2/C_1$, физические значения конденсаторов C_1 и $C_{2\text{рез}}$.

IV. Фильтрация гармонических составляющих необходима при работе выходного каскада с колебаниями $\theta \leq 180^\circ$, когда в анодной цепи ЭП возникают составляющая тока первой гармоники амплитудой $I_{\text{а1}}$ и составляющие гармоник с номерами n и амплитудами $I_{\text{ан}}$. Для того чтобы не создавать недопустимых помех другим системам связи, между ЭП и входом антенны устанавливается ВКС, основная функция которой — резко понижать мощность нежелательных гармоник, не внося заметных потерь для составляющей с основной частотой. Для всех систем передатчиков разработаны и введены в действие ГОСТы и Общесоюзные нормы на побочные излучения [1.11, 1.23], в которых допустимая норма на излучения наиболее мощной побочной гармоники задается либо в микроваттах или милливаттах, либо в относительных уровнях по отношению к мощности излучения на первой гармонике (−40 дБ, −60 дБ и др.). Например, для передатчиков КВ диапазона со средней мощностью от 0,5 до 50 кВт $P_{\text{Андоп}} \leq 50$ мВт.

Таблица 5.9

$Q_{\text{ХХ}}$ и $Q_{\text{Р}}$ в зависимости от мощности передатчика

| P_1 , кВт | 0,001 | 0,01 | 0,1 | 10 | 100 | 1000 |
|-----------------|-----------|-----------|---------|-----------|-----------|-----------|
| $Q_{\text{ХХ}}$ | 150...200 | 150...200 | 200 | 200...250 | 200...250 | 250...300 |
| $Q_{\text{Р}}$ | 40...50 | 25...35 | 15...20 | 10...18 | 7...10 | 5...10 |

Благодаря этим нормам можно рассчитать необходимую фильтрацию $\Phi_{\text{необх}}$ ВКС для любого передатчика. Для передатчика, работающего на антенну с длинным фидером (наиболее частый случай для вещательных передатчиков), $\Phi_{\text{необх}}$ можно вычислить из формулы

$$\Phi_{\text{необх}} = \frac{\alpha_2}{\alpha_1 \text{КБВ}} \sqrt{P_{1\text{А}}/P_{\text{Андоп}}}.$$

Здесь КБВ учитывает возможное неравенство $R_{\text{а1}}$ и $R_{\text{ан}}$ и выбирается в пределах ГОСТа для соответствующих передатчиков. Для передатчиков, работающих на короткие антенны длиной $\ell \leq \lambda/4$, можно использовать другую формулу:

$$\Phi_{\text{необх}} = n \frac{\alpha_n}{\alpha_1} \sqrt{P_{1\text{А}}/P_{\text{Андоп}}},$$

где n — номер наиболее мощной гармоники.

При проектировании передатчика после определения $\Phi_{\text{необх}}$ следует выбрать, спроектировать и рассчитать схему ВКС, приняв предварительно ориентировочное значение КПД ВКС. Чаще всего можно руководствоваться приблизительными средними практическими данными. Например, для передатчиков мощностью до 1 Вт, до 1 кВт, до 100 кВт, до 1000 кВт КПД ВКС могут быть соответственно в пределах: <0,8; 0,8...0,92; 0,90...0,95; 0,92...0,97. При выборе схемы ВКС следует учитывать по крайней мере следующие три фактора.

1. Конструкция ВКС, в частности, конструкция катушек индуктивности и возможных их параметров: форма, габариты, материал проводов, возможные значения $Q_{\text{ХХ}}$ и $Q_{\text{Р}}$. Последние два параметра зависят от номинальной мощности передатчика. Средние значения приведены в табл. 5.9.

2. Допустимый КПД ВКС. Ориентировочный расчет значений КПД ВКС можно выполнить по приведенной ниже формуле для ВКС с N контурами:

$$\eta_{\text{ВКС}} = 1 - \sum_{i=1}^N \frac{Q_{\text{Р}i}}{Q_{\text{ХХ}i}},$$

где i — номер контура; $Q_{\text{Р}}$ и $Q_{\text{ХХ}}$ — добротность рабочая и холостого хода.

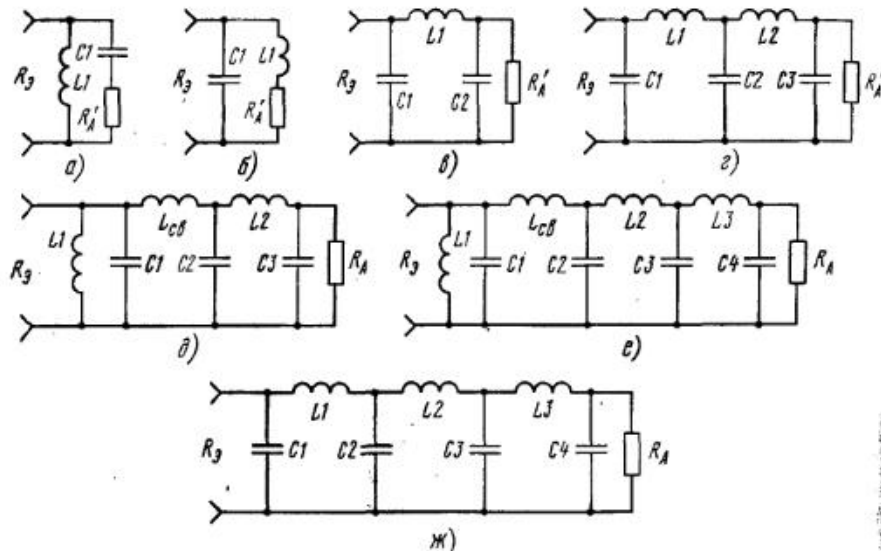


Рис. 5.61

Таблица 5.10

| Номер рисунка | Буквенное обозначение ВКС | Расчетная формула |
|---------------|---------------------------|--|
| 5.61,а | ПКИС | $Q_p(1 - 1/n^2)$ |
| 5.61,б | ПКЕС | $n^2 Q_p(1 - 1/n^2)$ |
| 5.61,в | 1ПК | $n^3 Q_p$ |
| 5.61,г | 2ПК | $n^5 Q_p^2, Q_p = \text{const}$ |
| 5.61,д | 3ПК | $n^7 Q_p^3, Q_p = \text{const}$ |
| 5.61,е | ПКЕС + 1ПК | $n^5 Q_p^2(1 - 1/n^2), Q_p = \text{const}$ |
| 5.61,з | ПКЕС + 2ПК | $n^7 Q_p^3(1 - 1/n^2), Q_p = \text{const}$ |

3. Полная фильтрация гармоник в ВКС. Приближительный расчет значений фильтрации $\Phi_{\text{ВКС}}$ можно выполнить для колебательных систем, схемы которых приведены на рис. 5.61,а-з, по приведенным в табл. 5.10 формулам [2.1]:

Здесь ПКИС и ПКЕС — параллельные контуры с индуктивной и емкостной связью с ЭП; ПК — П-образный контур; цифра перед ПК означает число контуров в ВКС. В системах 2ПК и более сложных возможно использование контуров с различными значениями Q_p . Например, для систем ПКЕС+2ПК добротность анодного контура ПКС и оконечного П-образного контура может быть меньше из-за демпфирования ПКЕС лампой при анодной модуляции и увеличенной нагрузки оконечного П-образного контура внесенным сопротивлением из антенны. В этом случае следовало бы предварительно определить Q_{p1} , Q_{p2} и Q_{p3} и рассчитать Φ по формуле $\Phi = n^5 Q_{p1} Q_{p2} Q_{p3}$.

Для получения ориентировочных представлений о схеме ВКС, когда известны R_1 , $\Phi_{\text{необх}}$ и желательный КПД ВКС, удобно восполь-

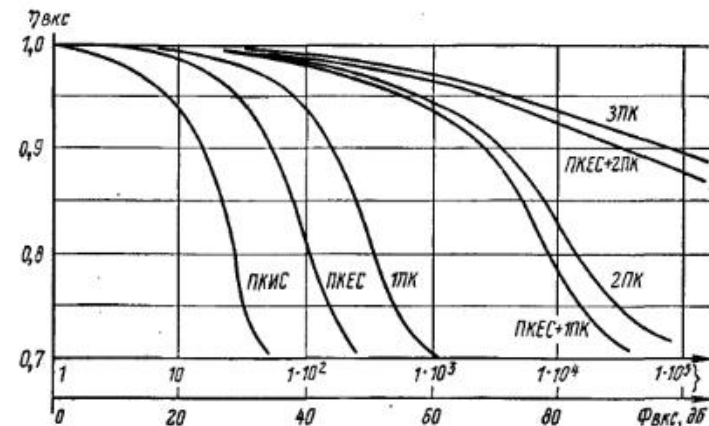


Рис. 5.62

зоваться графиками, построенными по формулам $\eta_{\text{ВКС}} = f(\Phi_{\text{ВКС}})$ (см. рис. 5.62).

Приведенные на рисунке графики построены при $Q_{\text{xx}} = 200$. Однако аналогичные графики могут быть построены и для других значений Q_{xx} .

Использование графиков очень простое. Например, пусть $\Phi_{\text{необх}} = 1000$. На вертикальной линии при $\Phi_{\text{ВКС}} = 1000$ есть пересечение с графиком 1ПК при $\eta_{\text{ВКС}} = 0,7$. Поскольку для проектируемого передатчика желательно более высокое значение $\eta_{\text{ВКС}}$, то можно остановиться на следующем пересечении с графиком ПКЕС + 1ПК при $\eta_{\text{ВКС}} = 0,93$. Если эта величина не приемлема, то можно подняться выше и использовать более сложные системы ВКС.

Существенное замечание. Этот метод расчета $\eta_{\text{ВКС}}$ и $\Phi_{\text{ВКС}}$ хорошо работает в диапазонах длинных и средних волн, но дает некоторые погрешности в диапазоне коротких волн, поскольку при расчетах не учитываются паразитные параметры ВКС (индуктивности, емкости, потери) элементов схем и самих схем (влияние экранов, изоляционных элементов и др.).

После выбора схемы ВКС и параметров ее контуров производится расчет элементов этих контуров, т.е. определяются номинальные значения входящих в них L и C , а для переменных L и C — диапазоны их изменения. Методика этих расчетов изложена в гл. 3.

Расчет элементов для ряда вариантов ВКС можно с успехом произвести, воспользовавшись в библиотеке кафедры компьютерными программами расчета одиночного П-образного контура с элементом согласования с антенной и расчета более сложной многоконтурной ВКС.

При использовании этих программ точность подбора схем, а также расчета параметров ВКС и отдельных элементов получается высокой для всех диапазонов, поскольку в алгоритмах программ учитывается наличие паразитных параметров и потерь в элементах.

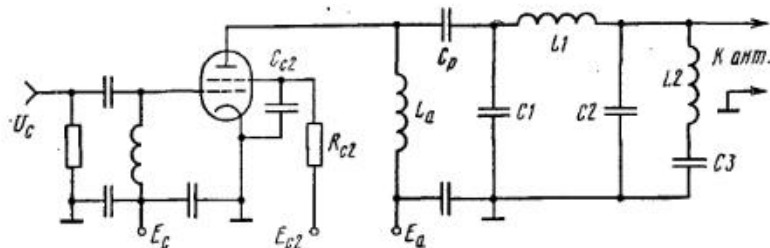


Рис. 5.63

В последующих трех разделах приводятся схемы и краткие описания ВКС передатчиков НЧ и СЧ периода 50–70-х годов (разд. 5.9.2), передатчиков ВЧ периода 50–80-х годов (разд. 5.9.3) и передатчиков НЧ, СЧ и ВЧ зарубежных фирм выпуска двух последних десятилетий (1975–1995 гг.).

Схемы ВКС передатчиков НЧ и СЧ выпуска 1950–1970 гг. В эту группу передатчиков входят передатчики небольшой мощности для местного вещания (5...20 кВт), как правило, средневолновые и мощные НЧ-СЧ диапазонов с повышенным КПД благодаря использованию бигармонического режима [5.36].

На рис. 5.63 приведена упрощенная схема выходного каскада и ВКС передатчика средних волн ПСВ-5 мощностью 5 кВт. Модуляция амплитудная, коллекторная в предоконечном каскаде. Лампа выходного каскада ГУ-61Б работает как усилитель модулированных колебаний в классе АВ. Параметры выходного каскада: $\alpha_2/\alpha_1 \approx 0,2$; $\Phi_{\text{необх}} \approx 200 \dots 300$; действительные параметры $Q_{\text{кх}} \approx 200$; $Q_{\text{р}} \approx 20$; $\eta_{\text{ВКС}} \approx 0,9$; $\Phi_{\text{ВКС}}$ при П-образном контуре в ВКС $\Phi_{\text{ВКС}} \approx n^3 Q_{\text{р}} \approx 160$.

Поскольку передатчик обслуживает диапазон СЧ, то для питания анодной цепи используется параллельная схема с анодным дросселем L_a и разделительным конденсатором C_p . ВКС состоит из П-образного контура $C1L1C2$ и режекторного фильтра $L2C2$ для дополнительного подавления второй гармоники ($\Phi_{\text{г}} \approx 5$). Этот контур настраивается на частоту 2ω . Небольшая фильтрация режекторного контура объясняется тем, что диаметр катушки L_2 выбирают небольшим, $Q_{\text{р}2}$ оказывается малой и благодаря этому искажение АЧХ оказывается почти незаметным.

ВКС передатчика мощностью 75...100 кВт представлена на рис. 5.64.

В передатчиках НЧ-СЧ старых типов вследствие ограниченного ассортимента ламп часто в выходном каскаде использовалось до трех ламп в параллель. Иногда такое решение объяснялось также тем, что в модулирующем устройстве можно было установить две аналогичные лампы с высокой степенью использования по мощности. Отметим, что при параллельном включении ламп на каждую лампу подается независимое смещение (рис. 5.64) для выравнивания режимов ламп, а аноды питаются через отдельные быстродействующие автоматы-разъединители, предупреждающие выключение всего каскада при появлении ионизированного газа и чрезмерного анодного тока в одной из ламп.

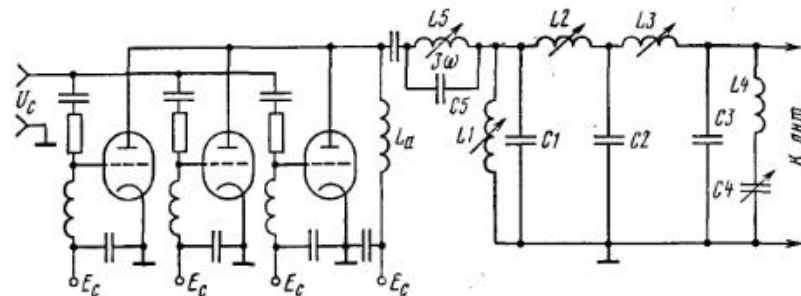


Рис. 5.64

Поскольку в этом каскаде реализован бигармонический режим (БГР), то ВКС содержит контур $L5C5$, настроенный на вторую или третью гармонику ($2\omega \dots 3\omega$), и параллельный анодный контур $L1C1$, настроенный на первую гармонику. В этом случае переменное напряжение между анодом и корпусом содержит две составляющие:

$$U_a(t) = U_{a1} \cos \omega t - U_{an} \cos n\omega t; \quad n = 2; 3.$$

Контур $L1C1$ через катушку связи $L2$ связан с П-образным контуром $C2L3C3$, выполняющим две функции: компенсацию реактивного сопротивления антенны и фильтрацию гармоник.

Поскольку при анодной модуляции лампы работают в течение некоторой части периода в перенапряженном режиме, при котором внутреннее сопротивление R_i оказывается много меньше R_o , то контур $L1C1$ оказывается сильно задемпфированным, имеет низкое значение $Q_{\text{р}1}$ и сравнительно низкую фильтрацию Φ_1 (несколько единиц).

Последующий П-образный контур в зависимости от Р1ТА передатчика может иметь $Q_{\text{р}}$ в пределах 8...20 и, следовательно, фильтрацию $\Phi = n^3 Q_{\text{р}} \approx 64 \dots 160$. Дополнительное режекторное звено $L4C4$ доводит фильтрацию по второй гармонике до необходимых пределов (1000...1200).

В зависимости от номера гармоники, используемой при БГР, за счет контура $L5C5$ несколько увеличивается фильтрация на этой гармонике.

В серийном устройстве обычно работает два таких блока, отдающие мощности на несимметричный мост сложения (рис. 5.65, а). При этом в антенне обеспечивается мощность 150 кВт (передатчик ПДСВ-150).

ВКС передатчика ПСВ-1000 несколько отличается от ВКС предыдущего передатчика тем, что должна обеспечивать более высокую фильтрацию. Как и предыдущий передатчик ПДСВ-150, передатчик ПДСВ-1000 также строится из двух 500-кВт блоков. ВКС одного такого блока приведена на рис. 5.65, б. В выходном каскаде работают в параллель три лампы ГУ-68. Анодная цепь питания параллельна с анодным дросселем L_a и разделительным конденсатором C_p . ВКС содержит два П-образных контура $C1L1C2L3$ и фильтр гармоник $L3C'4C''4L4C'5C''5$.

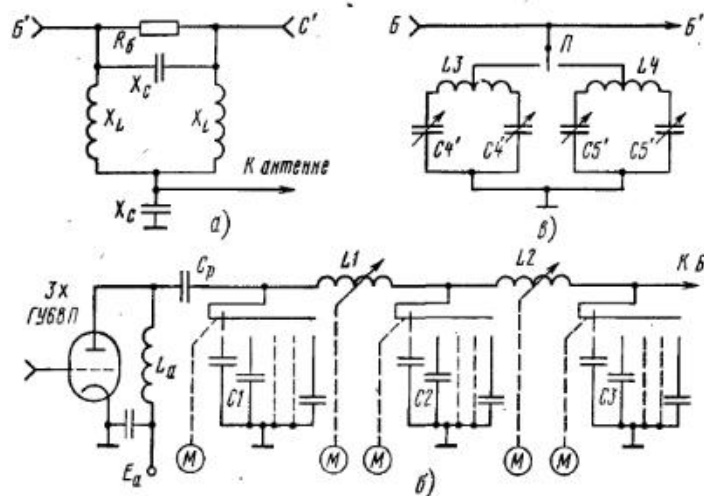


Рис. 5.65

Катушки индуктивности $L1, L2$ выполнены в виде массивных шаровых вариометров. Три группы переключаемых конденсаторов $C1C2C3$ позволяют осуществлять работу на трех заранее выбранных фиксированных волнах в любой части рабочего диапазона. Для увеличения фильтрации на второй и третьей гармониках на выходе второго П-образного контура включены фильтры (рис. 5.65, в), настроенные на вторую и третью гармоники каждой фиксированной частоты.

В состав ВКС вводятся для выравнивания входных сопротивлений Г-образные звенья между фильтрами и входами моста сложения и эквивалентное П-образное звено между выходом моста сложения и фидером антенны в длинноволновом диапазоне. В провод между первым и вторым П-образными контурами включены фазовые датчики, управляющие системой согласования. В мосте сложения последовательно с балластным сопротивлением включен измерительный прибор для контроля симметричности блоков. Реактивные сопротивления в мосте сложения X_C и X_L выбираются равными сопротивлению фидера антенны W .

Теория работы этих звеньев здесь не рассматривается. Не рассматриваются также ВКС ДВ передатчиков с настройкой антенны колебательной системой, размещенной в антенном павильоне.

Передатчик СВ мощностью 300 кВт, разработанный фирмой "Броун Бовери", имеет ВКС, отличающуюся от ВКС упомянутых выше передатчиков (рис. 5.66). В выходном каскаде этого передатчика работает 600-кВт тетрод, а также используется БГР. ПОК с ОК связан с помощью двойного П-образного контура, настроенного на первую и третью гармоники. Для снижения возможности самовозбуждения введена цепь нейтрализации с конденсатором C_N .

ВКС состоит из контура, настроенного на частоту 3ω , и двух индуктивно связанных параллельных контуров $C2L2$ и $C3L3$. Для увели-

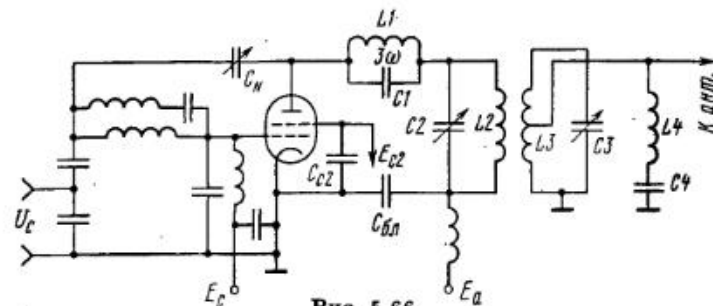


Рис. 5.66

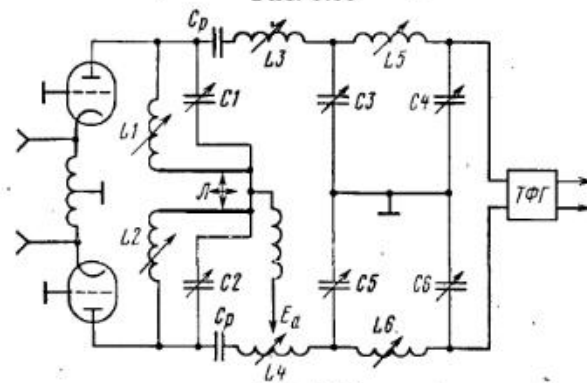


Рис. 5.67

чения фильтрации на частоте 2ω на выходе передатчика включен режекторный контур $L4C4$.

Используемая колебательная система получена в результате компьютерного расчета с последующей оптимизацией. ВКС обладает рядом свойств: широкая полоса пропускания, легкая регулировка R_0 с помощью междуконтурной связи и подвижного контакта на катушке.

Настройка контуров осуществляется конденсаторами переменной емкости. Конденсатор $C3$ также используется при подстройке контура $L3C3$ и при регулировке связи с антенной.

Отечественные вещательные СВ передатчики, начиная с 40-х годов, строились с использованием двухтактных схем в двух-трех наиболее мощных каскадах. На рис. 5.67 и 5.68 приведены несколько упрощенные схемы ВКС передатчиков РВ-100К (100 кВт) и ПКВ-250 (Вьюга) (250 кВт) [5.36].

ВКС коротковолновых (ВЧ) передатчиков отличаются от ВКС НЧ, СВ передатчиков рядом особенностей. В ВЧ передатчиках:

катушки переменной индуктивности — длинные цилиндрические с подвижным скользящим контактом, замыкающим часть катушки (достигается перекрытие $L_{max}/L_{min} \approx 25$);

в колебательных контурах и элементах связи используются вакуумные переменные конденсаторы;

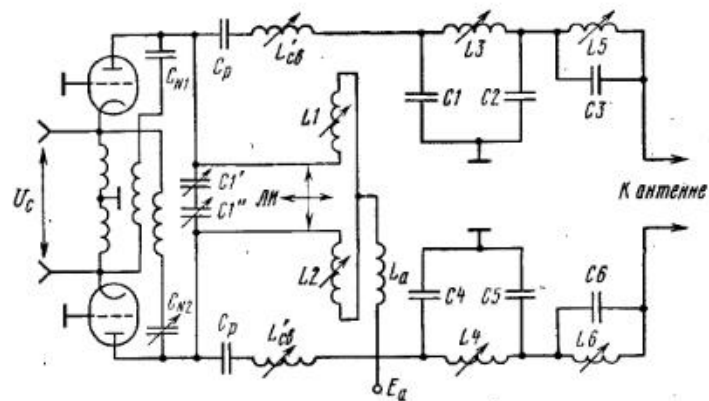


Рис. 5.68

поскольку при наличии выходных емкостей ламп в ОК для перекрытия высокочастотной части диапазона (26,1...30 МГц) в анодном контуре требуются катушки индуктивности $<0,1...0,2$ мкГн конструктивно не реализуемые для передатчиков больших мощностей. Поэтому анодный контур выполняется составным, в виде отрезка длинной линии для диапазона 20...26 МГц и в виде катушки с переменной индуктивностью — для остального диапазона.

В обеих схемах анодный контур — двухтактный, состоит из катушек индуктивности $L1L2$, длинной линии ЛИ с перемещающимся короткозамыкателем и переменных конденсаторов $C1C2, C'1C'1$.

С помощью элементов связи (катушки переменной индуктивности $L3, L_{св}$) к анодному контуру подключается также двухтактный П-образный контур (рис. 5.67 — $C3C4L5C5C6L6$; рис. 5.68 — $C1C2L3C4C5L4$).

Поскольку в передатчике мощностью 250 кВт система ПКЕС + 1ПК не обеспечивает достаточной фильтрации, то в выводные провода к фидеру антенны включают фильтры-«пробки» (контур $L5C3, L6C6$), настроенные на наиболее мощную (как правило, вторую) гармонику, которую нужно дополнительно ослабить. Катушки П-образных контуров имеют $Q_{xx} \approx 150...200$ и $Q_p \approx 8...10$. Настройка катушек и переменных конденсаторов производится электромоторами с кнопочным управлением.

В заключение заметим, что на реальных схемах большинства ВКС изображено много дополнительных элементов (катушек индуктивностей, емкостей, конденсаторов, резисторов), отсутствующих на приведенных здесь схемах. Эти элементы служат для подавления паразитных резонансов, выравнивания АЧХ, ФЧХ и других полезных функций. Они часто включаются в процессе отлаживания передатчика и не всегда имеют простое теоретическое объяснение.

В отличие от двухтактных КВ передатчиков на триодах мощный 500-кВт КВ передатчик на тетрадах был построен фирмой

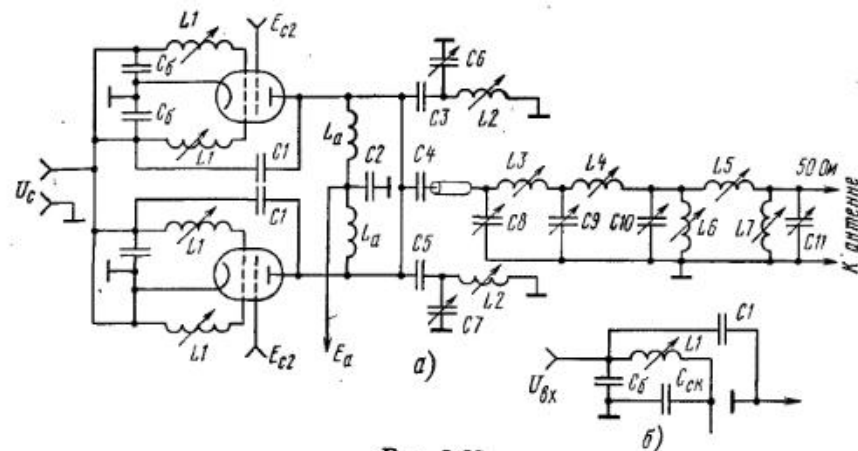


Рис. 5.69

AEG-Telefunken при включении двух ламп в параллель в выходном каскаде (рис. 5.69). Здесь следует обратить внимание на параллельный настроенный резонансный контур $L1C_{св}C6$ в цепи управляющей сетки (рис. 5.69, б), на наличие цепей нейтрализации проходной емкости (конденсаторы $C1$) и на индивидуальные для каждой лампы анодные контуры $L2C6$ и $L2C7$.

ВКС передатчика (рис. 5.69, а) соединена с анодными контурами отрезком коаксиального кабеля и содержит П-образный контур $C8L3C9$, катушку связи $L4$ и сложный двухконтурный фильтр гармоник $C10L6L5L7C11$.

Выход коаксиальный с сопротивлением 50 Ом. Управление этим передатчиком (перестройка на частоты, регулировка режимов, настройка ВКС, подключение к нижней антенне выполняются автоматически с помощью программы, введенной в компьютер).

ВКС современных КВ передатчиков. В конце 70-х — в 80-е года резко изменилось положение с генераторными лампами: появились триоды и тетроды с различными номиналами мощностью от 40 до 1000 кВт. Вследствие этого отпала необходимость строить достаточно мощные передатчики, используя двухтактную схему [5.37].

Новые лампы имеют малую проникаемость, ничтожную проходную емкость, а некоторые из них — суперлинейную характеристику. Благодаря этим свойствам отпала необходимость использовать в мощных каскадах двухтактные схемы и схемы с заземленной сеткой. В связи с этим существенно упростились схемы выходных каскадов и выходных колебательных систем.

На рис. 5.61 приведены схемы ВКС современных КВ передатчиков. Схемы а и б применяются в передатчиках мощностью в десятки доли и единицы ватт. Схема с одним П-образным контуром может работать в передатчиках мощностью до 1...2 кВт.

В передатчиках мощностью 100...150 кВт (фирма «Браун Бовери») можно встретить ВКС, схема которой приведена на рис. 5.61, г. Схема

рис. 5.61, *д* с КПД, равным 93 %, используется в передатчиках мощностью 250 кВт. Наконец, схемы рис. 5.61, *е, ж* используются в передатчиках мощностью 500 кВт или выше.

Во всех указанных ВКС перестройка по частоте производится изменением индуктивности контурных катушек и емкости переменных вакуумных конденсаторов.

В заключение отметим, что при расчетах ВКС следует обращать внимание на конструктивную сторону конструируемой системы. Необходимо при электрическом расчете контуров определять рабочие токи, текущие через катушки и конденсаторы, с тем, чтобы правильно выбрать типы конденсаторов и диаметр провода катушек, оценить необходимость принудительного охлаждения катушек.

ВКС вещательных транзисторных передатчиков. В последнее десятилетие ряд зарубежных фирм (в частности, японская фирма NEC) выпустили транзисторные передатчики для местного вещания в средневолновом (СЧ) диапазоне. Мощность передатчиков варьируется от 9 до 50 кВт. Структурные схемы возбуждителей и передатчиков описаны в § 5.7. Поэтому здесь приведем лишь краткие сведения о построении выходных колебательных систем.

Для всех вариантов передатчиков выполняется правило, в соответствии с которым число блоков в передатчике, режим используемых транзисторов и схемы сложения мощностей блоков выбираются так, чтобы выходное сопротивление передатчика, входное и выходное сопротивление колебательной системы и входное сопротивление антенного фидера были равны 50 Ом. Благодаря этому правилу достигается значительная экономия материалов при выпуске передатчиков.

На рис. 5.40 приведена структурная схема СЧ передатчика мощностью 20...25 кВт. На выходе передатчика включена выходная колебательная система для подавления гармоник и система грозозащиты.

Проектирование схемы ВКС производится по описанному выше алгоритму расчета ВКС для ламповых передатчиков.

1. Определяется необходимая фильтрация с учетом схемы выходного каскада.
2. По формулам для Φ или по графикам рис. 5.62 определяется схема ВКС.
3. Выбираются параметры элементов контуров и производится расчет индуктивностей, емкостей и КПД системы.

Поскольку в каждом модуле имеется параллельный контур с емкостной связью, то общая фильтрующая система может содержать 1...3 П-образных контура (рис. 5.61, *в, г, ж*).

При построении передатчика мощностью более 25 кВт целесообразно использовать два параллельных блока соответствующей мощности, выходы которых подключаются к мосту сложения мощностей (рис. 5.65, *а*).

Между выходом моста сложения и фидером антенны включается устройство грозозащиты, необходимое для транзисторных передатчиков, работающих на высокие антенны.

Примерная схема грозозащитного устройства приведена на рис. 5.70. В устройстве содержится входной и выходной разрядники Р, фильтр высокой частоты LC2L2, пропускающий частоты рабочего диапазона.

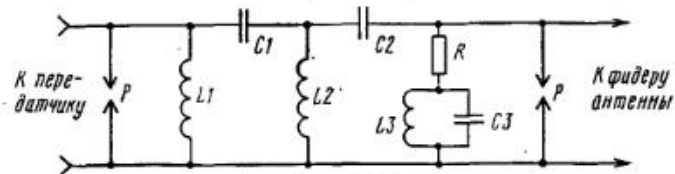


Рис. 5.70

5.10. Особенности передатчиков для синхронного вещания, для передачи точных и эталонных частот

Системы синхронного вещания у нас и за рубежом появились в 50-х годах главным образом по следующей причине. К этому времени в диапазонах НЧ и СЧ в Европе на один 10-кГц канал приходилось в среднем 3-6 передатчиков, работающих на одной и той же частоте, вследствие чего прием даже мощных станций почти всегда сопровождался помехами.

Системы синхронного вещания, в которых несколько радиовещательных передатчиков, установленных в разных городах и работающих на одной и той же частоте и передающих одновременно одну и ту же программу, существенно улучшили качество приема, ослабив влияние помех. Измерения качества приема в системах синхронного вещания показали, что вполне удовлетворительное качество получается почти на всей обслуживаемой территории, если частоты передатчиков, работающих в этой системе, не отличаются больше чем на 0,01 Гц [1.10]. Отсюда допустимое отклонение частоты для одного возбуждителя равно 0,005 Гц и относительная нестабильность частоты возбуждителей, приведенная к верхней частоте СВ диапазона ($1,605 \cdot 10^6$ Гц), должна быть не хуже $\Delta f/f = 0,005/1,605 \cdot 10^6 = 3 \cdot 10^{-9}$ [1.10].

Такую высокую стабильность рабочих частот передатчиков обеспечивают специальные возбуждители ("Синхронизатор", БРБ-1, "Вега", ВСРВ и др.), частота опорного генератора которых непрерывно или периодически подстраивается по сигналам точных частот, излучаемых передатчиками службы единого времени и точных частот (СЕВТЧ).

Структурная схема типового возбуждителя, например ВСРВ, состоит из пяти блоков: собственно возбуждителя (ВОЗБ), приемника точных частот (ПРТЧ), блока синхронизации (БС), рамочной антенны (РА) и блока питания (БП). Структурная схема возбуждителя ВСРВ приведена на рис. 5.71. Возбудитель ВОЗБ работает в диапазоне 150...1605 кГц, имеет шаг сетки частот 1 кГц и собственную нестабильность частоты (без синхронизации) $2 \cdot 10^{-7}$.

Приемник точных частот ПРТЧ принимает сигналы на частотах 50; 66,6; 198 и 270 кГц. Полоса пропускания приемника 4...5 Гц, выходная частота всегда 100 кГц и фазовая нестабильность выходных колебаний не превышает 1° на 1°C .

Неточность работы блока фазовой синхронизации на частоте 1 МГц не превышает 250 нс, что соответствует относительной нестабильности частоты ВСРВ не более $5 \cdot 10^{-9}$.

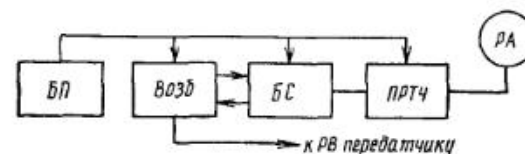


Рис. 5.71

Таблица 5.11

| Пункт установки | Мощность, кВт | Частота, кГц | Продолжительность работы, ч |
|---------------------------|---------------|--------------|-----------------------------|
| Москва | 10 | 66,(6) | 24 |
| Иркутск | 10 | 50 | 23 |
| Иркутск | 40 | 200 | 23 |
| Н. Новгород | 300 | 25 | 2 |
| Хабаровск | 300 | 25 | 2 |
| Брянск | 800 | 100 | 10 |
| Сызрань | 800 | 100 | 10 |
| Александровск на Сахалине | 400 | 100 | 12 |

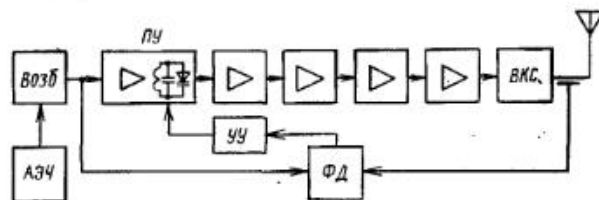


Рис. 5.72

Наличие сигналов точных частот на всей территории России и за ее пределами обеспечивает служба единого времени и эталонных частот. Эта служба кроме синхронного радиовещания необходима для нормальной работы многих других систем: связи, радионавигации, службы времени и др. Для передачи сигналов точного времени и эталонных частот служат длинноволновые передатчики, установленные в ряде городов России (табл. 5.11) [2.1]. Сигналы точных частот передаются также через коротковолновые передатчики на частотах $5 \text{ МГц} \pm 4 \text{ кГц}$; $10 \text{ МГц} \pm 4 \text{ кГц}$ и $15 \text{ МГц} \pm 4 \text{ кГц}$, но из-за ионосферных возмущений относительные нестабильности этих частот на стороне приема оказываются значительно увеличенными (до $1 \cdot 10^{-7} \dots 3 \cdot 10^{-7}$), и использование их ограничено.

Структурная схема передатчика точных частот приведена на рис. 5.72. Она состоит из возбуждателя, тракта усиления радиосигналов с точной частотой и системы фазовой автоподстройки. В качестве опорного генератора в возбуждателе используется атомный эталон (АЭЧ) с выходными частотами 5 МГц, 1 МГц и 100 кГц. Относительная нестабильность частоты $1 \cdot 10^{-12} \dots 1 \cdot 10^{-11}$.

В возбуждателе частота АЭЧ приводится к номиналу точной частоты без потерь стабильности, а также вводится амплитудная манипуляция для передачи сигналов точного времени.

В каскадах радиотракта колебания с точной частотой усиливаются и подводятся к антенне. Чтобы сохранить высокую стабильность частоты передаваемых сигналов, в радиотракте передатчика принимаются специальные меры для снижения зависимости фазовой характеристики (ФХ) от изменения температуры окружающей среды и питающих напряжений, поскольку при изменении ФХ изменяется фаза, следовательно,

и частота колебаний на выходе передатчика. Для этой цели в каскадах передатчика устанавливается недонапряженный режим, по возможности без токов в цепях управляющих сеток, и вводится система автоматической подстройки фазы. На фазовый детектор ФД этой системы подаются колебания с выхода возбуждателя и с фидера антенны. Сигнал с выхода ФД после усиления в УУ подается к варикапу, включенному в колебательный контур предварительного усилителя ПУ, который таким образом одновременно становится фазовым модулятором. Остальные требования и технические решения для передатчиков точных частот — такие же, как и для обычных длинноволновых передатчиков.

Список литературы к гл. 5

- ГОСТ 5651-82. Устройства радиоприемные бытовые. Общие технические требования.
- Documents CCIR, Study Groups. Document 10/168-E 28 Sept. 1983. Original: English. По материалам приложения к отчету 483-3, гл. 13. Док. 10/3 и Док. 10/7 (Япония).
- Линде Д.П., Пирогов А.А., Терехов В.Д. Система однополосного вещания, совместимая с системой АМ // Труды учебных институтов связи. — Л.: ЛИЭС, 1986. — Вып. 2. — С. 107-116.
- Розов В.М. Радиовещательные однополосные передатчики. — М.: МТУСИ, 1992. — 60 с.
- Куштуев А.И. К созданию концепции развития телевизионного и звукового вещания в РФ // Электросвязь. — 1994. — № 9. — С. 2-5.
- Розов В.М. Энергетическая эффективность систем радиовещания // Электросвязь. — 1986. — № 1. — С. 15-19.
- Розов В.М. Однополосное радиовещание: экономия электроэнергии и нелинейные искажения // Электросвязь. — 1996. — № 9. — С. 31-36.
- Глушко М.М., Хвиливицкий Т.Г. Радиовещательные передатчики ВЧ диапазона в двухполосном и однополосном режимах работы. Как их строить? // Электросвязь. — 1994. — № 6. — С. 22-24.
- Розов В.М. Эффективные усилители звуковых частот для вещательных передатчиков. — М.: МТУСИ, 1997. — 46 с.
- Bowers D.F. Pulsam anew aplitudemodulation System // Communications and Broadcasting. — 1986. — Vol. 6, № 3.
- Артым А.Д. Усилители класса Д и ключевые генераторы в радиосвязи и радиовещании. — М.: Связь, 1980. — 209 с.
- Голомедов А.В. Диоды выпрямительные: Справочник. — М.: Радио и связь, 1988. — 142 с.
- Артым А.Д., Осипов Ю.В., Козин Е.В. и др. Мощный анодный модулятор класса Д // Электросвязь. — 1975. — № 9. — С. 39-42.
- Артым А.Д., Козин Е.В., Николаев В.В. и др. Исследование ключевых анодных модуляторов с последовательным и параллельным питанием ВЧ генератора // Электросвязь. — 1981. — № 7. — С. 31-35.
- Артым А.Д., Николаев В.В., Козин Е.В. и др. Исследование мощного вещательного передатчика с анодным модулятором класса Д // Электросвязь. — 1987. — № 9. — С. 21-23.
- Розов В.М. Эффективные усилители звуковых частот для вещательных передатчиков. — М.: МТУСИ, 1997. — 46 с.
- Николаев В.В., Козин Е.В. Расчет фильтра нижних частот ключевого анодного модулятора // Электросвязь. — 1990. — № 7. — С. 36-38.
- Повышение эффективности мощных радиопередающих устройств / Под ред. А.Д. Артыма. — М.: Радио и связь, 1987. — 176 с.

- 5.19. Schminke W. The merits of modern technology for today's high power short-wave transmitters // IEEE Trans. on Broadcasting. — 1988. — Vol. 34, № 2.
- 5.20. Tschol W., Boksberger H.-U. Neueste Entwicklungen auf dem Gebiet der Hochleistungssender // Brown Boveri Technik. — 1987. — № 6.
- 5.21. Цикин Г.С. Усилители электрических сигналов. — 2-е изд., перераб. — М.: Энергия, 1969.
- 5.22. Ткаченко Д.А., Токмаков В.Г., Хвильвицкий Т.Г., Черный С.С. Оценка уровня нелинейных искажений передатчика с импульсно-ступенчатым модулятором // Электросвязь. — 1993. — № 3. — С. 19–21.
- 5.23. Kacher P., Tomljenovic J. Der neue 500-kW-Kurzwellensender // Brown Boveri Mitt. — 1983. — № 5/6.
- 5.24. Розов В.М. Автоматическое регулирование несущей в вещательных передатчиках с АМ // Электросвязь. — 1995. — № 10. — С. 24–27.
- 5.25. Розов В.М., Держани Х.И. Эффективность экстраполяции в усилителях с автоматическим регулированием режима // Радиотехника. — № 7. — С. 18–21.
- 5.26. Takashi Wakabayashi и др. All-Solid-State 50 kW medium wave Broadcast-Transmitter NEC Res. and Develop, 1985. — № 76. Jan.
- 5.27. Артым А.Д. Ключевые генераторы гармонических колебаний. — Л.: Энергия, 1972. — 168 с.
- 5.28. Повышение эффективности мощных радиопередающих устройств / А.Д. Артым, А.Е. Бахмутский, Е.В. Козин и др.; Под ред. А.Д. Артыма. — М.: Радио и связь, 1989. — 176 с.
- 5.29. Фомичев И.Н. Новый способ повышения КПД и увеличение мощности передатчиков // Электросвязь. — 1983. — № 6. — С. 3–6.
- 5.30. Колесников А.А. Новый метод повышения КПД и увеличение мощности радиопередатчиков // Мастер связи. — 1940. — № 6. — С. 5–7.
- 5.31. Фузик Н.С., Садыков Э.А. Полигармонические режимы лампового генератора ВЧ с независимым возбуждением. — Фрунзе: Киргизстан, 1970. — 190 с.
- 5.32. Прошутин И.В. Реализация полигармонического режима на ДСВ передатчиках // Электросвязь. — 1985. — № 1. — С. 57–59.
- 5.33. Садыков Э.А., Судариков А.А., Фузик Н.С. Генератор двухчастотного напряжения возбуждения для оконечного усилителя ВЧ в биогармоническом режиме // Радиотехника. — 1976. — № 5. — С. 109–111.
- 5.34. Колесников А.И. Настройка и эксплуатация лампового генератора со сложной формой колебательных напряжений // Вестник связи. — 1941. — № 3. — С. 8–10.
- 5.35. Xiusong Lu // IEEE Trans on Broadcasting. — 1992. — Vol. 38, № 2. — P. 85–88.
- 5.36. Ильина Н.Н. Радиовещательные передающие устройства. — М.: Связь, 1980. — 183 с.
- 5.37. Проспекты фирм "Филипс", "Броун Бовери", "Телефункен", "Томсон" и др.

ГЛАВА 6

Передатчики с однополосной модуляцией ВЧ диапазона (короткие волны) для фиксированной и подвижной служб

6.1. Общие сведения

Передатчики с однополосной модуляцией (ОМ) получили широкое распространение в магистральных радиосвязях (резерв спутниковой радиосвязи), в подвижных службах (морская, военная, авиационная радиосвязь), в системах низовой и производственной радиосвязи.

Планомерное внедрение однополосной модуляции в систему ВЧ информационного радиовещания отмечается в гл. 5. Для этой цели предполагается использовать вместо излучения АЗЕ (две боковые и полная несущая) излучения НЗЕ (одна боковая и полная несущая) и КЗЕ (одна боковая и ослабленная на 6 дБ несущая).

Радиооборудование с ОМ в зависимости от назначения строится одно-, двух- и четырехканальным с возможностью универсального использования каналов для передачи непрерывных или дискретных сигналов телефонных, телеграфных, фототелеграфных систем связи.

Требование универсальности каналов радиооборудования с ОМ приводит к необходимости жесткого нормирования ряда показателей, в частности таких, как загрузка передатчика (см. § 6.3), нелинейные переходные искажения в передатчиках и приемниках, неточность восстановления частоты передаваемого сигнала, частотные и фазовые характеристики каналов и др.

Для облегчения организации радиосвязи с использованием изготовленного в разных странах радиооборудования с ОМ последнее строится, как правило, с учетом имеющихся рекомендаций МККР на параметры передатчиков и приемников с ОМ. Были разработаны и введены в действие ГОСТы на однополосное радиооборудование, в частности на передатчики различных назначений [6.1–6.3; 1.22]. Поэтому при проектировании передатчиков необходимо в максимальной степени учитывать требования этих ГОСТов. Следует также иметь в виду, что в передатчиках с ОМ мощностью 1 кВт и выше, как правило, используют типовые

возбудители, в которых обеспечиваются кроме ОМ (НЗЕ, JЗЕ, J7В, В8Е и др.) и другие виды работ — АМ и ЧМ (А1А, А3Е, F1В, F7В и т.д.).

Проектирование передатчика начинают с разработки технического задания ТЗ, которое должно содержать требования к основным характеристикам передатчиков (диапазон рабочих частот, мощность, виды работ, вид источников питания, параметры антенн, число и параметры телефонных каналов и др.), а также дополнительные требования, отражающие специфичность передатчика или условий его эксплуатации. В ТЗ должны быть отражены: современные тенденции совершенствования передатчиков с ОМ, автоматизация настройки и программное управление, повышение энергетических показателей, транзисторизация малоомощных каскадов или построение полностью транзисторного передатчика и пр. Для передатчиков магистральной связи: применение интегральных схем и монолитных кварцевых фильтров, полная транзисторизация, применение методов повышения надежности и экономичности, уменьшение габаритов и массы для передатчиков низовой связи. Следует также отметить целесообразность использования методов цифровой обработки сигналов, особенно в возбудителях.

Большая часть этих требований должна соответствовать нормам, указанным в ГОСТ 13420-79 [1.22], ГОСТ 22579-77 [6.1], ГОСТ 26897-86 [6.2], ГОСТ 16019-78 [6.3]. Для радиостанций подвижных служб связи имеется ГОСТ 16019-70 [6.3], предусматривающий механические и климатические требования, а также оговаривающий методы испытания, и ГОСТ 17676-72 на требования к надежности и методам испытания [1.21].

6.2. Структурные схемы однополосных радиопередатчиков

Структурные схемы передатчиков с ОМ весьма разнообразны. Они различаются числом каскадов, используемыми электронными приборами, типами и структурными схемами возбудителей, наличием и разнообразием элементов автоматизации. Полезные сведения о построении структурных схем и других особенностях можно найти в [1.1; 1.44; 2.1; 2.3; 4.11; 6.3; 6.5; 6.6 и др.]. Здесь рассмотрены структурные схемы современных однополосных передатчиков и возбудителей. В [6.5] приведены структурные схемы серийно выпускавшихся однополосных передатчиков мощностью 1; 5; 20 и 80 кВт. Эти передатчики до сих пор остаются на радиостанциях и составляют основу парка радиосвязных передатчиков ведомства связи. В [6.12; 2.1; 2.3; 6.13] рассматриваются структурные схемы транзисторных передатчиков. Указанные издания будут полезны при проектировании транзисторных и транзисторно-ламповых передатчиков с ОМ.

Ниже кратко рассматриваются структурные схемы современных передатчиков с ОМ. С учетом целевой направленности настоящего руководства сведения о передатчиках устаревших типов не приводятся. Здесь не приводятся также подробные описания структурных схем типовых

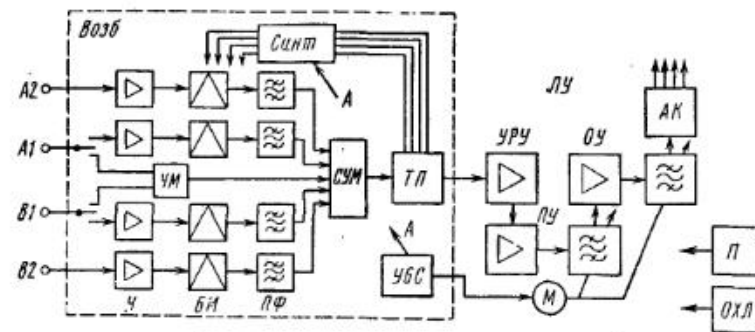


Рис. 6.1

возбудителей для передатчиков с ОМ, поскольку этот материал изложен в гл. 4, а также в [2.1; 2.3].

Передатчики мощностью 5...100 кВт и выше. Элементная база этих передатчиков — транзисторы (в последнее время чаще полевые, МДП) в малоомощных предварительных каскадах и современные лампы — тетроды суперлинейных серий в одном-двух последних каскадах.

Общая структурная схема мощного однополосного передатчика ("Циклон" — РС-5К, 5 кВт; "Молния" — РС-20, 20 кВт) приведена на рис. 6.1. Она включает возбудитель с устройством модуляции (в штриховой рамке) и линейный усилитель ЛУ или собственно передатчик, устройство автоматической настройки и управления передатчиком, устройство питания передатчика переменным и постоянным током П, устройство охлаждения ОХЛ и, наконец, антенный коммутатор АК.

Возбудитель таких передатчиков содержит синтезатор, позволяющий получать сетку частот с шагом 100 Гц, формирующее устройство для сигналов с двумя-четырьмя телефонными каналами и частотным модулятором (ЧМ) для сигналов ЧТ, ДЧТ и др. и тракт переноса ТП, транспонирующий сформированные модулированные сигналы на промежуточной частоте в диапазон рабочих частот передатчика.

Линейный усилитель ЛУ — мощный усилитель высокочастотных колебаний с линейной амплитудной характеристикой — содержит несколько каскадов — усилителей модулированных колебаний. Типовые параметры входа ЛУ: максимальная амплитуда входного напряжения 0,8...1,0 В; входное сопротивление 75 Ом. Параметры выхода ЛУ удовлетворяют требованиям ГОСТа [1.22].

Первые два-три каскада ЛУ обычно выполняют как широкополосные усилители напряжения, не требующие элементов настройки, либо в виде ламповых усилителей с апериодической нагрузкой (эквивалент длинной линии), либо в виде усилителей с распределенным усилением УРУ. В последнее время все чаще эти каскады выполняют в виде широкополосных усилителей на биполярных [6.5] и полевых транзисторах [3.25; 3.7; 6.10]. Основное требование к этим каскадам — высокая линейность усиления.

Последние один-два каскада — усилители мощности. В передатчиках мощностью выше 5 кВт, как правило, устанавливают современные генераторные тетроды с высокой крутизной, предназначенные для линейного усиления. В качестве анодных нагрузок используют настраиваемые резонансные колебательные контуры в предоконечных каскадах и системы из нескольких колебательных контуров в оконечных каскадах. Переключаемые фильтры вместо перестраиваемых контуров в таких передатчиках обычно не применяют из-за слишком больших размеров такой колебательной системы и пониженного ее КПД.

Выходные каскады современных передатчиков строят, как правило, по однотактной схеме, поэтому на выходе этих каскадов включают симметрирующие трансформаторы. На схеме рис. 6.1 симметрирующий трансформатор включен в схему ВКС выходного каскада.

Мощность современных трансформаторов, работающих во всем КВ диапазоне, достигает 50...100 кВт. Иногда для упрощения конструкции трансформаторов их строят для перекрытия части КВ диапазона; например, один трансформатор работает в диапазоне 3...10 МГц, второй — в диапазоне 10...30 МГц, как это сделано в передатчике "Молния-3".

Для подключения передатчиков к той или другой антенне используют антенные коммутаторы АК. Эти устройства с ручным, дистанционным или автоматическим управлением позволяют переключать каждый из M передатчиков, установленных на радиостанции, на каждую из N антенн, где M и N достигают 10...20. Снижение КВБ нагрузки передатчика из-за включения АК обычно не превышает нескольких процентов.

Устройства УБС и автонастройки состоят из механических и электрических элементов управления передатчиком (кнопок, ручек, тяг, реле, электродвигателей и др.), элементов электрической и механической блокировки, элементов электрической сигнализации об этапах включения передатчиков, их настройки, об имеющихся режимах в каскадах, о возникших неисправностях. Аппаратура автонастройки в современных передатчиках обычно состоит из элементов грубой настройки (элементов мостиковой схемы, магнитных усилителей, исполнительных двигателей), элементов точной настройки (фазовых датчиков, элементов точной подстройки колебательных контуров) и элементов установки режимов каскадов и загрузки оконечного каскада передатчика [6.5]. В передатчиках последних выпусков все чаще можно встретить в его составе микропроцессорный блок, связанный с системой датчиков и исполнительных механизмов. В функции этого блока входит автоматическое управление передатчиком, периодический контроль его основных параметров, диагностика и предсказание отказов и связь передатчика с подсистемой адаптации системы радиосвязи.

Устройство питания передатчика постоянным и переменным токами включает выпрямители на необходимые мощности и напряжение для питания анодных, сеточных, коллекторных цепей электронных приборов, трансформаторы для питания накальных цепей систем управления, сигнализации, блокировки, охлаждения.

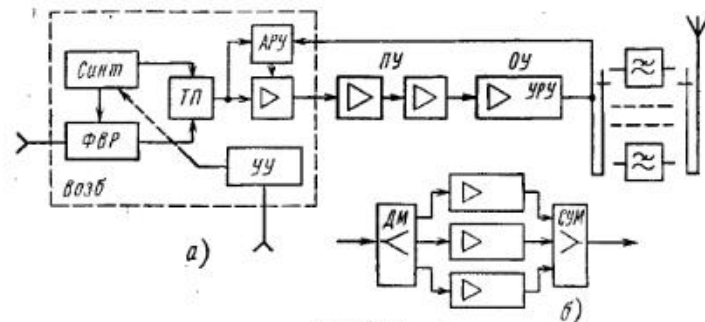


Рис. 6.2

В комплект современного однополосного передатчика входит обычно стабилизатор питающего напряжения, рассчитанный на полную потребляемую мощность передатчика. Помимо этого стабилизатора в цепях питания управляющих и экранирующих сеток мощных каскадов, изменение питающих напряжений которых оказывает сильное влияние на линейность модуляционной характеристики передатчика, часто ставят дополнительные электронные стабилизаторы.

Передатчики мощностью 0,3...10 кВт. В передатчиках этой мощности, предназначенных как для фиксированной, так и для подвижных служб, структурная схема также содержит возбудитель и линейный усилитель, устройства питания, управления и охлаждения.

Структурная схема такого передатчика представлена на рис. 6.2. Возбудитель (огражден штриховой рамкой, как и в предыдущем случае) содержит синтезатор частот Синт, формирователь видов работ ФВР, тракт переноса ТП, выходной усилитель с системой АРУ и блок управления передатчиком УУ.

В линейном усилителе предварительные широкополосные непрерывно настраиваемые каскады выполняют на транзисторах по однотактной, а в более мощных каскадах — по двухтактной схеме. Предпочтительными являются полевые транзисторы, слабо используемые по мощности и работающие в классе А.

Предоконечный и оконечный каскады — это широкополосные ламповые усилители с распределенным усилением (УРУ), построенные по однотактной (до 500 Вт) или двухтактной схеме для большей линейности усиления. Число ламп в последнем каскаде достигает 3-9 в одном плече. Лампы — современные генераторные тетроды с большой крутизной и длинным нижним сгибом характеристики $i_a = f(e_c)$ работают в классе АВ.

В последние годы в связи с появлением мощных эффективных МДП-транзисторов в выходных каскадах передатчиков мощностью 1...5 кВт и даже выше применяются полностью транзисторные усилители, построенные по блочной схеме (рис. 6.2, б). Они включают делитель мощности предварительного каскада, параллельно включенные блоки с линейными транзисторными усилителями (число блоков до 9) и сумматор мощности отдельных блоков мостового типа.

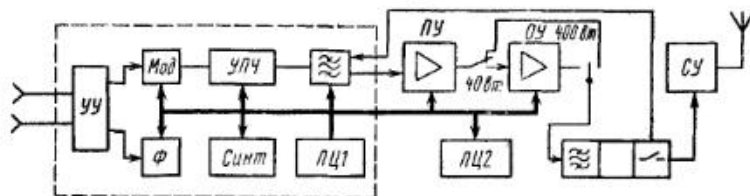


Рис. 6.3

Выходная колебательная система состоит из переключаемых фильтров НЧ, обеспечивающих перекрытие по частоте, равное 1,7...1,8, и устройство согласования с антенной.

В последнее время для систем радиосвязи с высокой оперативностью выпускаются передатчики (в частности, фирмой "Маркони", Англия) мощностью около 1 кВт без выходной колебательной системы и согласующего устройства. Последнее оказалось ненужным при работе передатчика на широкополосные антенны. Необходимое же подавление гармоник достигается непосредственно в выходном каскаде, построенном в виде двухтактного УРУ, тщательным симметрированием плеч усилителя (введением балластных резисторов для поглощения четных гармоник, подбором напряжений смещения на управляющие сетки и питания — на экранирующие сетки).

Передатчики мощностью 1 кВт и ниже. Предназначены для подвижных служб, требующих особой компактности и механической прочности радиооборудования, выполняются полностью на транзисторах. Очень часто передатчик входит в комплект радиостанции, построенной по методу трансивера: некоторые узлы передатчика (предварительные каскады и модуляторы) и приемника (каскады промежуточной частоты и демодуляторы) выполнены общими и работают поочередно то в передатчике, то в приемнике. Прототипами такой радиостанции являются радиостанции АДК (Россия) и ХК-859 (ФРГ).

Структурная схема радиостанции-трансивера приведена на рис. 6.3. Ограниченные штриховой рамкой каскады образуют возбудитель для передатчика и приемник. Здесь имеются устройство управления УУ, формирователь видов работ Ф, синтезатор Синт, модем Мод, выполняющий функции модулятора ОМ сигналов и демодулятора при приеме, и, наконец, процессор ПЦ1, выполняющий автоматическое управление всеми элементами возбудителя-приемника. Второй микропроцессор ПЦ2 связан с первым общей шиной и управляет работой каскадов линейного усилителя, переключает фильтры выходной колебательной системы (до 9 фильтров), регулирует выходную мощность передатчика. В радиостанциях таких типов предусматривается обычно два или три режима мощности (например, 400 и 40 Вт). На выходе линейного усилителя, как правило, имеется управляемое устройство согласования с антенной.

В каскадах линейного усилителя принимаются жесткие меры по подавлению четных (трансформаторы-короткозамыкатели) и нечетных

(симметрирование) гармоник. Необходимая линейность усиления достигается рациональным выбором транзисторов и подбором напряжений питания и смещения.

Описанные выше передатчики вследствие реализации в каскадах режимов класса А или АВ имеют сравнительно небольшой средний промышленный КПД 15...25%. В тех случаях, когда требуется передатчик со значительной мощностью, а ресурс источников питания ограничен, применяют один из методов повышения КПД, описанных в гл. 5 (метод АРР или метод отдельного усиления).

Передатчики с ОМ малой мощности (от 0,5 до нескольких ватт). Предназначены в качестве элементной базы транзисторов и интегральных микросхем. В этих передатчиках используют, как правило, два-три преобразования частоты, поскольку первое транспонирование телефонного сигнала производится в область частот вблизи 500 кГц, а диапазон рабочих частот, как правило, ограничен сверху 8...15 МГц.

Структурная схема передатчика содержит микрофонный усилитель звуковых частот, два-три балансных модулятора, синтезатор частот, один-три каскада ВЧ. Последний каскад отдает через выходную колебательную систему сигналы заданной мощности в антенну.

Сложность ВКС и необходимость элемента согласования передатчика с антенной зависят от ширины диапазона рабочих частот, мощности передатчика и класса колебаний в выходном каскаде.

Например, передатчики мощностью от 10 Вт в ряде случаев могут не иметь ВКС. Для согласования с антенной служит широкополосный трансформатор. Часто в таких передатчиках предусматривают подачу модулирующих сигналов как от микрофона, так и с линии. Для телеграфной работы в таких передатчиках встраивается генератор НЧ (с частотой 1000 Гц) и гнезда для ключа. Источником питания таких передатчиков служат гальванические или аккумуляторные батареи, генераторы с ручным или ножным приводом, маломощные двигатели-генераторы. При питании от аккумуляторов и батарей в схему передатчика часто вводят преобразователь напряжения постоянного тока для питания мощного каскада повышенным напряжением.

Из краткого описания структурной схемы следует, что в отличие от мощных передатчиков в маломощных нет четкого разделения на возбудитель и ЛУ.

6.3. Групповой сигнал в тракте однополосного передатчика

Выше уже отмечалось, что достаточно мощные передатчики с ОМ могут иметь до четырех независимых каналов и при эксплуатации таких передатчиков по этим каналам могут передаваться сигналы от различных источников (микрофоны, телеграфные аппараты, многоканальные устройства уплотнения, фототелеграфные аппараты, ЭВМ и др.) с различными характеристиками. Таким образом, групповой сигнал в общем для всех сигналов тракте возбудителя и линейного усилителя является

Таблица 6.1

| Вариант групповых сигналов | B | P_{Π} | \bar{X} | $\overline{X^2}$ | $\overline{X^2}/\bar{X}$ |
|----------------------------|-------|---------------------|-----------|------------------|--------------------------|
| 1Т | 1,0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 2Т | 0,5 | 0 | 0,637 | 0,500 | 0,785 |
| 6Т | 0,250 | $1,2 \cdot 10^{-1}$ | 0,442 | 0,250 | 0,565 |
| 20Т | 0,250 | $4 \cdot 10^{-2}$ | 0,442 | 0,250 | 0,565 |
| 1Р | 0,100 | $1 \cdot 10^{-2}$ | 0,224 | 0,100 | 0,446 |
| 2Р | 0,050 | $5 \cdot 10^{-5}$ | 0,179 | 0,050 | 0,280 |
| 3Р | 0,100 | $2 \cdot 10^{-2}$ | 0,253 | 0,100 | 0,395 |

Примечания. 1. Обозначения: Р — сигнал аналоговой телефонии; Т — телеграфный сигнал с ЧТ или ФТ. Число перед буквами означает число парциальных каналов в групповом тракте; $B = P_{1cp}/P_{1max}$ — нагрузка усилителя; P_{Π} — вероятность перемодуляции; \bar{X} и $\overline{X^2}$ — среднее значение и средний квадрат относительной амплитуды $X = U_c/U_{cmax}$ группового сигнала. 2. Параметры в строке 2Т относятся к двухтоновому измерительному сигналу.

сложным, многочастотным сигналом со случайными амплитудой и фазой. В [1.1, с. 367–371] рассмотрены статические параметры различных групповых сигналов, характеризующие их энергетические показатели, и показано, как ими пользоваться при расчете средних значений энергетических параметров усилителя.

Необходимые для расчетов статистические параметры наиболее часто встречающихся групповых сигналов, соответствующие рекомендованной МККР нагрузке усилителя B , приведены в табл. 6.1.

Сведения о статистических параметрах группового сигнала нужны прежде всего для оценки среднего КПД передатчика — параметра, по которому оценивается энергетическая эффективность передатчика и рассчитывается стоимость электроэнергии, потребляемой передатчиком при реальной работе. Поскольку главным потребителем электроэнергии является выходной каскад (обычно больше 90%), то рассмотрим энергетику только этого каскада.

Оконечный каскад — линейный усилитель. Его средний КПД вычисляется по формуле

$$\eta_{a,cp} = P_{1cp}/P_{0cp} = \eta_{a,max} \overline{X^2}/(\bar{X} + \beta_{\Pi}).$$

Здесь $\eta_{a,max}$ — КПД в режиме максимальной мощности; \bar{X} и $\overline{X^2}$ — параметры, приведенные в табл. 6.1; $\beta_{\Pi} = I_{\Pi}/I_{a0,max}$ — относительное значение тока покоя, находящееся в пределах 0,15...0,25. Последнее значение относится к лампам суперлинейной серии (с длинным нижним сгибом).

Не следует удивляться, что средние КПД для линейных усилителей довольно низкие. Например, для усилителя с $\eta_{a,max} = 0,7$ и $\beta_{\Pi} = 0,25$ при усилении сигналов одного телефонного канала ($\overline{X^2} = 0,100$ и $\bar{X} = 0,224$) средний КПД равен $\eta_{a,cp} = 0,7 \cdot 0,100/(0,224 + 0,25) = 0,147$ (14,7 %).

6.4. Порядок проектирования передатчика с ОМ

В этой главе рассматриваются разработка структурной схемы передатчиков с ОМ и ее ориентировочный расчет, расчет режимов отдельных каскадов передатчика, расчет модуляционных характеристик усилительных каскадов и преобразователей частоты, расчет КПД в режиме максимальной мощности и среднего КПД при заданных групповых сигналах. Что же касается выбора электронных приборов, исходных данных для ориентировочного расчета структурной схемы, расчета надежности, то эти вопросы рассмотрены в гл. 1, а методики расчета элементов схем и др. — в гл. 2–4.

Разработка структурной схемы проектируемого передатчика может быть начата после тщательного изучения технического задания (ТЗ). На этом этапе нужно, исходя из ТЗ и современного уровня техники, сформулировать общее представление о будущем передатчике. Нужно решить, будет передатчик ламповым, транзисторным или смешанным; возбудитель передатчика — типовой (и какой) или специальный в виде отдельного устройства или встроенный в передатчик. Если проектируется передатчик радиостанции низовой связи, то нужно решить, какие узлы передатчика будут общими с приемником. Затем следует принять решение о структуре выхода передатчика (симметричный, несимметричный, наличие симметрирующих трансформаторов и АК), о типах предварительных усилителей (резонансные, широкополосные, УРУ), о степени автоматизации передатчика и, наконец, об источниках питания и их структуре (число отдельных источников, напряжения). Результатом работы на этом этапе должна быть ориентировочная структурная схема передатчика, имеющая все необходимые функциональные узлы, число каскадов в которой уточняется на следующем этапе. При работе на этом этапе целесообразно воспользоваться материалом предыдущего параграфа и следующей литературой [1.1; 1.44; 2.1; 3.25; 6.4; 6.5; 6.7].

Исходными данными для ориентировочного расчета структурной схемы передатчика являются: диапазон рабочих частот $f_{min} \dots f_{max}$; номинальная мощность передатчика, она же максимальная мощность, отдаваемая передатчиком и измеренная на входе фидера антенны ($P_{1A,max}$, кВт), коэффициент нелинейных искажений на выходе передатчика (K_{f3} , дБ), измеренный двухтоновым методом, и, наконец, допустимая мощность побочных излучений ($P_{п,доп}$, мВт) или их ослабление (в децибелах) по отношению к мощности первой гармоники.

В процессе разработки структурной схемы передатчика необходимо установить для каждого каскада: диапазон рабочих частот и необходимые полосы пропускания (частотный план), входную и выходную мощности или выходную мощность и коэффициент усиления каскада по мощности K_P (диаграмма уровней), допустимый уровень нелинейных искажений K_{f3} для всех каскадов, находящихся в тракте группового сигнала; выбрать типы электронных приборов (ЭП). Кроме того,

на этом этапе устанавливается схема колебательной системы выходного каскада, уточняются необходимые источники питания и номиналы питающих напряжений.

Ориентировочный расчет структурной схемы удобно начать с распределения нелинейных искажений по каскадам тракта группового сигнала, поскольку в результате этой операции появляются основания для выбора типов электронных приборов для каждого каскада и их режимов. Для оценки степени нелинейных искажений здесь и ниже будем пользоваться коэффициентом нелинейных искажений третьего порядка K_{f3} (см. [1.1, § 7.10; 6.4, с. 213; 1.44]). Результирующее значение $K_{f3\text{общ}}$, дБ, для усилителя с числом каскадов N можно получить из формулы

$$K_{f3\text{общ}} \approx 20 \lg \left(\sum_{i=1}^N K_{f3i} \right).$$

Здесь $K_{f3i} = A_3/A_1$ — отношение амплитуд составляющих третьего и первого порядков на выходе усилителя с номером i . Формула справедлива при $K_{f3i} < 0,05$, т.е. при $K_{f3} < -20$ дБ, и в тех случаях, когда нелинейные искажения, возникшие в одних каскадах усилителя, не компенсируются обратными по знаку искажениями в других. В промежуточных усилителях получение низких значений K_{f3i} достигается применением ламп с квадратичными характеристиками и полевых МДП-транзисторов и слабым их использованием (низкие значения $P_{1\text{max}}/P_{1N}$). Для мощных каскадов K_{f3} выбирают компромиссное решение между уровнем нелинейных искажений и энергетическими показателями каскада. Обычно для выходного каскада принимают $K_{f3\text{сум}}$ на 4...6 дБ меньше $K_{f3\text{общ}}$.

Оставшуюся часть искажений распределяют между остальными каскадами, задавая для каскадов меньшей мощности более низкие уровни искажений (-45...-65 дБ). По полученным результатам целесообразно построить график функции $K_{f3} = 20 \lg \left(\sum_{i=1}^N K_{f3i} \right)$ аналогично тому, который показан для иллюстрации на рис. 6.4 штриховой линией для передатчика с $K_{f3\text{общ}} = -36$ дБ. При построении графиков $P_{1\text{max}}$ и $K_{f3\text{сум}}$ следует руководствоваться тем, что уровень сигнала на выходе типового возбудителя около 5 мВт, на выходе передатчика для конкретного случая, принятого для рис. 6.4, 80 кВт; $K_{f3\text{сум}}$ на выходе типовых возбудителей можно принимать равным -55 дБ; на выходе проектируемого передатчика — по ГОСТу.

Далее производится расчет диаграммы уровней. Для этой цели прежде всего необходимо установить по материалам гл. 1 ориентировочные значения $\eta_{\text{ВКС}}$ — КПД колебательной системы ВКС и $\eta_{\text{СТ}}$ — КПД симметрирующего трансформатора СТ. Коэффициент полезного действия ВКС зависит от числа контуров в ВКС, их загрузки и определяется в результате расчета ВКС для необходимой фильтрации. Для расчета же

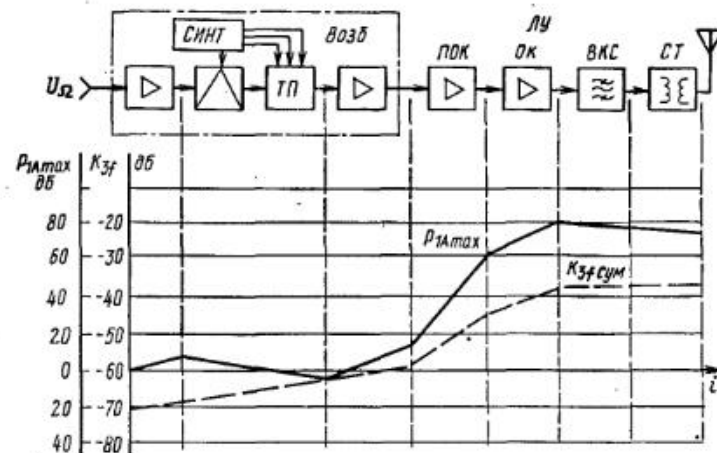


Рис. 6.4

структурной схемы $\eta_{\text{ВКС}}$ и $\eta_{\text{СТ}}$ можно задать, руководствуясь соотношениями между $P_{1\text{max}}$ и $\eta_{\text{ВКС}}$, приведенными в гл. 1, а $\eta_{\text{СТ}}$ принять равным 0,9...0,97. Найдя максимальную мощность, отдаваемую электронным прибором выходного каскада в колебательную систему:

$$P_{1\text{max}} = P_{1A\text{max}} / (\eta_{\text{ВКС}} \cdot \eta_{\text{СТ}}),$$

следует перейти к выбору типа ЭП. Если в ТЗ нет специфических требований, из которых следует однозначный выбор, то можно руководствоваться примерными правилами: передатчик для фиксированной службы мощностью больше 5 кВт — в выходном каскаде целесообразны лампы-тетроды; передатчик подвижной службы до 1 кВт — более целесообразны транзисторы (МДП). Желательно использовать лампы суперлинейной серии с удлиненным нижним сгибом статических характеристик (ГУ-82, ГУ-84, ГУ-94П, ГУ-104А и др.). Такие лампы могут отдавать мощность, равную до 70...100 % от номинальной, работая без токов управляющей сетки и обеспечивая $K_{f3} \leq -40$ дБ. Поскольку современные тетроды имеют номинальные мощности от 50 Вт до 1 МВт, то в коротковолновых передатчиках, связных и радиовещательных, начиная с 70-х годов применяется в выходном каскаде однотактная схема с общим катодом, а для получения заданной мощности используется подходящая по мощности лампа. В передатчиках на транзисторах целесообразны блочное построение мощных каскадов (например, рис. 7.32 в [1.1] и рис. 1.15 в [2.1]) и двухтактные схемы в блоках.

Что касается выбора номинальной мощности ЭП для выходного каскада, то можно исходить из следующих соображений: а) в передатчиках, которые должны длительное время работать при максимальной мощности $P_{1\text{max}}$ (например, при одноканальной передаче сигналов А1А, F1В и др.), номинальную мощность ЭП $P_{1\text{ном}}$ выбирают из условия $P_{1\text{ном}} = (1,1...1,4)P_{1\text{max}}$ и по справочнику подбирают тип лампы, которая отдает такую мощность в режиме линейного усиления и желательно

при отсутствии тока управляющей сетки; б) для ламповых передатчиков, в которых $P_{1\max}$ достигается на очень коротких интервалах времени (многоканальный групповой сигнал), а длительная работа с излучениями А1А, F1В, F7В и др. предусмотрена с пониженной мощностью $P_{1A} \leq P_{Acp}$, целесообразнее задавать и нормировать среднюю мощность в антенне P_{1Acp} . Критерием пригодности того или иного ЭП в этом случае является выполнение неравенства $P_{a,cp} \leq P_{a,доп}$ при заданной P_{1Acp} ($P_{a,cp}$ — средняя, а $P_{a,доп}$ — допустимая мощности рассеяния ЭП).

Ориентировочный расчет средней рассеиваемой мощности производится в следующем порядке.

1. По известной средней мощности P_{1Acp} определяется средняя мощность, отдаваемая ЭП, $P_{1cp} = P_{1Acp}/\eta_{KCS}$, где η_{KCS} — ориентировочный КПД выходной колебательной системы (см. табл. 1.12).

2. Из всех заданных для проектируемого передатчика видов работ по табл. 6.1, выбираем такой, для которого отношение \bar{X}^2/\bar{X} минимально.

3. Приняв ориентировочно максимальный КПД анодной цепи усилителя $\eta_{a,макс} = 0,7$ и коэффициент $\beta_{п}$ равным $0,15 \dots 0,25$, найдем для выбранного вида работы средний КПД анодной цепи оконечного усилителя $\eta_{a,cp} = \eta_{a,макс} \bar{X}^2 / (\bar{X} + \beta_{п})$ и затем среднюю мощность, рассеиваемую на аноде,

$$P_{a,cp} = P_{1cp}(1 - \eta_{a,cp})/\eta_{a,cp}.$$

По P_{1cp} и $P_{a,cp}$ выбирают подходящие типы ламп. Окончательное решение о пригодности выбранной лампы производится после полного расчета усилителя.

Выбор типов транзисторов для КВ передатчиков, в которых транзисторы работают в недонапряженном режиме с ОМ, может проводиться аналогичным образом (см. выше п. 1), однако соотношение между номинальной мощностью транзисторов и максимальной отдаваемой транзисторами мощностью принимается в виде

$$P_{1ном} \geq P_{1макс},$$

так как в транзисторных усилителях перегрузка ЭП недопустима.

Число и выбранный тип ламп или транзисторов указывают на составляемой структурной схеме (рис. 6.4).

Для определения максимальной отдаваемой мощности предоконечным каскадом необходимо установить коэффициент усиления по мощности КР для выходного каскада и КПД колебательной системы предоконечного каскада $\eta_{КСпр}$. Для ориентировочного расчета структурной схемы передатчика с ОМ значения $K_P = N_P = P_{1макс}/P_{смакс}$ можно установить по табл. 1.12, где эта величина обозначена через N_P .

Выбор $\eta_{КСпр}$ обусловлен степенью снижения напряжения возбуждения при возникновении тока в цепи управляющей сетки (или базы) ЭП выходного каскада, а значит, нелинейными искажениями. Для того чтобы не увеличивать заметно общий уровень нелинейных искажений,

$\eta_{КСпр}$ принимают в пределах $0,1 \dots 0,5$. Большая цифра относится к малым сеточным (или базовым) токам ($i_{смакс} < 0,01i_{амакс}$).

Ориентировочная отдаваемая мощность предоконечного каскада

$$P_{1макс} ПОК = P_{1макс} ОК / (\eta_{КСпр} K_P).$$

По этой мощности выбирают тип ЭП предоконечного каскада.

Приведенные выше для предоконечного каскада расчеты повторяются последовательно для каждого предварительного каскада ЛУ. При этом следует иметь в виду, что для сравнительно маломощных каскадов в целях достижения низких значений $K_{fз}$ допускают весьма слабое использование ЭП ($\xi \leq 0,7 \dots 0,5$) и работу в классе А без сеточных токов для ламповых и с малыми токами базы для транзисторных усилителей.

После выбора типов ЭП для всех каскадов уточняют номинальные значения питающих напряжений, которые указывают на структурной схеме. Целесообразно также указать на схеме рабочие частотные диапазоны для каждого узла схемы, т.е. составить частотный план передатчика.

Все данные, полученные при ориентировочном расчете структурной схемы, следует рассматривать как основные пункты ТЗ для детального проектирования каждого каскада. Для проверки ориентировочного расчета структурной схемы передатчика целесообразно построить диаграмму уровней мощности в передатчике, принимая за нулевой уровень 1 мВт на сопротивление 600 Ом и откладывая в децибелах уровни сигналов на выходе каждого каскада. В некоторых узлах тракта передатчика (диодные БМ, фильтры, сумматоры на активных сопротивлениях и др.) имеет место ослабление группового сигнала. При составлении диаграммы уровней можно принять следующие приблизительные значения этих ослаблений в децибелах:

| | |
|--|---------|
| Диодный БМ, амплитудный детектор | 4...12 |
| Кварцевые каналные фильтры | 8...12 |
| Механические каналные фильтры | 6...14 |
| Катушечные ФСС | 6...10 |
| Сумматоры резистивные | Выше 20 |

При использовании в проектируемом передатчике типовых возбудителей расчет структурной схемы производится для всех каскадов, включая первый после возбудителя каскад.

На рис. 6.4 для примера приведена диаграмма уровней для передатчика мощностью 80 кВт (непрерывная линия — выходные мощности каскадов, штриховая — уровни нелинейных искажений $K_{fзсум}$). Эта диаграмма дает ясное представление о распределении усиления в тракте, а также показывает точки с малым уровнем сигнала, где наиболее вероятно возникновение помех при недостаточной экранировке.

В начале следующего этапа проектирования необходимо разработать или выбрать принципиальные схемы проектируемых каскадов. Для этой цели можно использовать следующие схемы:

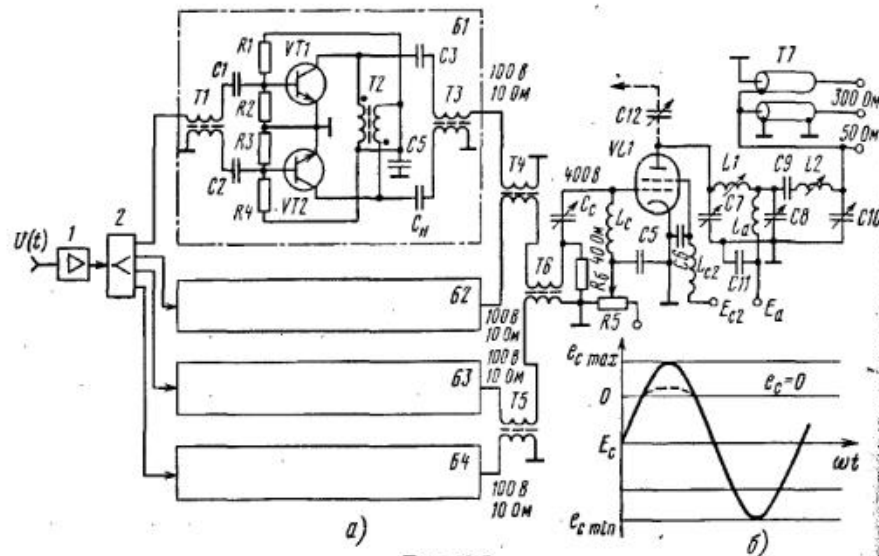


Рис. 6.5

схемы выходных каскадов на тетрадах, см. [1.1, рис. 3.2; 3.23; 3.24 и 7.36], а также рис. 6.5 данной главы;

схемы выходных усилителей с распределенным усилением (УРУ) [1.1, рис. 3.14; 6.8, рис. 6.23; 6.24; 6.27];

схемы усилителей с общей сеткой [1.1, рис. 2.26; 3.27];

транзисторные усилители с вилкой фильтров [1.1, рис. 2.62];

структурные схемы оконечных каскадов рис. 1.15 и [1.1, рис. 7.32];

схема двухтактного усилителя [1.1, рис. 3.33];

усилители с ООС по ВЧ [1.1, рис. 7.37];

структурная схема усилителя с ООС по огибающей [1.1, рис. 7.38].

Наконец, можно воспользоваться рис. 6.5, а, где представлена схема мощного предоконечного усилителя на транзисторах, схема суммирования мощности четырех транзисторных блоков. На рис. 6.5, б показано искажение напряжения возбуждения при работе лампы оконечного каскада с токами в цепи первой сетки. Из этого рисунка следует, что при увеличении мгновенного напряжения $e_c > 0$ возникает сеточный ток, резко падает входное сопротивление и вершина импульса снижается, достигая значения $e_{c,ст}$ вместо $e_{c,мах}$. После разработки принципиальных схем каскадов можно переходить к техническому расчету.

6.5. Технический расчет параметров режима выходного каскада

Технический расчет каскада, состоящий из расчета параметров режима ЭП по заданной отдаваемой мощности, расчета средних значений электрических величин, расчета элементов схемы и расчета ВКС, ведется по ТЗ, сформулированному при проектировании структурной схемы

передатчика (отдаваемая ЭП мощность $P_{1,мах}$ или $P_{1,ср}$, тип и число ЭП, диапазон рабочих частот, способ охлаждения ЭП, номинальные напряжения питания, коэффициент нелинейных искажений и др.).

Расчет параметров режимов ламп и транзисторов усилительных каскадов можно выполнять по традиционным методикам, изложенным в [1.1, гл. 2; 1.44 и 2.1], а также в гл. 2-4. При этом для расчета коэффициентов нелинейных искажений следует воспользоваться одной из методик из [6.6, гл. 3].

Более точный и полный расчет энергетических параметров режима и нелинейных искажений можно выполнить на компьютере, используя разработанные для этой цели программы LUARA и TETROD. В этих программах применяются реальные статические характеристики ламп и полевых транзисторов. Пояснения к использованию этих программ имеются в [6.11].

Для усилителей на биполярных транзисторах рассчитываются только энергетические показатели, а для достижения малых нелинейных искажений следует использовать рекомендации, имеющиеся в гл. 2, а также в [1.1, гл. 2 и 3; 1.44; 2.3].

Расчет параметров режимов тетродов в усилителе сигналов с ОМ. Исходные данные для расчета: 1) отдаваемая лампами только максимальная мощность $P_{1,мах}$, кВт, или (и) средняя мощность $P_{1,ср}$, кВт; в обоих случаях расчет ведется и для максимальной расчетной мощности $P_{1,мах}$; 2) тип лампы; 3) напряжение анодного питания E_a ; 4) параметры группового сигнала; 5) коэффициент нелинейных искажений $K_{f,здол}$.

Напряжение питания анодной цепи E_a выбирают по рекомендациям гл. 2, а также [1.1, гл. 2 и 7], напряжение питания экранирующей сетки E_{c2} обычно выбирают равным номинальному. Расчет производится по статическим характеристикам ламп. Для иллюстрации на рис. 6.6 приведены анодные характеристики для современных тетродов. На характеристиках в том месте, где их линейная часть переходит в изогнутую, отмечают точки a, a_1, a_2, a_3, \dots и через них проводят прямую a , $e_{a,мин}$, отделяющую область линейного усиления от области, где усиление будет сопровождаться заметными искажениями.

Напряжение смещения $E_c = E_{c,опт}$, при котором нелинейные искажения имеют минимум (рис. 6.7), можно для современных генераторных тетродов с протяженным нижним сгибом статических характеристик (СХ) анодного тока определить следующим образом. Из семейства сеточных характеристик $i_a = f(e_c)$ (рис. 6.8) выбирают три, снятые при $e_a = e_{a,мин}, E_a/2$ и E_a . На характеристиках при $e_a = e_{a,мин}$ и $E_a/2$, отмечают точки a и b , значения тока i_a для которых равно $i_a^a = I_{a,мах} = 5P_1/U_{a,мах}$ и $i_a^b = I_{a,мах}/2$. Через точки a и b проводят прямую до пересечения с осью абсцисс в точке c . Напряжение на управляющей сетке для точки c равно $E_c \approx E_{c,опт}$; расстояние между точками c и g равно амплитуде напряжения возбуждения $U_{c,мах}$, а отрезок cd соответствует току покоя $I_{п}$.

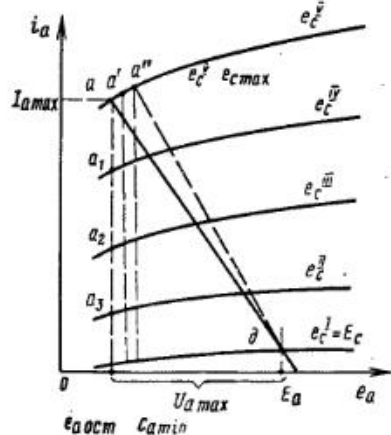


Рис. 6.6

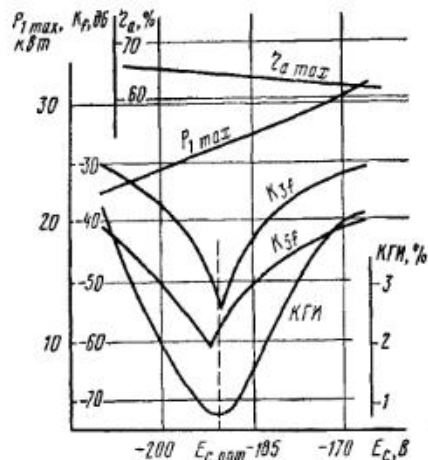


Рис. 6.7

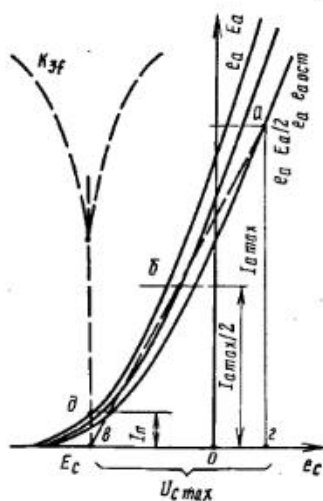


Рис. 6.8

По полученным значениям токов I_{a1} , I_{a2} и напряжениям e_{a1} и e_{a2} (рис. 6.6) можно отметить точки a и δ . Проведенную через эти точки прямую можно рассматривать, с некоторым приближением, как динамическую характеристику. (Методика более точного расчета и построения динамической характеристики указана в [1.1, § 2.3 и § 7.10].) Для полученного режима по СХ для токов i_c и i_{c2} определяют значения $I_{c1 \max}$ и $I_{c2 \max}$ при $e_{c1 \max}$ и $e_{c2 \max}$. Далее, пользуясь соотношениями, приведенными в любом учебнике (например, [1.1, § 2.10]), по полученным параметрам $e_{a \min}$, $I_{a \max}$, $U_{a \max}$, $P_{1 \max}$, $U_{c \max}$, E_c , $I_{c1 \max}$, $I_{c2 \max}$ рассчитывают все остальные электрические параметры анодной и сеточных цепей: $I_{a1 \max}$, $I_{a0 \max}$, $P_{0 \max}$, $P_{a \max}$, $\eta_{a \max}$, $U_{c20 \max}$, $I_{c0 \max}$, $P_{c20 \max}$, $I_{c1 \max}$, $I_{c0 \max}$, $P_{c1 \max}$, $P_{c0 \max}$, R_6 ,

$$K_p = P_{1 \max} / P_{1c \max}$$

Средние значения мощностей $P_{1 \text{ср}}$, $P_{0 \text{ср}}$, $P_{c20 \text{ср}}$, $P_{a \text{ср}}$; а также КПД $\eta_{a \text{ср}}$ можно рассчитать по формулам, имеющимся в [1.1, § 7.9]. Для современных генераторных тетродов необходим учет тока покоя. В этом случае расчетные формулы принимают вид

$$\beta_{\text{п}} = \delta I_{\text{п}} / I_{a0 \max}; \quad P_{1 \text{ср}} = P_{1 \max} \bar{X}^2; \quad P_{0 \text{ср}} = P_{0 \max} (\bar{X} + \beta_{\text{п}}); \\ P_{c20} = P_{c20 \max} \bar{X}; \quad P_{a \text{ср}} = P_{0 \text{ср}} - P_{1 \text{ср}}; \quad \eta_{a \text{ср}} = P_{1 \text{ср}} / P_{0 \text{ср}}$$

Здесь \bar{X} и \bar{X}^2 — параметры заданных для проектируемого передатчика групповых сигналов (см. табл. 6.1); $\beta_{\text{п}}$ — относительный ток покоя; $\delta = 0,25 \dots 1$.

Коэффициент усиления по мощности K_p при работе без токов или с малыми токами управляющей сетки и без учета потерь в изоляции, в экранах и на излучение принимает бесконечно большое значение. Однако не следует полагать, что в этих условиях можно обеспечить нормальную работу мощного каскада при возбуждении его от очень маломощного предварительного усилителя, т.е. при очень большом сопротивлении между управляющей сеткой и катодом выходной лампы. При этих условиях каскад может самовозбудиться.

В § 2.11 приведена методика расчета $K_{p \text{доп}}$ для режима устойчивого усиления. Определив $K_{p \text{доп}}$, можно найти $P_{c1 \max} = P_{a1 \max} / K_{p \text{доп}}$ и далее — величину балластного сопротивления, которое нужно включить по ВЧ между сеткой и катодом для поглощения мощности предварительного каскада:

$$R_6 = U_{c \max}^2 / (2P_{c1 \max})$$

Мощность предоконечного каскада ПОК можно определить из $P_{1 \text{пок}} = P_{c1 \max} / \eta_{\text{к.пок}}$, где ориентировочно $\eta_{\text{к.пок}} \approx 0,5$.

Если лампа выходного каскада должна работать с токами управляющей сетки, входное сопротивление $R_c = U_c / I_{c1}$ сильно меняется и предоконечный каскад работает на нелинейную нагрузку. Вследствие этого возникают дополнительные нелинейные искажения. Для их снижения, т.е. для линеаризации нагрузки ПОК, включают на входе лампы ОК балластное сопротивление R_6 [1.1, рис. 3.2 и 7.3,б]. Величина сопротивления R_6 выбирается меньше $R_{c \min} = U_{c \max} / I_{c1 \max}$. Требуемое повышение мощности ПОК $= P_{1 \text{пок}} = P_{1 \text{пок} \max} / P_{c1 \max} = 1 + \nu$ при выбранном режиме $x_0 = |E_c| / U_{c \max} < 1$ при $i_c > 0$ и принятой величине балластного сопротивления $\nu = R_{c \min} / R_6$ можно определить по графикам рис. 3.2 в [6.17]. Например, если требуется получить вследствие искажения напряжения возбуждения дополнительные искажения не больше $K_{f3} = -60$ дБ при $x = 0,99$, то требуется выбрать $R_6 = R_{c \min} / 64$ и увеличить мощность ПОК в 64 раза.

Если лампы должны работать в схеме с общей сеткой, расчет параметров цепей следует вести с учетом особенностей этой схемы [1.1, с. 71–74].

Изложенная выше методика расчета режима лампы генератора с внешним возбуждением целесообразна при необходимости получить достаточно точные результаты и может быть использована при наличии подробных статических характеристик ламп в сравнительно крупном масштабе (8×8 см). Если же по каким-то причинам нет возможности воспользоваться анодными характеристиками, расчет можно вести и по табличным данным (E_a , E_{c2} , S , $S_{\text{гр}}$, D , E'_c), но имея в виду, что точность его будет тем ниже, чем больше разница между $P_{1 \text{ном}}$ и $P_{1 \max}$. Расчет в этом случае проводится в следующем порядке: 1)

по известным $P_{1\max}$, E_a , E'_c , θ , $S_{гр}$ определяют $\xi_{гр}$; 2) в качестве рабочего значения ξ_{\max} принимают значение, несколько меньшее $\xi_{гр}$: $\xi_{\max} = (0,8 \dots 0,9)\xi_{гр}$; 3) определяют $U_{a\max} = \xi_{\max}E_a$ и далее рассчитывают все электрические параметры анодной и сеточной цепей по указанным выше методикам.

Проверка приемлемости принятых исходных данных и результатов расчета параметров режима усилительных ламп в передатчиках, которые рассчитаны на длительную работу при $P_{\text{вых}} = P_{1A\max}$ (группа а), производится по выполнению следующих неравенств для максимального режима:

$$P_{a\max} \leq P_{a\text{доп}}; P_{c20\max} \leq P_{c20\text{доп}}; P_{c\max} \leq P_{c\text{доп}}$$

Для усилителей, работающих в передатчиках, для которых средняя отдаваемая мощность при работе с ОМ $P_{1ср}$ всегда меньше $P_{1\max}$ (группа б), а отдаваемая мощность в телеграфных режимах $P_{1тлг} \leq P_{1срОМ}$, проверка приемлемости принятых режимов проводится при выполнении следующих неравенств:

$$P_{aср} \leq P_{a\text{доп}}; P_{c20ср} \leq P_{c20\text{доп}}; P_{cср} \leq P_{c\text{доп}}$$

Здесь $P_{aср}$ должно быть вычислено для того группового сигнала из заданных для проектируемого передатчика, для которого отношение X^2/\bar{X} минимально.

Система охлаждения и источники питания выходных усилителей для передатчиков группы а должны рассчитываться для максимального режима, а для передатчиков группы б — для средних мощностей $P_{0ср}$, $P_{aср}$ и $P_{c20ср}$. Емкость выходных конденсаторов фильтров в источниках питания, спроектированных на среднюю потребляемую мощность, в последнем случае должна быть выбрана с учетом необходимости запаса значительной энергии и расхода ее в те интервалы, когда усилитель отдает почти максимальную мощность. Эту емкость $C_{\text{вых.ф}}$ можно ориентировочно определить из $C_{\text{вых.ф}} \geq 20t_b I_{a0\max}/E_a$, где t_b — длительность выбросов огибающей группового сигнала над уровнем $(1,5 \dots 2)U_{0г.ср}$ (можно брать $t_b \approx 1 \dots 2$ мс); $I_{a0\max}$ и E_a — постоянная составляющая анодного тока и напряжение анодного питания усилителя. Коэффициент 20 гарантирует снижение E_a в максимальном режиме не более чем на 5 %.

Наиболее точный и подробный расчет режимов ламп для любого каскада по схеме с ОК можно выполнить на ЭВМ по программам LUARA и LUARA3, а для каскада по схеме с ОС — по программам LUARA7 и LUARA2. Сравнительно полное описание программы LUARA дано в [6.6; 6.11], там же приводится инструкция по подготовке исходных данных. В результате расчета можно получить мгновенные значения токов, напряжений и мощностей для анодной цепи и цепей управляющей и экранирующей сеток, а также необходимые средние значения энергетических параметров и коэффициентов нелинейных искажений 3-го и 5-го порядков при загрузке усилителей в соответствии с рекомендациями МККР.

Расчет режима транзисторов. В современных передатчиках с ОМ широкое использование транзисторов ограничивается лишь требованиями малых нелинейных искажений и большим числом транзисторов при мощности передатчика выше 1 кВт. Выбор транзисторов по частотным свойствам для усилителей с высшей рабочей частотой f_b производится исходя из следующих условий:

- Для недонапряженного режима $f_b < 3f_T/\beta_0$
- Для ключевого режима $f_b \leq 0,1f_T$
- Для ключевого режима при ШИМ $f_{\text{такт}} < f_T/100$

В последнее время из всех каскадов предпочтение отдают полевым транзисторам МДП.

В предварительных каскадах лампово-транзисторных передатчиков и полностью транзисторных необходимо, не считаясь с низким КПД каскадов и сложностью схемы, путем снижения напряженности режима получить минимально возможный уровень нелинейных искажений. Поэтому здесь транзисторы работают в недонапряженном режиме с колебаниями класса А. В каскадах мощностью в единицы ватт схема одноконтурная, при большей мощности — схема двухтактная с небольшой ООС по току для снижения влияния разброса транзисторов на симметрию каскада. Методики расчета каскадов в этом режиме приведены в гл. 2, а также в [1.1; 2.3] и др.

В оконечных каскадах маломощных транзисторных передатчиков (1...100 Вт) можно использовать двухтактные схемы с транзисторами в недонапряженном режиме и классе В. Методики расчета параметров этих усилителей имеются в гл. 2, а также в [1.1; 2.3] и др.

В предварительных каскадах мощных ламповых передатчиков (100...500 кВт) могут также использоваться современные биполярные и полевые транзисторы большой мощности (100...250...500 Вт). Каскады мощностью от 1 до 5...10 кВт строятся по блочной схеме (см., например, рис. 1.15). Каждый блок может содержать несколько параллельно включенных двухтактных усилителей в недонапряженном режиме и классе В. Общая выходная мощность блока обычно не превышает 2...3 кВт. Как правило, усилительный блок дополняется индивидуальным блоком питания.

В каскадах передатчиков с раздельным усилением (метод Кана) в радиочастотном тракте транзисторы работают в ключевом режиме при постоянном напряжении питания и резистивной нагрузке. В двух последних каскадах (ОК и ПОК) транзисторы работают также в ключевом режиме, но при питающем напряжении, изменяющемся по закону огибающей сигнала с ОМ. Методики расчета параметров ключевых режимов транзисторов имеются в гл. 2, а также в [1.1 и 2.3] и др.

6.6. Расчет элементов схем

Правила построения схем ламповых и транзисторных передатчиков, а также методики расчета их элементов изложены в гл. 2 и 3 и в [1.1,

гл. 3; 2.1, гл. 2; 2.3, гл. 3–5, 7; 1.44, гл. 3 и 4]. В [6.5 и 6.12] приводятся описания и схемы ряда серийных передатчиков. Поэтому на примере одной схемы рис. 6.5 рассмотрим особенности построения предоконечных и оконечных каскадов лампово-транзисторных передатчиков с ОМ.

На рис. 6.5 представлены ламповая и транзисторная части радиочастотного тракта, включающие два последних, самых мощных каскада: оконечный усилитель 1 и предоконечный усилитель, состоящий из четырех блоков Б1–Б4. Выше уже шла речь о том, что число блоков в ПОК может отличаться от четырех, а число двухтактных схем в одном блоке может быть больше одной. Все зависит от необходимой мощности ПОК и используемых транзисторов. Хотя на схеме рис. 6.5 изображены биполярные транзисторы, здесь могут применяться и современные мощные полевые транзисторы, причем конфигурация схем почти не меняется.

Все особенности схем и режимов в каскадах передатчиков с ОМ в основном направлены на повышение линейности модуляционной характеристики и стабилизации режимов в усилительных каскадах.

Первый вопрос после выбора типа транзисторов (БТ или ПТ), который приходится решать при проектировании целиком транзисторных или транзисторной части лампово-транзисторных мощных передатчиков, — это определение числа каскадов. При выходной мощности передатчика до 0,5 Вт, как правило, достаточен один каскад, при мощности же 1...5 кВт может потребоваться 5–6 каскадов.

Чтобы получить минимальное число каскадов, следует воспользоваться правилом: коэффициент усиления транзисторного каскада по мощности K_P пропорционален произведению K'_P и P'_1 для номинального режима (см. таблицы в гл. 1) и обратно пропорционален требуемой мощности: $K_P = P'_1 K'_P / P_{1\text{треб}}$. Например (см. табл. 3.1 из [2.3]), для транзистора 2Т951В при $f' = 80$ МГц, $P'_1 \geq 3$ Вт и $K'_P = 15...40$ (примем 20). В каскаде с выходной мощностью $P_1 = 0,5$ Вт можно получить $K_P \approx 120$ и входная мощность может быть равна $P_{\text{вх}} \approx 4$ мВт.

Следовательно, если выбирать для маломощных каскадов транзисторы со значительным запасом по мощности (например, в 5...10 раз) и по мере увеличения мощности каскадов снижать запас, то можно получить в тракте минимальное число каскадов, высокую линейность усиления всего линейного усилителя благодаря очень малым нелинейным искажениям в первых, маломощных каскадах и возможности введения глубокой ООС в последних мощных каскадах. При этом КПД всего усилителя увеличится незначительно, поскольку он определяется последними наиболее мощными каскадами.

Если допустить, что коэффициенты усиления K_{Pi} являются членами убывающей геометрической прогрессии, причем эти коэффициенты уже выбраны для первого K_{P1} и последнего K_{PN} каскадов, а также заданы $P_{1\text{вх}}$ — мощность на входе ЛУ и $P_{1\text{вых}}$ — мощность на выходе ЛУ, т.е. известен коэффициент усиления всего ЛУ $S_P = P_{1\text{вых}}/P_{1\text{вх}}$, то число каскадов можно определить по формуле $N = 2 \ln S_P / \ln K_{P1} K_{PN}$. Величина N может быть смешанным числом, его следует округлить. При округлении в сторону большего целого числа S_P окажется больше

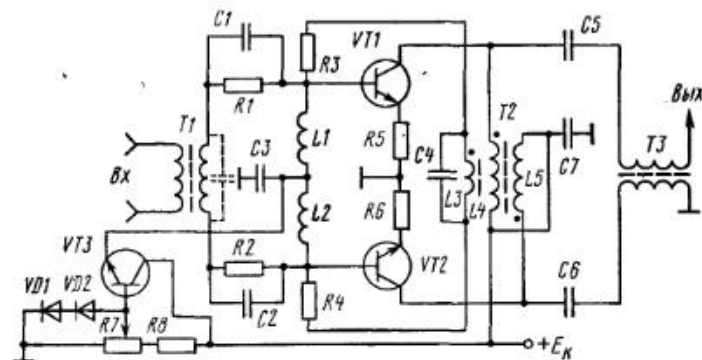


Рис. 6.9

заданного; целесообразно уменьшить K_{P1} и наоборот. Коэффициенты всех каскадов можно найти из следующих соотношений: знаменатель прогрессии $r_N = (K_{PN}/K_{P1})^{N-1}$, коэффициент усиления каскада с номером $i \leq N$ $K_{Pi} = K_{P1}(r_N - 1)$. Например, при $P_{1\text{вых}} = 5$ кВт, $P_{1\text{вх}} = 5 \cdot 10^{-3}$ Вт, $K_{P1} = 50$ и $K_{PN} = 5$ получим $S_P = 1 \cdot 10^6$, $N = 5,004$ (принимая $N = 5$), $r = 0,562$ и коэффициенты усиления каскадов: $K_{P1} = 50$; $K_{P2} = 28,2$; $K_{P3} = 15,9$; $K_{P4} = 8,9$ и $K_{P5} = 5$. Чтобы исправить ошибку округления, можно увеличить, например, K_{P1} до значения 50,12.

В маломощных каскадах (до 1...5 Вт) выбирается однотактная схема и очень слабое использование транзисторов по мощности $P_1 = P_{1\text{ном}}/(5...15)$. Транзистор должен работать с колебаниями класса А на согласованную резистивную нагрузку. В более мощных каскадах применяются двухтактные схемы. Для повышения симметрии плеч усилителя в цепи эмиттера (или истока) обычно включают небольшие нешунтированные резисторы. Кроме уменьшения влияния разброса параметров транзисторов эти резисторы создают ООС по постоянному и переменному токам, благодаря чему стабилизируется режим транзистора и уменьшаются нелинейные искажения НИ (рис. 6.9, резисторы R5 и R6).

В более мощных каскадах (десятки и сотни ватт на транзистор) для повышения КПД транзисторы должны работать в классе АВ, в двухтактной схеме на рис. 6.9. Для снижения нелинейных искажений применяется ООС по току — резисторы R5 и R6, а также ООС по напряжению с дополнительной обмотки трансформатора T2. Для коррекции частотной характеристики усилителя в рабочем диапазоне частот можно применять следующие меры: выбирать транзисторы с граничной частотой выше верхней частоты диапазона $f_{гр} > f_{\text{в}}$; применять в базовых цепях корректирующие ячейки C1R1, C2R2; параллельно обмотке трансформаторов T2 включать конденсатор C4 и настраивать получающийся параллельный контур на частоту несколько выше $f_{\text{в}}$. Такой же контур можно создать и на вторичной обмотке трансформатора T1.

В мощных усилителях с биполярными транзисторами приходится вводить систему защиты транзисторов от перегрева и лавинообразного

нарастания коллекторного тока. Для этой цели на радиаторе транзисторов VT1 и VT2 укрепляются вблизи транзисторов термочувствительные диоды VD1 и VD2. При повышении температуры радиатора сопротивление диодов падает, уменьшается напряжение $e_{б.э}$ транзистора VT3, снижается ток этого транзистора и уменьшается напряжение смещения транзисторов VT1, VT2.

Более простое, но менее эффективное решение защиты мощных транзисторов получается, если смещение на базу подается с делителей напряжения R1R2 и R3R4 (см. рис. 6.8), а резисторы R2 и R3 выбраны термозависимыми и укреплены на радиаторе. Применение в делителях напряжения термозависимых диодов не рекомендуется из-за увеличения нелинейных искажений.

Для более эффективной защиты вместо VT3, в качестве усилителя постоянного тока, применяются микросхемы [3.25, с. 106 и 132–134], а в качестве термодатчика — эмиттерный переход мощных транзисторов, размещенных на радиаторе транзисторов VT1 и VT2 (см. рис. 6.8).

Методику расчета цепей частотной коррекции можно найти в § 3.8.

Схемы связи между предоконечным (ПОК) и окончечным (ОК) каскадами передатчика рассмотрены в гл. 3. Эти схемы должны выполнять следующие задачи: 1) фильтрацию гармоник, поскольку при наличии гармоник в напряжении возбуждения ОК уровень нелинейных искажений, особенно при работе в классах АВ и В, заметно увеличивается, 2) согласование каскадов по напряжению и мощности. Это означает, что схема связи должна трансформировать анодное напряжение ПОК $U_{а.ПОК}$ к входному напряжению возбуждения ОК $U_{с.ОК}$ и выходную мощность ПОК к входной мощности $P_{вх.ОК}$.

В [1.1, рис. 3.2 и 7.36] приведены схемы двух каскадов лампового передатчика, лампа V1 может работать в классе А или В. Для фильтрации гармоник (особенно при работе в классе В) служит контур LC1. Для лучшей фильтрации $\Phi = nQ_p$ КПД контура выбирают сравнительно небольшим: $\eta_k \approx 0,3 \dots 0,5$. Согласование по напряжению производится с помощью делителя напряжения C2C3. При детальном расчете следует учесть, что параллельно C3 включены $R_{доп}$, $C_{вх}$ и $R_{вх}$. Для возможности устанавливать нужный режим лампы V2 конденсатор C2 делают переменным (вакуумным). Согласование по мощности достигается тогда, когда сумма $P_{с1} + P_б + P_{ПК}$ — мощности возбуждения лампы V2 (определяется из расчета режима этой лампы), мощности потерь в балластном сопротивлении $P_б = U_c^2/2R_б$ и мощности потерь в колебательном контуре LC1 — становится равна $P_{ПОК}$, где $P_{ПОК}$ — мощность, отдаваемая лампой ПОК. Аналогичные рассуждения можно сделать и для схемы, описанной в [1.1, рис. 7.36].

В передатчиках с транзисторным радиотрактом и одной мощной лампой в ОК назначение цепи связи аналогично. В частности, в усилителе рис. 6.5 фильтрация напряжения возбуждения выполняется непосредственно в блоках Б1–Б4 с помощью трансформатора Т2.

При согласовании ПОК и ОК по напряжению необходимо учитывать коэффициенты трансформации схемы сложения мощностей. В частности, на рис. 6.5 представлена трехэтажная схема сложения пар транзисторов (трансформаторы Т3 и др.), пар блоков (трансформаторы Т4, Т5) и двух групп по паре блоков (трансформатор Т6) с коэффициентом трансформации напряжения $K_{тр} = 2^3 = 8$. Если амплитуда напряжения на коллекторной цепи транзистора VT1 (и всех остальных) U_k , то напряжение возбуждения лампы VL1 может быть равно $2^3 U_k$. При проектировании для каскада на VL1 определяются U_c и $P_{с1}$, затем $U_k = U_c/K_{тр}$ и далее выбирается тип транзисторов VT1, VT2 и др. и напряжение коллекторного питания E_k . Здесь $K_{тр}$ — коэффициент умножения напряжения в устройстве сложения мощности отдельных блоков.

Согласование по мощности начинают с определения мощности, рассеиваемой на балластном сопротивлении. О необходимости этого сопротивления см. выше, а также в [1.1 и 5.4]. Примем коэффициент нелинейных искажений, вызванных наличием сеточных токов в лампе VT1, K_{f3c} , тогда по графикам рис. 3.2 в [5.4] определим необходимые потери в $R_б$ и трансформаторах схемы сложения: $P_{б.тр} = P_{с1} P'_{тр}$. Мощность, которую должен отдавать каждый транзистор в блоках, $P'_1 = P_{б.тр}/N_{тр}$, где $N_{тр}$ — число транзисторов в ПОК.

Пример. Из расчета каскада на VL1 (6Y104A) получено: $\alpha_0 = |E_c|/U_{сmax} = 0,99$; $P_{с1max} = 31$ Вт; $R_{сmin} = 2,58$ кОм. Если задать $K_{f3c} = -50$ дБ, то $\nu = 64$; $R_б = 40,3$ Ом; $P_{б.тр} = 2015$ Вт; $P'_1 = 252$ Вт.

В ламповых каскадах KB передатчиков питание анодной цепи выполняется по последовательной схеме, а сеточная цепь — по параллельной схеме. Выпрямители для напряжения смещения E_c , напряжения питания экранной сетки и анода, как правило, снабжены стабилизаторами.

Расчет элементов сеточной цепи (рис. 6.5). Напряжение выпрямителя смещения $E_{св} \approx (1,2 \dots 1,5)E_c$; ток потенциометра R5 принимают равным $I_5 = (5 \dots 10)I_{с0max}$. Если напряжение на выходе трансформатора Т6 $U_{т6} = U_c$, то принимают $C_c \approx (20 \dots 50)C_{вх}$, если же $U_{т6} > U_c$, то создают делитель напряжения, при котором $U_c = U_{т6} C_{вх}/(C_{вх} + C_0)$, и из этого уравнения определяют величину C_0 . Индуктивность дросселя L_c определяют из условия $\omega_n L_c = (3 \dots 10)|Z_{вх}|$, где $Z_{вх}$ — входное сопротивление лампы VL1, а величина блокировочного конденсатора $C_c = (5 \dots 10)/(\omega_n^2 L_c)$. При отсутствии тока первой сетки вместо дросселя L_c можно поставить резистор $R_б$.

Цепь экранирующей сетки должна питаться от стабилизированного выпрямителя. Блокировочные элементы в цепи экранной сетки $C_б = 200C_{вых}$, где для тетродов $C_{вых} = C_{ас2}$, дроссель $L_{с2} = (3 \dots 5)/\omega_n^2 C_б$.

Колебательная система в анодной цепи лампы ОК должна обеспечивать необходимую фильтрацию $\Phi_{необх}$, согласование эквивалентного сопротивления нагрузки лампы $R_а$ и входного сопротивления фидера $R_д$. Методические указания к расчету ВКС имеются в [1.1, § 3.9] и в гл. 3 этой книги. Дроссель в анодной цепи $L_а$ выбирают по условию $L_а \approx (8 \dots 10)L_1$.

Поскольку в современных передатчиках лампы каскады выполняют по однотактной схеме, то выходное сопротивление ВКС принимают равным 50 Ом (согласуется с коаксиальным кабелем), а для подключения к симметричной антенне применяются симметрирующие трансформаторы Т7 (рис. 6.8). Для передатчиков мощностью до 50...80 кВт эти трансформаторы выполняют с ферритовым сердечником, при большей мощности — на отрезках коаксиальных линий.

Выходные каскады транзисторных передатчиков с ОМ, построенных по методу раздельного усиления для диапазона 1...60 МГц, работают в ключевом режиме с коллекторной модуляцией напряжением огибающей. Нагрузка резистивная — в виде сопротивления на основной частоте и в виде балластного сопротивления на гармониках. Для разделения указанных составляющих применяют переключаемые пары фильтров НЧ и ВЧ. Методика расчета режимов транзисторов и схемы каскадов в ключевом режиме изложены в гл. 2. В каскадах применяются транзисторы БТ и ПТ.

Выходные каскады маломощных транзисторных передатчиков на БТ и ПТ работают в недонапряженном режиме, при однотактных усилителях — в классе А, при двухтактных — в классах А или АВ. Схемы таких усилителей и методики расчета приведены в гл. 2.

6.7. Аналоговые и цифровые однополосные модуляторы

В современных возбуждателях для передатчиков с ОМ колебания с однополосной модуляцией получают транспонированием (переносом спектра) низкочастотного модулирующего колебания к рабочей частоте передатчика. Для этой цели предложено большое количество методов, из которых в настоящее время используются следующие. Аналоговые модуляторы строятся по фильтровому и фазофильтровому методам. В цифровых используются методы многофазной модуляции или фазофильтровой модуляции.

Отметим, что методы получения однополосно-модулированных колебаний [1.1, § 6.7] с использованием многофазной модуляции [1.1, § 6.7] базируются на генерировании двухполосных колебаний и взаимной компенсации верхней или нижней боковых полос в элементе суммирования вследствие того, что колебания компенсируемой полосы приходят по двум, трем или четырем цепям с взаимным сдвигом фаз на 90, 120 и 180°.

Аппаратурная реализация модуляторов с фазофильтровым методом получения ОМ колебаний с аналоговыми элементами почти не встречается в профессиональных устройствах из-за нестабильности показателей. Цифровая реализация этого метода позволяет получить высококачественные ОМ модуляторы. Поэтому цифровые модуляторы с использованием фазофильтрового метода находят широкое применение в системах радиосвязи, радиовещания и многоканальной связи с частотным

разделением каналов в частности, в сотовых системах. Имеются сведения о применении цифровых однополосных модуляторов с применением метода четырехфазной модуляции для радиовещательных передатчиков [6.16] с высокими качественными показателями (степень подавления нежелательной боковой полосы более 40 дБ).

При разработке передатчиков с ОМ к модуляторам предъявляются следующие требования: 1) малый уровень нелинейных комбинационных искажений ($K_{\text{нл}} = -50...-70$ дБ); 2) низкий уровень шумов по отношению к полезному сигналу ($-60...-70$ дБ); 3) малое затухание полезного сигнала и большое затухание остатка несущей и второй боковой полосы (2...5 дБ и >45 дБ); 4) низкий уровень сигналов поднесущей частоты от прямого прохождения; 5) стабильность характеристик модулятора в заданных пределах амплитуд, частот и температур; 6) высокая надежность работы модулятора.

Простейший однополосный модулятор (ОПМ) состоит из амплитудного модулятора 1 (рис. 6.10), генератора поднесущей частоты $f_{\text{п.ч}}$ 2 и полосового фильтра 3, пропускающего одну боковую полосу и подавляющего колебание поднесущей частоты и вторую боковую полосу.

Амплитудные модуляторы для современных передатчиков с ОМ можно выполнять, используя аналоговые перемножители и балансные модуляторы в микросхемном исполнении или собирая балансные модуляторы из дискретных элементов, а также диодных или транзисторных сборок [4.11].

Перемножители и балансные модуляторы в виде микросхем (например, 140МА1; К747АМ1 (до 1 МГц), К2ЖА241 (10...110 МГц), К2ЖА242 (0,15...30 МГц), 2ПС351 (10...150 МГц), 2МП351 (50...200 кГц), 526ПС1, 525ПС1) миниатюрны, удобны для малогабаритной аппаратуры, но, как правило, имеют сравнительно высокий уровень нелинейных искажений [5.4]. Значительно лучшие показатели имеет перемножитель К525ПС2, работающий в диапазоне частот до 1 МГц. По своим показателям он пригоден для использования в модуляторе высококачественного ОПМ.

Простейшие амплитудные модуляторы ОПМ [1.1, рис. 7.11, а, б; 3.25, рис. 1.61], а также модуляторы на полевых транзисторах используются очень редко в аппаратуре невысокого качества вследствие высокого уровня составляющей с частотой $2\pi f_{\text{п.ч}} + 2\Omega$ (рис. 6.11, кривая 1).

В высококачественных возбуждателях передатчиков с ОМ, как правило, применяются кольцевые балансные модуляторы КБМ [1.1, рис. 7.11, в; 3.25, рис. 1.62 и 1.65] на дискретных диодах, часто с барьером Шоттки, или на диодных сборках; последние предпочтительнее из-за сохранения баланса при изменении температуры. При разработке КБМ для частот выше 5...10 МГц их схемы дополняются элементами, сохраняющими симметрию схемы и, следовательно, баланс, т.е. высокое подавление сигналов с частотами $f_{\text{п.ч}}$ и $F_{\text{зв}}$ на выходе КБМ.

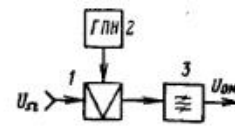


Рис. 6.10

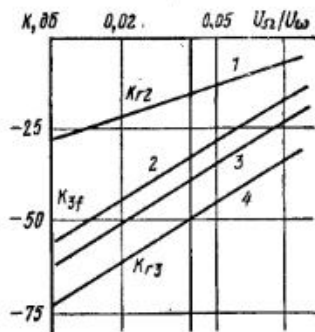


Рис. 6.11

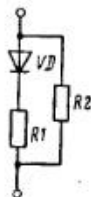


Рис. 6.12

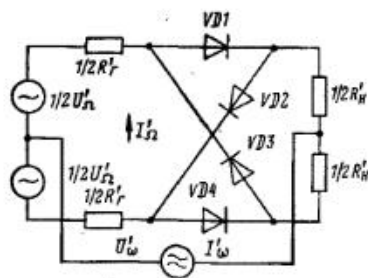


Рис. 6.13

Использование балансных схем облегчает выполнение требований (3...5). Например, в простейшем модуляторе затухание полезного сигнала $b = 20 \lg(U_{\omega_0 + \Omega} / U_{\Omega})$ составляет обычно 15...20 дБ, а ослабление сигналов с частотами ω_0 и Ω не превышает 6 дБ. В БМ и КБМ возможно согласование между выходным сопротивлением источника сигнала R_{Ω}' , сопротивлением нагрузки R_{ω}' и сопротивлением запертых $R_{\text{д.з}}'$ и открытых $R_{\text{д.о}}'$ диодов: $R_{\Omega}' = R_{\omega}' = \sqrt{R_{\text{д.з}}' R_{\text{д.о}}'}$, при котором затухание b для БМ принимает минимальное значение: $b = 20 \lg[\pi(\sqrt{k} + 1)/(k - 1)]$, где $k = R_{\text{д.з}}'/R_{\text{д.о}}'$. При $k \gg 1$ $b \approx 10$ дБ*. Затухание КБМ почти вдвое меньше, чем у БМ и составляет около 4 дБ.

Ослабление прямого прохождения сигналов с частотами $\omega_0 = 2\pi f_{\text{п.ч}}$ и $\Omega = 2\pi F_{\text{зв}}$ на выходе зависит от точности симметрирования модуляторов (трансформаторов, диодов) и на практике достигает 30...40 дБ.

Улучшение температурной стабильности БМ и КБМ достигается стабилизацией значений $R_{\text{д.з}}'$ и $R_{\text{д.о}}'$ путем подключения термостойких резисторов R_1 и R_2 (рис. 6.12), величина которых выбирается из условий $R_1 = (2...5)R_{\text{д.о}}$ и $R_2 = R_{\text{д.з}}/(2...5)$. Затухание БМ и КБМ при этом увеличивается на 2...4 дБ. Для этой же цели последовательно с диодами включаются параллельные RC-ячейки [3.25, рис. 1.64].

Для получения большей мощности с КБМ удваивают число диодов, включая их параллельно (удваивается ток) или последовательно (удваивается рабочее напряжение).

Выбор режима диодов, т.е. амплитуд напряжений на диодах сигналов с частотами ω_0 и Ω , производится с учетом следующих соображений: 1) для получения большого отношения на выходе $U_{\omega_0 + \Omega} / U_{\text{шум}}$ значение U_{Ω}' нужно брать возможно большим; 2) для получения малых нелинейных искажений (рис. 6.1) нужно выбирать малое значение отношения $U_{\Omega}' / U_{\omega_0}'$ и, следовательно, возможно большее значение U_{ω_0}' ; 3) напряжение на закрытых диодах $U_{\text{д.з}}'$ в $\sqrt{k} = \sqrt{R_{\text{д.з}}'/R_{\text{д.о}}'}$ раз больше,

* Здесь и ниже "штрих" указывает на то, что рассматриваемая величина (сопротивления, напряжения, тока) относится к внутреннему контуру БМ или КБМ (рис. 6.13).

чем на открытых. Если тип диодов уже выбран, то нужно выполнить неравенство $U_{\text{д.з}}' < U_{\text{д.доп}}'$, где $U_{\text{д.доп}}' = U_{\text{д.обр}}$ — постоянное обратное напряжение диодов.

При проектировании БМ и КБМ задаются: полоса частот информационного сигнала $F_{\text{min}} \dots F_{\text{max}}$, частота несущего колебания f_0 , коэффициент нелинейных искажений (K_r или K_{f3} , смотря по месту преобразователя) и допустимое затухание $b_{\text{доп}}$. Весь процесс проектирования можно разделить на следующие этапы.

1. Выбирают схему модулятора (БМ, КБМ) по заданным параметрам (условие обязательного применения КБМ: $b_{\text{доп}} < 9$ дБ).

2. Выбирают тип диодов или диодных сборок: высокочастотные; $U_{\text{д.обр}} \geq 50 \dots 70$ В; проходная емкость $C_{\text{д}} = 1 \dots 1,5$ пФ; $R_{\text{д.о}}$ — возможно меньше; $R_{\text{д.з}} > 300 \dots 500$ кОм (Д20, 3А110, 3А111 и др.).

3. Определяют по характеристикам или измерением $R_{\text{д.з}}$ и $R_{\text{д.о}}$ при $e_{\text{д}} = -1$ и $+1$ В. Выбирают R_1 и R_2 и определяют значения $R_{\text{д.з}}' = R_{\text{д.з}} R_2 / (R_{\text{д.з}} + R_2)$; $R_{\text{д.о}}' = R_{\text{д.о}} + R_1$; $R_{\Omega}' = R_{\omega}' = \sqrt{R_{\text{д.з}}' R_{\text{д.о}}'}$; $R_0' = R_{\Omega}' + R_{\text{д.о}}'$ и $K = R_{\text{д.з}}' R_{\text{д.о}}'$.

4. Выбирают амплитуду напряжения несущей частоты на открытых диодах $U_{\text{д.о}\omega_0}' < U_{\text{д.обр}}' / \sqrt{K}$. $U_{\text{д.о}\omega_0}'$ часто выбирают в пределах 1...2 В, чтобы мощность генератора несущей оставалась малой.

5. По графикам, приведенным на рис. 6.11, например для БМ с диодами Д20 при $U_{\text{д.о}\omega_0}' = 1$ В (кривые 2 и 3) и для БМ с диодами, в которых $i_{\text{д}} = S(e_{\text{д}} - E_{\text{д.о}})$, $E_{\text{д.о}} = 0,2$ В, $U_{\text{д.о}\omega_0}' = 1$ В (прямая 3), для заданных значений K_r или K_{f3} определяют $U_{\Omega}' / U_{\omega_0}'$ и затем $U_{\text{д.о}\Omega}' = U_{\text{д.о}\omega_0}' U_{\Omega}' / U_{\omega_0}'$.

6. Определяют для эквивалентной схемы БМ, КБМ напряжения, токи и мощности:

$$U_{\omega}' = U_{\text{д.о}\omega_0}' R_0' / R_{\text{д.о}}'; \quad U_{\Omega}' = 2U_{\text{д.о}\Omega}' R_0' / R_{\text{д.о}}'; \\ I_{\omega}' = 2U_{\omega}' / R_0'; \quad I_{\Omega}' = U_{\Omega}' / 2R_0'; \quad P_{\omega}' = 2U_{\omega}' I_{\omega}' / 2; \quad P_{\Omega}' = U_{\Omega}' I_{\Omega}' / 2.$$

Амплитуда напряжения с частотой $f_0 \pm F$ на нагрузке равна $U_{\omega}' = U_{\Omega}'(\sqrt{k} - 1) / \pi(\sqrt{k} + 1)$ в БМ и в два раза больше в КБМ.

7. Подключение БМ и КБМ к источнику информационного сигнала, к генератору несущей и к нагрузке (или последующему фильтру с входным сопротивлением $R_{\text{ф}}$) производится через согласующие трансформаторы Tr_1, Tr_2 [1.1, рис. 7.11, 6]. Сведения о проектировании Tr_1 в первом БМ [1.1, рис. 7.14] можно найти в пособиях по усилителям низкой частоты. Сведения о проектировании остальных трансформаторов приведены в § 3.4. При расчете этих трансформаторов их КПД можно принимать равным 0,8...0,9. Коэффициенты трансформации $w_1/w_2 = n_1, n_2, n_3$ выбирают из условий согласования БМ и КБМ с другими каскадами, при этом часто удобнее задавать напряжения на выходах усилителя информационного сигнала U_{Ω} и генератора несущей $U_{\text{с0}}$ и находить n_1 и n_2 из уравнений $n_1 = U_{\Omega}' / U_{\Omega}$; $n_2 = U_{\omega}' / U_{\omega}$. Затем

можно найти остальные выходные параметры этих узлов:

$$R_r = R'_r/n_1^2; \quad R_\Omega = R'_\Omega/n_1; \quad P_w = P'_w/n_2.$$

Выходное сопротивление генератора несущей (рис. 6.13) следует сделать

$$R_{г\omega} \ll R'_н.$$

Трансформатор Тр2 [1.1, рис. 7.11, в] служит для согласования сопротивлений БМ или КБМ и последующего фильтра $n_2 = \sqrt{R_\Phi/R'_н}$, при этом амплитуда напряжения с частотой $\omega_0 \pm \Omega$ на нагрузке R_Φ будет равна для КБМ $U_n = 4U_\Omega n_2/3n_1$, а для БМ в два раза меньше.

Полосовые фильтры (ПФ) для выделения желательной боковой полосы частот подключают либо непосредственно ко вторичной обмотке трансформатора Тр2, либо через эмиттерный повторитель, входная цепь которого выполняет роль активной нагрузки модуляторов.

Характеристики и конструктивное выполнение ПФ зависят от того, в каком каскаде однополосного возбудителя они находятся (см. рис. 6.1). В первом преобразователе (БМ + ПФ) используются, как правило, кварцевые 2-, 3-звенные (до 12 резонаторов) фильтры с $f_{cp} = 100 \dots 128$ кГц или электромеханические фильтры (ЭМФ) с 9–12 стальными резонаторами с $f_{cp} = 500$ кГц. Маркировка этих фильтров: ПМФ-ДП-500-3,1 В (или Н) — дисковые полосовые, $f_{cp} = 500$ кГц, полоса пропускания 3,1 кГц, верхняя (или нижняя). Затухание в полосе пропускания у кварцевых и ЭМФ составляет 6...10 дБ, а неравномерность АЧХ не превышает 3 дБ.

К полосовым фильтрам тракта переноса (ТП) предъявляются более легкие требования в отношении крутизны скатов. Поэтому фильтры второго, третьего преобразователей в ТП выполняют однозвенными с кварцевыми резонаторами либо в виде ФСС с 3–5 контурами LC. В [1.1, § 7.7] приведены расчетные формулы для ориентировочной оценки необходимой сложности фильтров.

Однополосный модулятор, в котором реализован фазофильтровой метод (метод Weaver'a), имеет гораздо более сложную схему (рис. 6.14) по сравнению с простейшим модулятором (см. рис. 6.10) и меньшую стабильность показателей, как и всякое устройство, основанное на принципе компенсации нежелательных спектральных составляющих. Правда,

этот недостаток относится лишь к аналоговым устройствам. Цифровые однополосные модуляторы, реализующие фазофильтровой метод (рис. 6.15), имеют превосходные показатели.

В схеме фазофильтрового модулятора содержатся четыре БМ (1, 2, 7 и 10), генераторы поднесущей f_1 3 и рабочей f_2 8 частот, два фазовращателя на 90° , два НЧ фильтра с частотами сре-

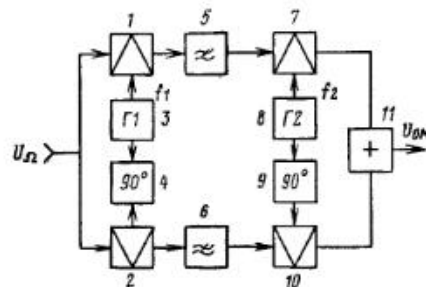


Рис. 6.14

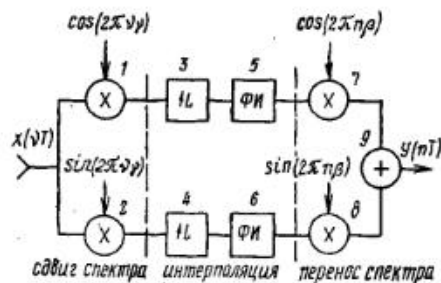


Рис. 6.15

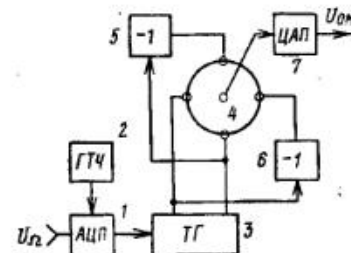


Рис. 6.16

за $F_B + 100$ Гц, где F_B — верхняя модулирующая частота, и, наконец, выходной сумматор. Сигнал на выходе сумматора представляет собой верхнюю или нижнюю боковую полосу с частотами $f_{cp} \pm F$. Переход с верхней полосы на нижнюю достигается сменой мест элементов 3 и 4 (или 8 и 9). Подробное описание принципа работы такого модулятора можно найти в [6.4]. При подаче колебаний с частотой f_2 от синтезатора в диапазоне частот, например, 1,5...30 МГц можно получить колебания с Ω в этом диапазоне частот.

В цифровых модуляторах модулирующий сигнал предварительно переводится в цифровую форму с помощью АЦП и затем подвергается обработке в соответствии с алгоритмом используемого метода [6.16].

В модуляторе на рис. 6.16 цифровой сигнал с АЦП 1 подводится к трансформатору Гильберта (ТГ) 3, на выходах которого получается исходный сигнал (\cos) и сопряженный (\sin) сигнал, все составляющие которого повернуты по фазе на 90° . С помощью инверторов 5 и 6 получаются колебания с противоположными фазами и все четыре колебания подводятся к коммутатору 4. Движок коммутатора обегает в ту или другую сторону контакты. Один оборот движка выполняется за четыре такта, и вследствие этого на входе ЦАП 7 получается дискретный однополосный сигнал, исходная несущая частота которого в четыре раза ниже тактовой частоты. Выбор нижней или верхней боковой полосы производится изменением направления движка коммутатора.

Проектирование такого модулятора состоит из следующих операций.

1. В соответствии с желательной выходной частотой устанавливается частота тактового генератора. Проектируется тактовый генератор или используется вывод с соответствующей частотой от синтезатора.

2. В соответствии с тактовой частотой выбирается элементная база. Имеется богатый ассортимент интегральных схем (ИС) на частоты от 10 до 400 МГц (133, 533, 155, 555 и т.д. для 10...50 МГц; 100, К500, К1500 для 200...400 МГц).

3. Проектируются и рассчитываются АЦП, ЦАП, трансформатор Гильберта ТГ. Необходимые начальные сведения можно получить в [6.18], а также в списке литературы к этой книге.

Цифрового однополосный модулятор, реализующий алгоритм фазофильтрового метода, описан довольно подробно в [6.18, § 6.3, § 7.9].

На рис. 6.15 приведена структурная схема такого модулятора. На ней не показаны АЦП, ЦАП в начале и в конце схемы и генераторы, выработывающие частоты $\nu\gamma$ и $n\beta$.

Частота дискретизации f_d выбирается выше, чем двойная наивысшая частота модулирующего сигнала. Для телефонных каналов с полосой $F_H = 300$ Гц и $F_B = 3400$ Гц частоту f_d принимают обычно равной 8 кГц. Относительные частоты краев полосы модулирующего сигнала $W_1 = F_H/f_d$ и $W_2 = F_B/f_d$. Первая частота преобразования выбирается так же, как и при фазофильтровом методе, с таким расчетом, чтобы спектр модулирующего сигнала смещался влево на половину полосы, т.е. $|\gamma| = 0,25$. При этом автоматически выполняются два условия: интервалы между ближайшими спектрами оказываются наибольшими, что облегчает условия конструирования фильтров ФИ; множители 1 и 2 на рис. 6.13 можно заменить коммутаторами, поскольку $\sin(2\pi\nu\gamma)$ и $\cos(2\pi\nu\gamma)$ принимают при $\gamma = 0,25$ значения (1, 0, -1).

После множителей 1 и 2 реальный и мнимый сигналы поступают на экспандеры частоты дискретизации (ЭЧД) 3 и 4, в которых в промежутки между отсчетами с первоначальной частотой вставляется $L-1$ отсчет, вследствие чего частота отсчетов после ЭЧД увеличивается в L раз. В интерполяционных фильтрах (ФИ) 5 и 6 устанавливаются новые величины для введенных ранее отсчетов, причем спектр нового сигнала с новой частотой дискретизации сохраняет параметры исходного спектра, хотя и транспонирован в область более высоких частот. На выходе сумматора 9 получается цифровой однополосный сигнал с частотой дискретизации в L раз больше первоначальной, т.е., например, 8Л кГц, если первоначальная частота дискретизации равнялась 8 кГц.

При проектировании модулятора ОМ колебаний по схеме рис. 6.15 вся работа разделяется на следующие этапы.

1. В соответствии с параметрами модулирующего сигнала устанавливается частота дискретизации и выбирается элементная база по частоте дискретизации выходного сигнала.
2. Определяются параметры структурной схемы (показатель интерполяции L , параметры интерполяционного фильтра, элементы связи с синтезатором).
3. Выбираются схемы множителей — переключателей (1, 2, 7, 8).
4. Проектируются и рассчитываются АЦП, экспандер частоты дискретизации (ЭЧД), интерполяционный фильтр, сумматор и ЦАП на выходе модулятора.
5. Производится оценка параметров модулятора (нелинейные искажения, уровень шума квантования, энергетические показатели).

Основные пособия при изучении цифровых модуляторов — [6.18], список литературы, приведенный в этой книге, а также пособие по цифровой обработке сигналов.

6.8. Отрицательная обратная связь в передатчиках с ОМ

Для снижения нелинейных искажений в передатчиках с ОМ наряду с использованием оптимальных режимов электронных приборов применяются различные виды отрицательной обратной связи (ООС).

Эти виды ООС прежде всего можно разделить на две группы: ООС по высокой частоте; ООС по огибающей модулированного сигнала.

Наиболее часто применяется ООС по радиочастоте (ООС РЧ), охватывающая один усилитель. Она реализуется либо за счет падения напряжения на незашунтированном резисторе в цепи эмиттера (или истока) транзистора или катода лампы (последовательная ООС), либо подачей части выходного напряжения на вход усилителя с отрицательной фазой (параллельная ООС). Коэффициент глубины модуляции этих видов ООС можно сделать достаточно большим (особенно в широкополосных усилителях с малой задержкой) и получить уменьшение нелинейных искажений в децибелах, примерно равное глубине ООС.

Рассмотрим способы реализации этих видов ООС на примере транзисторного усилителя, схема которого приведена на рис. 6.9.

Для последовательной ООС благодаря резисторам R_5 , R_6 коэффициент усиления каскада уменьшается приблизительно в $(1 + R_5S)$ раз, где S — крутизна характеристики коллекторного тока транзисторов; $R_5 = R_6$, и во столько же раз уменьшается коэффициент нелинейных искажений.

Для параллельной ООС определим приблизительно сопротивление между базой и эмиттером: $R'_{вх} = R_{вх}R_1/(R_{вх} + R_1)$, где $R'_{вх}$ — входное активное сопротивление транзистора VT1 (или VT2), см. рис. 6.9.

Коэффициент усиления по напряжению усилителя $A = U_x/U_6$, где U_x и U_6 — амплитуды напряжений на входе и на нагрузке транзистора VT1. Коэффициент усиления цепи обратной связи: $\beta = U_2R'_{вх}/U_x(R_{вх} + R_1)$, где U_2 — половина напряжения на обмотке L3 трансформатора Tr2 ($U_2/U_x = W_3/W_4$; $W_4 = W_5$). Коэффициент усиления усилителя с включенной ООС равен $A_{ООС} = A/(1 + \beta A)$. И если коэффициент нелинейных искажений усилителя без ООС был равен K'_{f3} , то при наличии ООС коэффициент нелинейных искажений будет равен $K'_{f3} = K'_{f3}A_{ООС}/A$.

Следует отметить, что поскольку во всех цепях содержатся паразитные реактивные параметры, то даже в широкополосных усилителях глубину обратной связи ограничивают во избежание самовозбуждения. Для усилителя по схеме рис. 6.9 глубина обратной связи $\gamma = 1 + \beta\gamma$. Величину γ обычно не принимают больше 10 (т.е. 20 дБ).

В мощных ламповых передатчиках ("Молния-3" и др.) применяется ООС, охватывающая несколько (обычно нечетное число) каскадов. Однако из-за заметных задержек радиочастотного сигнала глубина ООС ограничена 18...20 дБ, а снижение коэффициента нелинейных искажений не превышает 8...10 дБ.

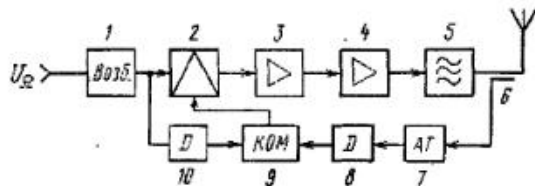


Рис. 6.17

Обычно этот вид ООС реализуется следующим образом. С анодной цепи мощного каскада (рис. 6.5) через небольшой конденсатор напряжение с искажениями, возникшими в основном в выходном каскаде, подается на вход третьего, если считать с конца, каскада. Здесь обычно для независимого сложения сигналов возбуждения и ООС устанавливается сбалансированный емкостный мост (см., например, [1.1, рис. 7.37]).

В тех случаях, когда нелинейные искажения велики и предприняты все меры по оптимизации режимов каскадов, а время задержки радиочастотных сигналов в линейном усилителе сравнимо с периодом РЧ, применяют ООС по огибающей.

Структурная схема передатчика, охваченного такой ООС, приведена на рис. 6.17. Каскады 1–5 образуют классический ОМ передатчик с возбудителем 1 и линейным усилителем 2–5.

Для организации ООС по огибающей реализуется дополнительная цепь, содержащая РЧ ответвитель 6, аттенуатор 7, детекторы огибающей 8 и 10 и компаратор — устройство, сравнивающее выходные сигналы детекторов и образующее сигнал ошибки, который подается на один из предварительных каскадов ДУ и управляет его коэффициентом усиления.

Проектирование такого передатчика не отличается от проектирования классического передатчика. Наибольший выигрыш от такого вида ООС получается тогда, когда амплитудные характеристики элементов 8–10 наиболее линейны, а у каскада 2 линейны и амплитудная, и модуляционная характеристики.

Более сложная схема ООС по огибающей и по фазе РЧ колебания приведена на рис. 6.18. Здесь элементы 13–16 полностью повторяют элементы 2–5 на рис. 6.17. Элементы: 1 — возбудитель с ОМ, 4 — фазовый детектор, 8 — синтезатор частоты, 10 — низкочастотный фильтр, 11 — усилитель постоянного тока и 12 — генератор, управляемый напряжением (ГУН), составляют систему фазовой автоподстройки частоты колебаний в тракте 17 по фазе колебаний возбудителя.

Элементы 2 и 3, 5 и 6 представляют собой детекторы огибающих колебаний от возбудителя (неискаженного) и колебаний с выхода передатчика. В компараторе 14 выходные сигналы с детекторов огибающих сравниваются, вырабатывается сигнал ошибки, который и подается на усилитель-модулятор 13 для компенсации амплитудных искажений огибающей.

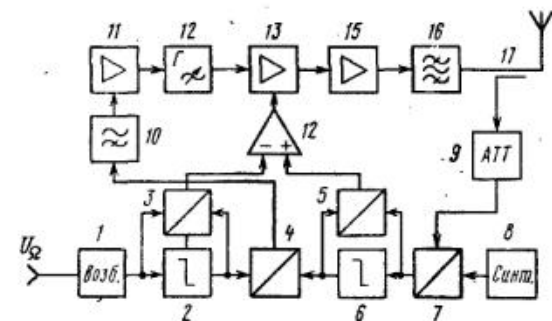


Рис. 6.18

В отличие от вида ООС, реализованного в передатчике по схеме рис. 6.17, где компенсируются только искажения огибающей, в передатчике по схеме рис. 6.18 компенсируются и амплитудные, и фазовые искажения. А поскольку однополосная модуляция — это амплитудно-фазовая модуляция и искажения модуляционных амплитудной и амплитудно-фазовой характеристик приводят к одинаковой величине нелинейных искажений, то компенсация и амплитудных, и фазовых искажений должна дать существенно лучшие результаты.

Эксперименты показали, что в передатчике по схеме рис. 6.18 можно получить уровень нелинейных искажений порядка $K_{f3} = -45$ дБ. При этом оказалось, что передатчик с этим видом обратной связи существенно лучше противостоит влиянию соседних по частоте передатчиков. Проверка показала, что уровень комбинационных искажений от другого передатчика снижается на 15...20 дБ.

6.9. Расчет промышленного КПД передатчика с ОМ

Промышленным КПД передатчика называется отношение отдаваемой полезной мощности в фидер антенны к общей мощности, потребляемой от источника питания (сеть, аккумуляторы и др.). Если КПД найден при работе передатчика в режиме максимальной мощности (например, при одноканальной работе с ЧМ), то его называют КПД максимального режима $\eta_{\text{пром. макс.}}$, если же КПД определен для режима средней мощности при каком-то конкретном виде загрузки (см. табл. 6.1), то его называют средним КПД.

При изменении амплитуды передаваемого сигнала от нуля до максимального значения КПД принимает все значения от 0 до $\eta_{\text{пром. макс.}}$. Эти изменения будут определяться как характером изменения амплитуд усиленного сигнала, так и характером зависимости $P_{\text{потр}} = f(U_{\text{вх}})$.

Для того чтобы получить численную величину, характеризующую энергетическую эффективность реального передатчика, усиливающего реальные сигналы, условимся о том, что:

1) энергетическую эффективность передатчика будем оценивать по среднему значению промышленного КПД $\eta_{\text{пром. ср.}}$, вычисленному как

отношение средних значений отдаваемой и потребляемой мощностей:

$$\eta_{\text{пром.ср}} = P_{1\text{Аср}}/P_{\text{потр.ср}}$$

2) средние значения $P_{1\text{Аср}}$ и $P_{\text{потр.ср}}$ определим при усилении так называемого двухтонового равноамплитудного сигнала (ДТС). Параметры этого сигнала приведены во второй строке табл. 6.1.

С учетом этих условий расчет среднего промышленного КПД передатчика ведется в следующем порядке.

1. Для выходного каскада определяется средняя полезная мощность при работе с ДТС.

2. Для всех каскадов передатчика находятся средние значения потребляемых мощностей анодными (коллекторными) цепями $P_{0\text{ср}j}$ и цепями экранирующих сеток $P_{c20\text{ср}}$.

3. Определяются мощности, потребляемые цепями накала и системой охлаждения $P_{\text{нак}j}$ и $P_{\text{охл}}$.

4. Рассчитывается средний промышленный КПД:

$$\eta_{\text{пром.ср}} = P_{1\text{Аср}} / \left[\sum_{j=i}^m (P_{0\text{ср}j} + P_{c20j} + P_{\text{нак}j}) + P_{\text{охл}} \right]. \quad (6.1)$$

Приведенная формула не учитывает потерь в выпрямителях, трансформаторах накала, в цепях сигнализации и др. Для ориентировочного учета этих потерь знаменатель выражения (6.1) для $\eta_{\text{пром.ср}}$ нужно увеличить примерно на 10 %. Отметим также, что для современных мощных передатчиков в формуле (6.1) достаточно учесть потребляемые мощности только двух-трех последних каскадов. Чтобы решить, выполняется ли для спроектированного передатчика требование ГОСТа в отношении КПД, необходимо сравнить полученное из (6.1) значение $\eta_{\text{пром.ср}}$ со значениями КПД в соответствующих ГОСТах.

Список литературы к гл. 6

- 6.1. ГОСТ 22579-86. Радиостанции с однополосной модуляцией сухопутной подвижной связи. Общие технические требования.
- 6.2. ГОСТ 26897-86. Радиостанции с однополосной модуляцией морской подвижной службы. Типы, основные параметры, технические требования и методы измерений.
- 6.3. ГОСТ 16019-78. Радиостанции низовой народнохозяйственной связи. Механические и климатические требования. Методы испытания.
- 6.4. Верзунов М.В. Однополосная модуляция в радиосвязи. — М.: Воениздат, 1972. — 236 с.
- 6.5. Городецкий С.Э. Радиопередающие устройства магистральной радиосвязи. — М.: Связь, 1980. — 176 с.
- 6.6. Розов В.М. Расчет нелинейных искажений в мощных усилителях высокой частоты. — М.: МЭИС, 1981. — 54 с.
- 6.7. Окснер Э.С. Мощные полевые транзисторы и их применение: Пер. с англ. — М.: Радио и связь, 1985. — 242 с.
- 6.8. Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах: Справочник / Под ред. В.П. Дьяконова. — М.: Радио и связь, 1994. — 280 с.
- 6.9. Устройства генерирования и формирования радиосигналов: Учебник для вузов / Под ред. Г.М. Уткина, В.Н. Кулешова и М.В. Благовещенского. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1994. — 416 с.

- 6.10. Розов В.М. Моделирование на ЭВМ каскадов мощных передатчиков. — М.: МИС, 1990. — 56 с.
- 6.11. Методические указания по использованию программ ЭВМ для решения задач по курсу радиопередающих устройств. — М.: МЭИС, 1984. — Ч. 1. — 57 с.
- 6.12. Воробьев И.М. Оборудование и эксплуатация радиостанции. — М.: Связь, 1977. — 360 с.
- 6.13. 100 лет радио: Сб. статей / Под ред. В.В. Мигулина, А.В. Гороховского. — М.: Радио и связь, 1995. — 384 с.
- 6.14. Головин О.В. Декаметровая радиосвязь. — М.: Радио и связь, 1990. — 240 с.
- 6.15. Цифровые радиоприемные системы: Справочник / Под ред. М.И. Жодзинского. — М.: Радио и связь, 1990. — 200 с.
- 6.16. Schminke W. The merits of modern technology for today's high power short-wave transmitters // IEEE Transaction on Broadcasting. — 1988. — Vol. 34, № 2. — P. 126-133.
- 6.17. Власов В.А. Возбудители радиопередатчиков. — М.: ВЗЭИС, 1984. — 102 с.
- 6.18. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов / Л.М. Гольденберг, Б.Д. Матюшкин, М.Н. Поляк. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1990. — 256 с.

ГЛАВА 7

Телевизионные передающие станции для наземного вещания очень и ультравысоких частот

7.1. Общие сведения

При телевизионном вещании (ТВ) на вход телевизионного передатчика поступают от источников их формирования информационные сигналы изображения и звукового сопровождения (ЗС). В ТВ передатчике полный цветовой ТВ сигнал и сигнал ЗС преобразуют в радиосигнал вещательного телевидения заданного уровня мощности со стандартными параметрами [7.1, 7.2]. Передатчик ТВ с антенно-фидерной системой (АФС) и некоторыми дополнительными сервисными средствами, включая контрольно-измерительную аппаратуру, называют телевизионной радиостанцией (ТВРС). Абсолютное большинство современных наземных ТВРС предназначено для передачи аналогового ТВ. Радиосигнал аналогового телевидения состоит из радиосигнала изображения и радиосигнала ЗС. Основные характеристики этих сигналов приведены в [1.1, гл. 9]. Напомним, что в соответствии со стандартами D/K, принятыми в России, при передаче изображения используют амплитудную модуляцию с частично подавленной нижней боковой полосой. Этот сигнал занимает относительно несущей частоты изображения $f_{\text{нес.из}}$ полосу от $f_{\text{нес.из}} - 0,75$ МГц до $f_{\text{нес.из}} + 6$ МГц. Сигнал ЗС передают с помощью частотной модуляции; центральная частота радиосигнала ЗС $f_{\text{нес.ЗС}}$ расположена на 6,5 МГц выше $f_{\text{нес.из}}$. При этом возможна передача ЗС моно, стерео или на двух языках*. Таким образом, полная полоса частот, отводимая в стандартах D/K для радиосигнала ТВ вещания, составляет 8 МГц. Мощность радиосигнала ЗС составляет 0,1 Вт пиковой мощности радиосигнала изображения.

Для наземного телевидения в России выделены следующие диапазоны ОВЧ и СВЧ: I 48,5...66 МГц; II 76,0...100 МГц; III 174...230 МГц; IV 470...582 МГц; V 582...870 МГц. В этих диапазонах размещены 70 ТВ радиоканалов, частоты которых приведены в табл. 7.1.

* В некоторых зарубежных странах используют цифровое ЗС по системе NICAM [7.3].

| Номер канала | Полоса частот канала, МГц | Несущая изображения $f_{\text{нес.из}}$, МГц | Номер канала | Полоса частот канала, МГц | Несущая изображения $f_{\text{нес.из}}$, МГц |
|--------------|---------------------------|---|--------------|---------------------------|---|
| 1 | 48,5...56,5 | 49,75 | 40 | 622,0...630,0 | 623,25 |
| 2 | 58,0...66,0 | 59,25 | 41 | 630,0...638,0 | 631,25 |
| 3 | 76,0...84,0 | 77,25 | 42 | 638,0...646,0 | 639,25 |
| 4 | 84,0...92,0 | 85,25 | 43 | 646,0...654,0 | 647,25 |
| 5 | 92,0...100,0 | 93,25 | 44 | 654,0...662,0 | 655,25 |
| 6 | 174,0...182,0 | 175,25 | 45 | 662,0...670,0 | 663,25 |
| 7 | 182,0...190,0 | 183,25 | 46 | 670,0...678,0 | 671,25 |
| 8 | 190,0...198,0 | 191,25 | 47 | 678,0...686,0 | 679,25 |
| 9 | 198,0...206,0 | 199,25 | 48 | 686,0...694,0 | 687,25 |
| 10 | 206,0...214,0 | 207,25 | 49 | 694,0...702,0 | 695,25 |
| 11 | 214,0...222,0 | 215,25 | 50 | 702,0...710,0 | 703,25 |
| 12 | 222,0...230,0 | 223,25 | 51 | 710,0...718,0 | 711,25 |
| 21 | 470,0...478,0 | 471,25 | 52 | 718,0...726,0 | 719,25 |
| 22 | 478,0...486,0 | 479,25 | 53 | 726,0...734,0 | 727,25 |
| 23 | 486,0...494,0 | 487,25 | 54 | 734,0...742,0 | 735,25 |
| 24 | 494,0...502,0 | 495,25 | 55 | 742,0...750,0 | 743,25 |
| 25 | 502,0...510,0 | 503,25 | 56 | 750,0...758,0 | 751,25 |
| 26 | 510,0...518,0 | 511,25 | 57 | 758,0...766,0 | 759,25 |
| 27 | 518,0...526,0 | 519,25 | 58 | 766,0...774,0 | 767,25 |
| 28 | 526,0...534,0 | 527,25 | 59 | 774,0...782,0 | 775,25 |
| 29 | 534,0...542,0 | 535,25 | 60 | 782,0...790,0 | 783,25 |
| 30 | 542,0...550,0 | 543,25 | 61 | 790,0...798,0 | 791,25 |
| 31 | 550,0...558,0 | 551,25 | 62 | 798,0...806,0 | 799,25 |
| 32 | 558,0...566,0 | 559,25 | 63 | 806,0...814,0 | 807,25 |
| 33 | 566,0...574,0 | 567,25 | 64 | 814,0...822,0 | 815,25 |
| 34 | 574,0...582,0 | 575,25 | 65 | 822,0...830,0 | 823,25 |
| 35 | 582,0...590,0 | 583,25 | 66 | 830,0...838,0 | 831,25 |
| 36 | 590,0...598,0 | 591,25 | 67 | 838,0...846,0 | 839,25 |
| 37 | 598,0...606,0 | 599,25 | 68 | 846,0...854,0 | 847,25 |
| 38 | 606,0...614,0 | 607,25 | 69 | 854,0...862,0 | 855,25 |
| 39 | 614,0...622,0 | 615,25 | 70 | 862,0...870,0 | 863,25 |

Кроме того, в диапазоне 2...3 ГГц выделены полосы ТВ радиоканалов для систем многоточечного распределения ТВ программ (MMDS — Multichannel Multipoint Distribution System).

Важнейшие требования, предъявляемые к ТВРС, связаны с качеством передаваемых сигналов и надежностью станций. Качество передачи оценивают в конечном счете субъективно зрители. Объективные требования к качеству передачи ТВРС определены допустимыми уровнями искажений передаваемых сигналов, которые установлены соответствующими стандартами [7.1, 7.2]. Требования к передаче сигналов ЗС по сути такие же, как в передатчиках радиовещания с ЧМ ОВЧ диапазона, и рассмотрены в гл. 8. Требования к качеству сигнала изображения включают нормы на допустимые линейные искажения сигналов в передающем тракте: отклонения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и характеристики группового времени запаздывания (ХГВЗ), переходные характеристики, нелинейные искажения: искажения типа "дифференциальное усиление" и "дифференциальная фаза",



Рис. 7.1

сопутствующую паразитную фазовую модуляцию, нормы на допустимый уровень фоновых и других шумов. Нормированы также допустимые уровни специфичных для ТВРС с совместным усилением радиосигналов изображения и ЗС паразитных комбинационных частот. Кроме названных стандартов [7.1, 7.2] нормы на допустимые искажения приведены в [1.1, 7.4]. Конкретные допуски и нормы будут указаны в процессе дальнейшего изложения материала.

Общий подход к проектированию ТВРС состоит в использовании блочно-модульного принципа построения радиостанций. При этом радиотехническая часть ТВРС состоит из возбудителя, усилителя мощности (УМ) радиосигналов изображения и ЗС и АФС (рис. 7.1). В ТВРС на рис. 7.1 использовано резервирование замещением. Так, при выходе из строя основного возбудителя его замещают резервным; то же самое происходит и при отказе основного УМ. Подробное рассмотрение проектируемых структур возбудителя, УМ и их отдельных элементов для аналоговых ТВРС дано в § 7.2-7.7. В § 7.8 приведены материалы, касающиеся проектирования ТВРС для наземного цифрового телевидения. Общую информацию о фирмах-производителях ТВРС можно найти в Интернете по адресу <http://www/tv-radio.ru>.

7.2. Разработка структуры возбудителя ТВРС*

Возбудитель ТВРС включает (рис. 7.2):

- синтезатор для генерации промежуточных частот и частот рабочего диапазона;
- тракт обработки видеосигнала;
- тракт обработки сигнала ЗС;
- тракт ПЧ радиосигнала изображения;
- тракт ПЧ радиосигнала ЗС;
- повышающий преобразователь частоты (ПП) и выходной усилитель мощности радиосигналов изображения и ЗС.

На вход возбудителя подают информационные сигналы изображения и ЗС, а на его выходе получают полный ТВ радиосигнал на частоте заданного канала, но низкой мощности (от 0,1 до 1 Вт пиковой мощности

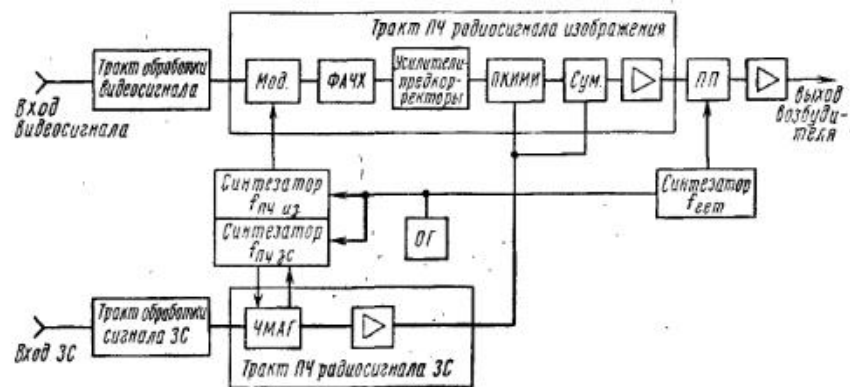


Рис. 7.2

радиосигнала изображения). В возбудителе осуществляют все необходимые преобразования сигналов, в том числе модуляцию и предкоррекцию. Заметим, что возбудитель по схеме рис. 7.2 используют в ТВРС с совместным усилением радиосигналов изображения и ЗС (СУ). В ТВРС с раздельным усилением (РУ) тракт ЗС заканчивается отдельным ПП с последующим усилителем мощности и имеет отдельный выход.

Перейдем к разработке структур отдельных функциональных узлов возбудителя.

Тракт обработки видеосигнала. Функциональная структурная схема видеочастотного тракта приведена на рис. 7.3. В этом тракте после предварительного усиления в 1 производят обработку полного цветного телевизионного сигнала (ПЦТВС) для частичного освобождения его от помех при передаче, например из телецентра на ТВРС, и восстановления постоянной составляющей перед подачей этого сигнала на вход модулятора ПЧ. В этом же тракте производят частичную предкоррекцию нелинейных искажений, возникающих в последующих каскадах УМ. Обычно это осуществляют отдельно для участков амплитудной характеристики от нулевого уровня до уровня "гашения" (в элементе 4) и от уровня "гашения" до уровня вершин синхроимпульсов (в элементе 6). На верхнем участке амплитудной характеристики в выходных каскадах тракта происходит компрессия синхросигнала, поэтому схемы, обеспечивающие коррекцию этих искажений, называют схемами растяжки синхроимпульсов.

В видеочастотный тракт вводят несколько сигналов отрицательной обратной связи по огибающей, что способствует стабилизации характерных уровней в выходном радиосигнале (уровня гашения, уровня вершин синхроимпульсов и иногда уровня белого при наличии в передаваемом телевизионном сигнале специальных импульсов опорного белого).

Основными помехами, искажающими входной ПЦТВС, являются фоновые помехи и искажения типа "перекосов" импульсов сравнительно низких частот (полукадров и строк). Эти искажения легко устраняют при восстановлении средней составляющей в сигнале путем фиксации

* Использованы материалы, любезно предоставленные В.М. Моделем.

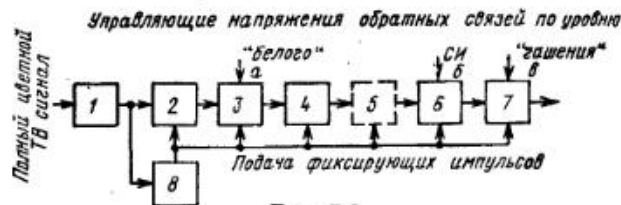


Рис. 7.3

уровня гашения [1.1]. Фиксацию осуществляют с помощью специальных импульсов, сформированных в элементе 8 из входного сигнала.

Помимо сказанного в видеотракте производят регенерацию синхросмеси (в элементе 2) либо путем сильной растяжки синхросигналов и их последующего ограничения до заданного уровня, либо с помощью более сложных схем, в которых исходный синхросигнал подвергают глубокому двухстороннему ограничению, а выделенный таким образом сигнал синхронизирует импульсный генератор, вырабатывающий новый синхросигнал. Путем ограничения ПЦТВС освобождают от исходного синхросигнала, на место которого замешивают регенерированный. Теперь он в значительной степени освобожден от шумов.

Управляющее напряжение обратной связи по уровню вершин синхроимпульсов как разность опорного напряжения, определяющего номинальный уровень вершин синхроимпульсов и напряжения, снимаемого с пикового детектора, подключенного к зонду на выходе передатчика, задает в точке "б" степень растяжки синхроимпульсов, компенсирующую их компрессию в тракте передатчика.

Управляющее напряжение обратной связи по уровню гашения получают с помощью ключевой схемы, выделяющей уровень гашения в продетектированном радиосигнале, снимаемом с зонда на выходе передатчика. Этот уровень сравнивают с опорным напряжением, определяющим номинальный уровень гашения, и разностный сигнал подают в точку "в" выходного УПТ 7 (рис. 7.3). Часто аналогичную противосвязь применяют в тракте усиления ПЧ, реализовав схему АРУ по уровню гашения, которая лучше противостоит дестабилизирующим процессам, имеющим место в тракте передатчика. В этом случае введение управляющего напряжения в точку "в" видеотракта может не потребоваться.

Для получения напряжения обратной связи по уровню "белого" требуется после детектора применять схему селекции строк, позволяющую найти строку, в которую вписан импульс опорного "белого", среди строк, предназначенных для передачи испытательных сигналов. Далее необходимо выделить импульс опорного "белого", измерить его и в случае, если результат измерения не соответствует заданному, создать в точке "а" управляющее напряжение (рис. 7.3), регулирующее размах сигнала изображения.

В видеочастотном тракте часто помещают предкорректор искажений типа "дифференциальная фаза" (блок 5 на рис. 7.3). Отметим, что на современном уровне развития схемотехники видеочастотный тракт ТВРС выполняют на специализированных ИС.

Тракт обработки сигнала ЗС при моносопровождении состоит из усилителя-ограничителя сигнала ЗС и предкорректора, в котором производят предискажения АЧХ (подъем высоких модулирующих частот) с $\tau = 50$ мкс. При стереосопровождении или двухканальном ЗС осуществляют раздельную обработку сигналов каналов А и В, включая предискажения и формирование комплексного модулирующего сигнала. В этот сигнал также могут быть введены на поднесущих сигналы дополнительных информационных каналов. Полоса частот, занимаемая модулирующим сигналом ЗС, составляет 30...15000 Гц при моносопровождении, при стереосопровождении по системе IRT 30 Гц...56 кГц, по системе BTSC 30 Гц...120 кГц [7.3]. В [7.4] описаны различные зарубежные системы формирования и передачи многоканальных сигналов ЗС.

Синтезатор частот структурно состоит из:

опорного генератора (ОГ);

синтезатора промежуточной частоты (ПЧ) изображения $f_{ПЧиз}$;

синтезатора ПЧ ЗС $f_{ПЧЗС}$;

синтезатора канальной сетки (частот гетеродина $f_{гет}$) для переноса сформированных на ПЧ радиосигналов изображения и ЗС в полосу выделенного ТВ канала.

Требуемую нестабильность частоты ($\pm 1 \cdot 10^{-7}$ за год) обеспечивает ОГ с кварцевой стабилизацией. В некоторых случаях возможна стабилизация частоты от внешнего эталона, например при реализации системы смещения несущих частот (СНЧ) с абсолютной нестабильностью выходной частоты не более ± 1 Гц. Обычно $f_{ОГ} = 5; 10$ МГц. Все синтезаторы, ПЧ и канальной сетки, выполнены по схемам импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ). Стандартные значения промежуточных частот: $f_{ПЧиз} = 38,0$ МГц; $f_{ПЧЗС} = 31,5$ МГц*. Частоты на выходе синтезаторов ПЧ изображения и ПЧ ЗС образуют сетку с интервалом $1/12$ частоты строк ТВ сигнала: $\Delta f_{СНЧ} = \Delta f_{стр}/12 = 15,625$ кГц/12 $\approx 1,3$ кГц для реализации возможностей режима СНЧ. В результате синтезатор ПЧ изображения генерирует частоты

$$f_{ПЧиз} = 38 \text{ МГц} \pm n \Delta f_{СНЧ},$$

где $n = 1 \dots 20$, а синтезатор центральной частоты ЗС — частоты

$$f_{ПЧЗС} = 31,5 \text{ МГц} \pm n \Delta f_{СНЧ},$$

где $n = 1 \dots 20$.

Структурная схема всех трех синтезаторов приведена на рис. 7.4. Кольцо ИФАПЧ состоит из генератора, управляемого напряжением (ГУН), в контур которого включен управляющий

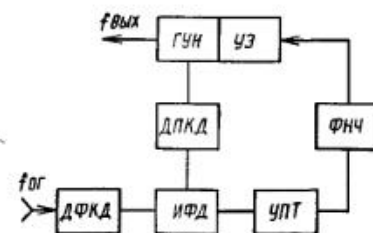


Рис. 7.4

* В ранее выпущенных в России ТВРС и в зарубежных станциях возможны и другие номиналы $f_{ПЧ}$, например $f_{ПЧиз} = 35,75$ МГц, а $f_{ПЧЗС} = 29,25$ МГц.

элемент (УЭ) — варикап; делителя с переменным коэффициентом деления (ДПКД), усилителя постоянного тока (УПТ) и фильтра нижних частот (ФНЧ). В синтезаторе ПЧ изображения частоту синхронизирующего сигнала $f_{ог} = 10$ МГц делят в делителе с фиксированным коэффициентом деления (ДФКД) в $N_{ДФКД} = 7680$ раз для получения частоты сетки синтезатора $f_c = \Delta f_{СНЧ}$. Коэффициент деления $N_{ДФКД}$ меняют в пределах 29204...29164. Напряжение на выходе синтезатора ПЧ изображения имеет амплитуду порядка 0,7...1,5 В.

Аналогичным образом построен и синтезатор ПЧ ЗС. Его существенное отличие от синтезатора ПЧ изображения в том, что ГУН в кольце ИФАПЧ — это автогенератор, в котором осуществляется ЧМ сигналом ЗС (ЧМАГ на рис. 7.2). Чтобы кольцо ИФАПЧ не "сняло" модуляции, полоса пропускания ФНЧ не должна превышать 15 Гц (примерно половины нижней модулирующей частоты 30 Гц). При частоте сетки синтезатора $f_c \approx 1,3$ кГц обеспечивается устойчивая стабилизация центральной частоты ЧМ сигнала [1.1, § 8.4].

Синтезатор канальной сетки вырабатывает сигналы частоты $f_{сет} = f_{нес.из} + f_{нес.ЗС}$ в рабочем диапазоне частот возбуждителя. Как правило, это либо I-II, либо III, либо IV-V диапазоны ТВ. Шаг сетки частот принят равным 0,25 МГц. Так, для III ТВ диапазона в соответствии с табл. 7.1 синтезатор канальной сетки генерирует частоты 213,25...261,25 МГц с интервалом между ТВ каналами 8 МГц. Коэффициент деления $N_{ДФКД}$ меняется в пределах 853...1045. Мощность на выходе синтезатора составляет 10...25 мВт на нагрузке 50 Ом.

При проектировании синтезаторов используют материалы гл. 4. При разработке синтезатора канальной сетки будут также полезны материалы § 11.3, в частности при построении ДПКД с предварительным делителем с переключаемым коэффициентом деления. Для этих делителей в III либо IV-V диапазонах можно использовать ИС серии 193.

Тракт ПЧ радиосигнала изображения включает модуляционное устройство Мод (см. рис. 7.2), формирователь АЧХ (ФАЧХ), каскады усиления и предкоррекции, в том числе предкорректор интермодуляционных искажений ПКМИИ, и устройство суммирования радиосигналов изображения и ЗС на ПЧ Сум. Преимущества модуляции на ПЧ общеизвестны [1.1]. Во-первых, весь тракт, включая модулируемый каскад, оказывается унифицированным и неперестраиваемым независимо от рабочего канала ТВРС, и его можно окончательно регулировать в заводских условиях. Во-вторых, получение ряда качественных показателей значительно упрощается: модуляцию, формирование необходимой АЧХ и предкоррекцию осуществляют на малом уровне мощности на относительно низкой стандартной частоте, а фильтр подавления части нижней боковой полосы выполняют как фильтр на поверхностно-акустических волнах (ПАВ) со стабильными и, что очень важно, изменяемыми по заказу производителя характеристиками. Все это позволяет получить устойчивые характеристики передатчика в целом.

В тракте ПЧ осуществляют предкоррекцию ХГВЗ и нелинейностей, возникающих прежде всего в блоке усиления мощности. Однако в по-

следние годы ряд фирм-производителей ТВРС практикует новый подход, заключающийся в отказе от выпуска универсальных возбуждителей и в разработке возбуждителей, рассчитанных на использование в определенных каналах конкретных ТВРС. В этом случае часто удается довести линейность усиления в УМ ТВРС до уровней дифференциального усиления не более 10 % и дифференциальной фазы не более 6°. При этом отпадает необходимость в корректоре нелинейностей в тракте ПЧ. Коррекцию ХГВЗ (в том числе предкоррекцию искажений в ТВ приемниках) осуществляют в фильтре на ПАВ ФАЧХ. Когда же речь идет об универсальных возбуждителях, рассчитанных на работу на любом канале одного или нескольких ТВ диапазонов с разными УМ и в разных системах ТВ, то приходится обеспечивать уровни дифференциального усиления порядка до 3 %, дифференциальной фазы до 6°, возникает необходимость адаптивной коррекции ХГВЗ — все это требует установки предкорректоров в тракте ПЧ. Подробно вопросы проектирования отдельных каскадов тракта ПЧ рассмотрены далее в § 7.7.

В тракте ПЧ радиосигнала ЗС происходит частотная модуляция сигналом ЗС напряжения частоты $f_{ПЧЗС}$ и последующее усиление этого сигнала.

Повышающий преобразователь частоты служит для переноса сформированного сигнала на рабочую частоту $f_{нес.из} = f_{сет} - f_{ПЧ}$ из ТВ радиоканала. При этом происходит инверсия спектра радиосигналов изображения и ЗС, сформированных на ПЧ. Повышающие преобразователи частоты строят по балансной схеме или на варакторных диодах. Вопросы их проектирования также рассмотрены в § 7.7.

Отметим, что передающие устройства для кабельного ТВ с выходной мощностью ниже 1 Вт по сути представляют собой возбуждитель ТВРС. Учитывая малые уровни мощности, крупносерийное производство, фирмы-производители передающих устройств для кабельного ТВ используют, как правило, специализированные (фирменные) БИС для построения отдельных функциональных узлов.

7.3. Разработка структуры усилителя мощности*

Содержание задачи проектирования. При разработке структуры УМ ТВРС приходится решать ряд весьма сложных и противоречивых проблем. Какую выбрать схему: с совместным (СУ) или отдельным усилением (РУ) радиосигналов изображения и ЗС; какие приборы — лампы, клистроны или транзисторы использовать в оконечных, наиболее мощных каскадах УМ; как снизить энергопотребление станции; как осуществить резервирование УМ. Сделанный выбор непосредственно влияет на обеспечение высокой надежности и ремонтпригодности ТВРС, технологичность производства, создание комфортных условий

* § 7.3, 7.4 написаны совместно с Л.Б. Калининым.

Таблица 7.2

| Выходная мощность, кВт | Основной активный элемент | Альтернативный активный элемент |
|------------------------|---------------------------|------------------------------------|
| До 1 | Транзистор | — |
| 1...5 | Транзистор | Тетрод |
| 10...25 | Тетрод | В УВЧ диапазоне клистрод, клистрон |
| От 25 и выше: | Тетрод | — |
| в ОВЧ диапазоне | Клистрод, клистрон | — |
| в УВЧ диапазоне | Клистрод, клистрон | — |

для обслуживания станции. Поставленная задача является многокритериальной и, как правило, требует рассмотрения нескольких альтернативных вариантов. Для выбора наиболее приемлемого приведем технико-экономическое сравнение различных вариантов построения УМ ТВРС.

Основными исходными данными при разработке УМ являются: рабочий канал ТВ (или диапазон); мощность ТВРС; требования к качеству выходного ТВ сигнала; нормы и требования к подавлению побочных излучений на выходе станции. Заказчик может также формулировать дополнительные условия, связанные со стоимостью ТВРС и условиями ее эксплуатации.

Мощность ТВРС выбирают из стандартного ряда, где указана мощность радиосигнала изображения на уровне синхроимпульса $P_{\sim\text{синх}}$: 1; 10; 20...30; 100; 200...300 Вт; 1,0; 2,0; 5,0; 10,0; 40...50 кВт. Мощность радиосигнала ЗС на выходе ТВРС $P_{\sim\text{ЗС}} = 0,1P_{\sim\text{синх}}$.

Выбор активных элементов в каскадах УМ. Для окончательного линейного усилителя активные элементы выбирают в зависимости от выходной мощности и диапазона частот (табл. 7.2).

Предварительные усилители мощности строят на транзисторах. Как правило, в УМ электронно-вакуумные приборы используют только в окончательных каскадах. Следует обратить внимание на то, что **линейность усиления** прибора является одним из важнейших критериев при его выборе. Особенно это важно при выборе приборов для УМ СУ.

Тетроды выпускают на мощности от 5 до 25 кВт. Для достижения еще больших значений выходной мощности УМ строят по квадратурной схеме сложения мощности двух ламповых усилителей (рис. 7.5). На входе схемы стоит квадратурный мост деления мощности, Бал — балластная нагрузка для поглощения отраженных волн. Применение квадратурной схемы сложения (рис. 7.5) позволяет на порядок снизить уровень экосигналов, что важно при работе на фидер с недостаточно высоким КБВ. Однако увеличение числа ламп, габаритов станции, в том числе за счет громоздкого выходного моста сложения, заставляет применять эту схему только при отсутствии ламп требуемой мощности. Проектирование квадратурных мостов сложения на мощности в единицы и десятки киловатт рассмотрено в § 8.6.

Из отечественных ламп в ТВРС применяют тетроды ГУ-45Б, ГУ-93Б, ГУ-36Б, ГУ-44БМ. Усилители строят по однокатодной схеме. В ОВЧ диапазоне используют как схему с общим катодом (ОК), так и схему

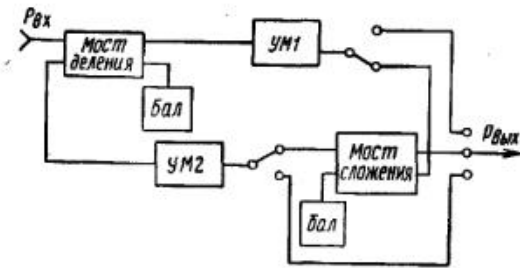


Рис. 7.5

с общими сетками (ОС): управляющей и экранирующей. Примерное значение коэффициента усиления мощности K_P с учетом КПД выходной колебательной системы и потерь во входном контуре для обеих схем лежит в пределах 20...30. В тетродных УМ УВЧ диапазона используют схему с ОС; $K_P = 10...12$. В квадратурной схеме сложения мощности (рис. 7.5) или при установке циркуляторов во входной цепи лампы K_P из-за расширения полосы входной цепи может возрастать на 10...20%.

Клистроды являются сравнительно новыми приборами; в зарубежной литературе их часто называют IOT — Inductive Output Tube (лампы с наведенным выходным током). Они предназначены для линейного усиления в УВЧ диапазоне на уровне выходной мощности в десятки киловатт и разработаны, в частности, специально для использования в УМ ТВРС [7.5, 7.6]. Схема включения клистрода приведена на рис. 7.6. Как следует из самого названия прибора, он объединяет в себе свойства триода и клистрона. Катод, сетка и анод клистрода образуют триодную часть, возбуждаемую входным сигналом. В этой части между сеткой и катодом устанавливают входной резонатор (коаксиальный), в который вводят усиливаемый сигнал. В результате формируются импульсы анодного тока (рис. 7.7), как в обычной лампе, работающей в режиме АВ.

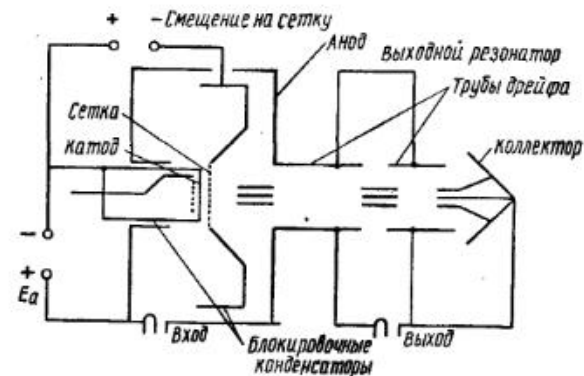


Рис. 7.6

Таблица 7.3

| Параметр | Тип прибора | |
|---|-------------|---------------------|
| | Истрон | 18-лучевой клистрод |
| Выходная мощность, кВт | 25 | 64 |
| Напряжение на аноде, кВ | 20 | 26 |
| Ток, А | 2,5 | 4 |
| Напряжение смещения на сетке, В | 35...40 | 50...80 |
| Усиление, дБ | 22 | 24 |
| Электронный КПД в номинальном режиме, % | — | 60 |

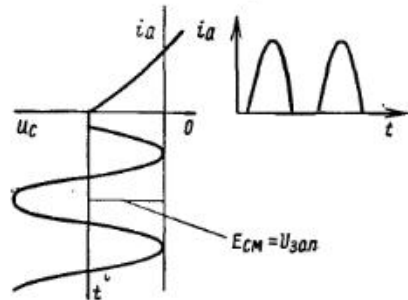


Рис. 7.7

Такое формирование косинусоидальных импульсов конвекционного тока с отсечкой обеспечивает высокую линейность и высокий КПД прибора: Выходная часть клистрода состоит из коротких пролетных труб и выходного резонатора. Таким образом, отбор мощности от электронного луча происходит, как в пролетном клистроне. От расфокусировки в пролетной трубе электронный луч удерживают магнитным полем соленоида. Использование клистронной выходной части

обеспечивает устойчивое усиление и позволяет уменьшить емкость выходного резонатора. Как и в клистроне, в клистроде анод и коллектор заземлены по постоянному току; высоковольтное питание подают на катод, плюс дополнительное смещение на сетку. По радиочастоте во входной части клистрода к корпусу подсоединена сетка через блокировочные конденсаторы. Полоса рабочих частот клистрода перекрывает IV-V диапазоны ТВ (470...810 МГц), настройка на конкретный канал производится заменой резонаторов. В России многолучевые клистроды выпускает ГНПП "Исток". Некоторые параметры двух клистродов этого предприятия, предназначенных для ТВРС, приведены в табл. 7.3.

Клистроны до появления клистродов исключительно широко применялись в УВЧ мощных ТВРС. Однако сейчас на уровне мощности 25 кВт и выше их вытесняют клистроды, а в области мощностей ниже 25 кВт появились новые весьма конкурентоспособные приборы — диакроды, представляющие собой новую ступень в развитии технологии электронных ламп УВЧ диапазона [7.7]. В настоящее время мнения специалистов о перспективности использования клистронов в ТВРС расходятся. Имея преимущества перед тетрадами и клистродами по коэффициенту усиления мощности (что не очень принципиально на современном уровне построения мощных линейных транзисторных усилителей), по таким параметрам, как линейность усиления и эффективность (FOM), клистроны существенно уступают им (табл. 7.4).

Напомним, что FOM (Figure of Merit) определяют как отношение мощности радиосигнала в режиме передачи вершины синхроимпульса

Таблица 7.4

| Показатель | Клистрон | Клистрод | Тетрод |
|---------------------------------------|----------------|-----------|-----------|
| Усиление, дБ | 40 | 20 | 15 |
| Анодное (коллекторное) напряжение, кВ | 20...30 | 20...30 | 3...10 |
| Высоковольтные блоки питания | Есть | Есть | Нет |
| Линейность, КИИ, дБ | Не нормируется | -40...-50 | -49...-51 |
| FOM, % | 60* | 120...130 | 120...130 |

* В клистронах с рекуперацией может быть увеличено в 1,8 раза.

(а при СУ и мощности радиосигнала ЗС) к потребляемой мощности в среднестатистическом режиме, что для ТВРС является однозначной характеристикой эффективности УМ. Линейность усиления в табл. 7.4 нормирована по уровню коэффициента интермодуляционных искажений (КИИ) при СУ.

Транзисторы постоянно теснят вакуумные приборы в мощных каскадах УМ ТВРС и радиовещательных передатчиков с ЧМ. В последние годы специально для применения в ТВРС с СУ выпущены суперлинейные транзисторы и балансные транзисторные микросборки для построения двухтактных УМ на уровне 100...250 Вт радиосигнала изображения. Для получения более высоких мощностей используют схемы сложения мощности отдельных модулей. Коэффициенты усиления мощности в наиболее мощных транзисторных широкополосных УМ составляют: в I-II диапазоне 12...15; в III диапазоне 8...10, в IV-V диапазоне 6...8. Подробно вопросы проектирования транзисторных УМ в ТВРС рассмотрены в § 7.6.

Усилители мощности с **раздельным и совместным усилением радиосигналов изображения и ЗС**. Выбор способа усиления является одним из важнейших вопросов, но он не всегда имеет однозначное решение. Преимущества СУ: значительное снижение объема и сложности аппаратуры и, как следствие этого, упрощение обслуживания станции. Недостатки СУ: появление интермодуляционных искажений и снижение КПД из-за снижения эффективности использования активных элементов по мощности. Остановимся на важных при проектировании УМ последствиях указанных недостатков.

Интермодуляционные искажения проявляются в возникновении комбинационных частот вида $\pm k f_{\text{нес.из}} \pm m f_{\text{нес.ЗС}} \pm n f_{\text{нес.цв}}$ из-за нелинейности тракта усиления. Эти частоты попадают в полосу собственного радиоканала и в соседние ТВ радиоканалы. Допустимый уровень амплитуд комбинационных частот $f_{\text{нес.из}} + f_{\text{нес.ЗС}} - f_{\text{нес.цв}}$ и $2f_{\text{нес.цв}} - f_{\text{нес.ЗС}}$ не должен превышать -51 дБ при уровне несущих: $U(f_{\text{нес.из}}) = -7$ дБ, $U(f_{\text{нес.ЗС}}) = -10$ дБ, $U(f_{\text{нес.цв}}) = -17$ дБ, отнесенных к уровню синхроимпульса. Если уровень комбинационных частот выше нормы, то на экранах телевизоров появляется заметный "муар". Улучшить линейность тракта усиления можно, снижая мощность, снимаемую с ламп и транзисторов, что ведет к уменьшению КПД станции. Поэтому часто в тракт совместного усиления на ПЧ приходится включать корректор

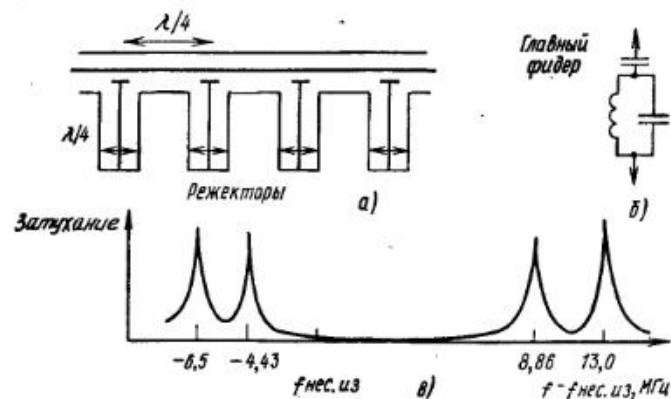


Рис. 7.8

интермодуляционных искажений (см. рис. 7.2). Для подавления комбинационных частот, попадающих в соседние каналы, на выходе ТВРС устанавливают специальный режекторный фильтр. Его схема приведена на рис. 7.8, а, а АЧХ — на рис. 7.8, б. Каждый режектор выполнен в виде коаксиального резонатора длиной примерно $\lambda/4$, который вместе со встроенной емкостной связью образует последовательный контур, резонирующий на частоте подавляемой комбинационной (рис. 7.8, б). Отсюда ясно, что требование высокой линейности УМ в ТВРС с СУ является определяющим при выборе типа активного элемента.

Снижение эффективности использования по мощности активных элементов происходит за счет резкого возрастания пиковой мощности, которая из-за биений радиосигналов изображения и ЗС при передаче синхроимпульса достигает $1,73P_{\text{снх}}$. Следовательно, тракт УМ в режиме должен иметь запас в 1,73 раза по мощности в сравнении с УМ радиосигнала изображения при РУ.

Из всего сказанного следует, что выбор режима усиления с СУ или РУ неоднозначен. Однако можно утверждать, что для ТВРС до 2 кВт безусловно предпочтительнее схема СУ; для более мощных транзисторных УМ — схема РУ; для передатчиков на тетрадах и клистродах — схема СУ. Прогресс техники и переход к цифровому вещанию свидетельствуют в пользу ТВРС с СУ, так как только их можно будет отнести к разряду так называемых двухрежимных передатчиков, т.е. пригодных как для аналогового, так и цифрового ТВ вещания.

При использовании схемы РУ тракт усиления радиосигналов состоит из отдельных УМ радиосигнала изображения и УМ радиосигнала ЗС (рис. 7.9). Сигналы с выходов УМ складывают в выходном разделительном фильтре (РФ). Схемы РФ описаны в [1.1, § 9.9]. Все приведенные выше соображения, касающиеся выбора активных элементов и схем, применимы при разработке УМ радиосигнала изображения. УМ ЗС строят так же, как УМ передатчиков ОВЧ-ЧМ вещания (см. гл. 8). Так как мощность на выходе УМ ЗС не превышает единиц киловатт, то во многих ТВРС они построены на транзисторах.

Подавление побочных излучений на выходе ТВРС. Уровень любого побочного излучения на выходе ТВРС должен составлять не более -60 дБ от номинальной мощности станции. Кроме того, нормированы абсолютные допустимые уровни побочных излучений: менее 1 и 20 мВт соответственно у передатчиков метрового и дециметрового диапазонов. Поэтому наряду с режекторным фильтром подавления комбинационных частот, появляющихся в УМ СУ (рис. 7.8), во всех ТВРС приходится дополнительно подавлять высшие гармоники, относительный уровень которых на выходе телевизионной радиостанции без принятия каких-либо дополнительных мер составляет от $-(20 \dots 25)$ дБ для второй гармоники до $-(50 \dots 55)$ дБ для пятой гармоники; уровни гармоник выше шестой обычно пренебрежимо малы.

Для этого ставят специальные фильтры подавления гармоник с реальным затуханием порядка 60 дБ (а с расчетным $70 \dots 80$ дБ) и более. При этом фильтр гармоник должен обеспечивать в полосе телевизионного канала достаточно точное согласование с входным сопротивлением отходящего фидера (КБВ на входе фильтра при работе на соответствующую активную нагрузку должен быть не хуже $0,85 \dots 0,9$). Фильтры гармоник современных ТВРС строят как фильтры нижних частот. Это позволяет во многих случаях использовать один и тот же типоразмер фильтра для подавления гармоник на выходе ТВРС не только в данном частотном канале, но и в нескольких смежных телевизионных каналах. В схемах с РУ фильтры гармоник включают на выходе каждого УМ (изображения и ЗС) перед РФ (рис. 7.9), что дополнительно позволяет существенно понизить уровень колебаний комбинационных частот между несущей одного канала (например, изображения) и высшими гармоническими частотами другого (например, звукового сопровождения). Эти комбинационные компоненты возникают вследствие проникновения (через упомянутый РФ) на аноды (коллекторы) выходных активных элементов одного УМ напряжений с выхода другого. При очень большой мощности ТВРС, состоящей из двух полукомплектов, фильтры гармоник целесообразно включать на выходе каждого из полукомплектов.

Поглощение отраженных волн в УМ. Отраженные волны в УМ возникают прежде всего из-за рассогласований во входных цепях активных элементов и на выходе ТВРС, где из-за неоднородностей в антенно-фидерном тракте появляется фидерное эхо. Для устранения рассогласований в ТВРС широко используют ферритовые циркуляторы и вентили в качестве развязывающих элементов между отдельными ступенями усиления в УМ. При сложении мощностей двух модулей или полукомплектов в большинстве случаев используют квадратурную мостовую схему (см. рис. 7.5), что позволяет погасить отраженные волны на входе и выходе модулей в балластных нагрузках мостов.

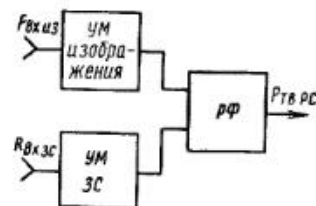


Рис. 7.9

Для борьбы с фидерным эхом циркулятор устанавливают на выходе ТВРС. При этом его целесообразно включать непосредственно на выходе оконечного каскада УМ. Тогда при всяких коммутациях в последующем радиотракте (например, при обходе моста сложения) нагрузка на активный элемент будет оставаться практически постоянной; устраняются отражения в участке фидера, отходящем от каскада. Главное же, при системе сложения (см. рис. 7.5) включение отдельного циркулятора в каждом полуконтакте позволяет применить такой прибор с меньшей номинальной проходящей мощностью. С точки зрения уменьшения вредных последствий (на приеме) повторных отражений от элементов антенно-фидерной системы такое включение, естественно, менее выгодно; однако эти отражения второго порядка малости (по сравнению с отражениями от выхода передатчика). Современные циркуляторы допускают средние проходящие мощности на дециметровых волнах порядка сотни киловатт, а на метровых — порядка десятка киловатт. Они создают в прямом направлении потери примерно 0,5...1,0 дБ, а в обратном 15...20 дБ при КБВ на входе не ниже 0,8...0,9. Эти устройства пока сравнительно узкополосные (полоса приблизительно от $\pm(6...8)$ до $\pm(10...12)$ % относительно средней частоты); поэтому даже для перекрытия диапазонов, например, 174...230 или 470...638 МГц необходимы два типоразмера циркуляторов. Начиная с проходящих мощностей в сотни ватт, циркуляторы требуют принудительного охлаждения.

При построении УМ по схеме сложения (см. рис. 7.5) следует учитывать, что полуконтакты должны обладать запасом по мощности большим, чем если бы они непосредственно работали на ту же несогласованную нагрузку, так как рассогласование на входе моста сложения для одного из полуконтактов дополнительно увеличивается. Например, при активной нагрузке с КСВН = 1,25 этот запас должен быть здесь не менее 0,22, а в случае КСВН = 1,41 — не менее 0,35.

Выбор системы резервирования. Совершенно ясно, что надежность ТВРС — один из ключевых моментов выбора аппаратуры и схемы ее комплексирования, а когда исчерпаны возможности повышения надежности элементов схемы, важно выбрать оптимальный вариант резервирования оборудования. Практикой отобраны три оптимальные схемы резервирования:

схема I — резервирование замещением или схема 1 + 1;

схема II — схема сложения мощности (вариант схемы нагруженного резервирования);

схема III — схема скользящего резервирования.

Схема I является самой простой, но и самой дорогой, так как для ее реализации требуется двойной комплект оборудования. Схема рекомендуется для сравнительно недорогих ТВРС малой мощности (до 1...5 кВт). При больших мощностях возможно в качестве резерва УМ использовать УМ меньшей мощности.

Схема II (см. рис. 7.5) привлекает тем, что для ее реализации требуется оборудование половинной мощности, что позволяет получить номинальную выходную мощность при использовании активных элемен-

тов половинной мощности. При отказе одного из полуконтактов, т.е. оборудования половинной мощности, соответствующий фидерный переключатель на выходе моста сложения автоматически коммутирует работоспособный полуконтакт на антенну в обход моста сложения. Кратковременное снижение мощности на выходе передатчика вдвое (на 3 дБ) можно считать допустимым в течение сравнительно небольшого времени, необходимого для ликвидации отказа. Данную схему широко применяют в отечественной практике.

В транзисторных УМ мощностью в сотни ватт и единицы киловатт, выходные каскады которых построены по системе сложения колебаний нескольких модулей с автономными источниками питания, непрерывная работа может обеспечиваться разделением оконечной ступени или ступеней на два полуконтакта, работающих по схеме сложения мощностей (с обходом моста при аварии), и использованием в предварительном тракте ненагруженного резервирования замещением. Однако находит применение и более простое решение — при выходе из строя модулей никаких коммутаций не производят (если конструкция позволяет, модуль просто вынимают из стойки), при этом остальные модули продолжают нормально работать. В этом случае полезная мощность в нагрузке уменьшается в соответствии с формулой $\Delta P/P_m = 1 - (m - n)^2/m \cdot 100$ %, где $\Delta P/P_m$ — уменьшение мощности в нагрузке, %; m — общее число модулей; n — число отказавших модулей. Так, при отказе одного из четырех модулей мощность уменьшается на 44 %, а при выходе из строя одного из 36 модулей — только на 5 %. Правда, при такой системе должны быть выбраны с соответствующим запасом по мощности балластные сопротивления мостов сложения. Предполагается, кроме того, что тракт, предшествующий выходным модулям, изолирован от них, например, с помощью ферритового циркулятора.

Схема III также может быть использована при построении УМ по схеме сложения (см. рис. 7.5). Здесь достаточно иметь в запасе один полуконтакт УМ, заменяя им вышедший из строя.

7.4. Разработка схем и расчет усилителей мощности на тетрадах и клистродах

Тетродный и клистродный УМ являются узкодиапазонными, т.е. имеют на входе и выходе колебательные системы, настраиваемые на конкретный рабочий канал ТВ. Наиболее рациональной является конструкция, когда на выходе лампы применяют двухконтурную колебательную систему, а на входе — одноконтурную. При этом используют метод компенсационной настройки, при которой искажения, обусловленные неравномерностью АЧХ на входе и выходе, в значительной степени компенсируют друг друга. Выполнение контуров в виде объемных резонаторов обуславливает применение однотактных схем. Как было сказано, при необходимости повышения выходной мощности используют сложение мощностей отдельных УМ, главным образом с помощью квадратурных мостов сложения.

В метровом диапазоне на фиксированных частотах (что характерно для телевизионных станций) современные тетроды достаточно устойчиво работают и в схеме с ОК; лишь в некоторых случаях необходимо введение сравнительно некритичной мостовой сеточной нейтрализации. Преимущество схемы с ОК — возможность получения в каскаде большего коэффициента усиления мощности; оно сохраняется и в ТВРС, хотя здесь необходимо искусственное повышение затухания сеточной цепи тетрода (путем балластирования) для обеспечения прохождения широкой полосы частот и уменьшения нелинейности нагрузки, создаваемой этой цепью. Преимущества каскада с ОС помимо большей устойчивости — возможность упрощения схемы и настройки входной цепи и эффективное ослабление возникающих в нем шумов и нелинейных искажений за счет присущей схеме с ОС отрицательной обратной связи. Поэтому во многих ТВРС метрового диапазона (как отечественных, так и зарубежных) предпочтение отдается именно этой схеме. В дециметровом диапазоне большинство мощных телевизионных тетродов обеспечивает пока достаточно устойчивую работу только в схеме с ОС.

В тетродных УМ на волнах короче 3 м как выходные, так и входные колебательные системы строят на основе коаксиальных резонаторов. Малое излучение, обеспечиваемое этими конструкциями, существенно не только с точки зрения уменьшения потерь в контурах, но и для выполнения санитарных норм в отношении к обслуживающему персоналу. При этом используют как одностороннюю, так и двухстороннюю конструкцию каскадов; достоинством последней считается сравнительная простота, технологичность и поэтому большая надежность в эксплуатации. На волнах длиннее 3 м выходные контуры (особенно при значительных мощностях) — тоже обязательно коаксиальные, входные же могут быть построены и из элементов с сосредоточенными параметрами.

На рис. 7.10–7.12 приведены для иллюстрации эскизно (условно) типовые конструкции тетродных УМ I–II (рис. 7.10) и III (рис. 7.11 и 7.12) телевизионных диапазонов. Показаны эскизно (условно) конструкции каскадов, принципиальные схемы с принятыми стандартными обозначениями и, наконец, эквивалентные схемы их выходных колебательных систем. Каскады, представленные на рис. 7.10 и 7.12, построены по схеме с ОС, а на рис. 7.11 — по схеме с ОК. Анодные резонаторы во всех схемах короче четверти волны, причем резонатор на рис. 7.10 неоднородный: для укорочения конструкции часть внутреннего цилиндра заменена цилиндрической спиральной линией (см. § 3.11). Нагрузочные резонаторы в конструкциях рис. 7.10–7.12 имеют эквивалентную длину в четверть волны. При этом нагрузочный резонатор на рис. 7.10 — неоднородный, а на рис. 7.11 частично разделен на две параллельные ветви: настройки I и связи II. На рис. 7.10 обозначены: 1 — наружная труба анодного контура; 2 — анодная (внутренняя) труба того же контура; 3 — плунжер настройки анодного контура; 4 — внутренняя спиральная линия; 5 — элемент подстройки анодного контура; 6 — наружная труба нагрузочного контура; 7 — внутренняя труба индуктивной ветви того же контура; 8 — плунжер регулировки индуктивной ветви; 9 —

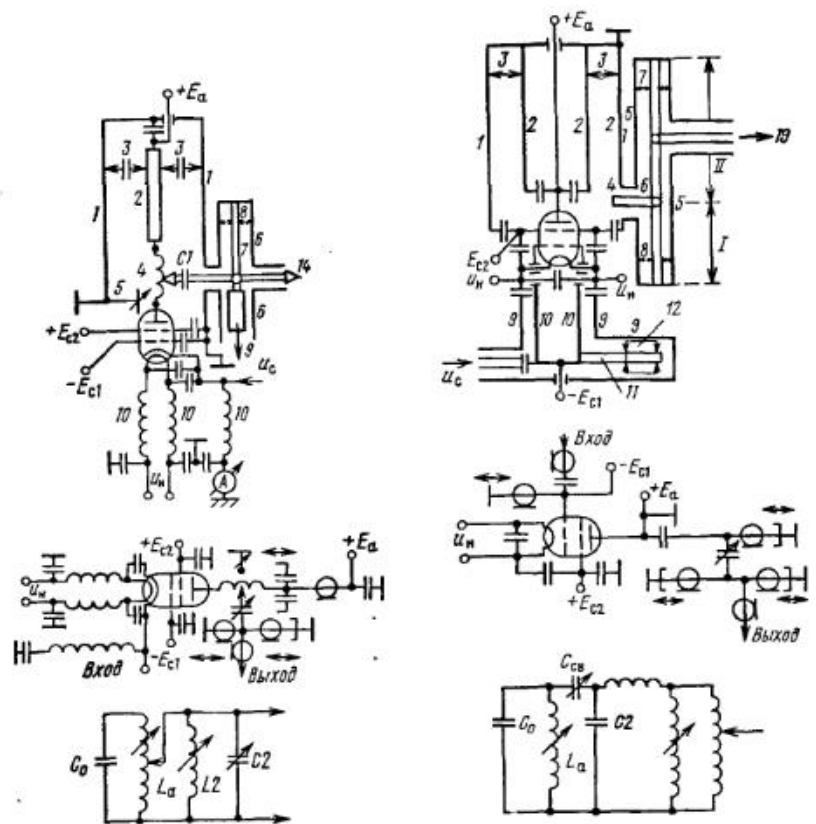


Рис. 7.10

Рис. 7.11

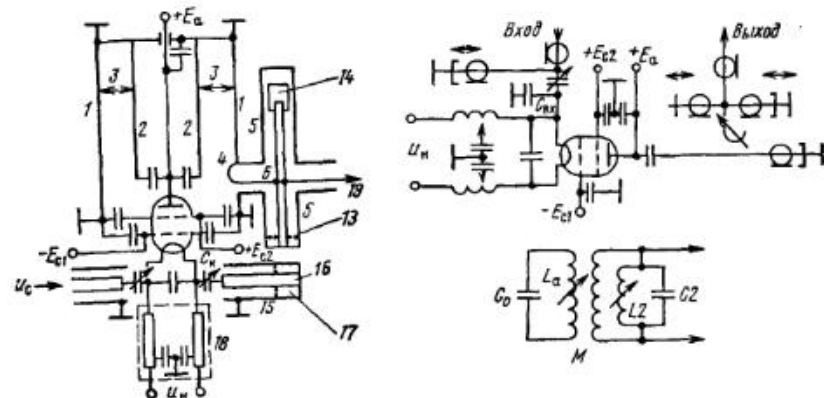


Рис. 7.12

передвижной участок внутренней трубы емкостной ветви того же контура; 10 — блок-дрессели по радиочастоте. На рис. 7.11 и 7.12: 1 — наружная труба анодного контура; 2 — внутренняя труба того же контура; 3 — плунжер настройки анодного контура; 4 — элемент связи с нагрузкой; 5 — наружная труба нагрузочного контура; 6 — внутренняя труба нагрузочного контура; 7 — плунжер, регулирующий связь с фидером; 8 — плунжер настройки нагрузочного контура; 9 — экранно-катодная труба входного контура; 10 — сеточная труба того же контура; 11 — продолжение сеточной трубы; 12 — перемещаемая настроечная секция; 13 — плунжер настройки нагрузочного контура; 14 — емкостный замыкатель нагрузочного контура; 15 — внешняя труба входного контура; 16 — внутренняя труба входного контура; 17 — плунжер настройки входного контура; 18 — схема цепи накала лампы; 19 — выход на фидер. На рис. 7.11 и 7.12 приняты двухсторонние конструкции УМ; входной сеточно-катодный резонатор длиной несколько короче полу волны настраивают так называемой низкоомной секцией: перемещаемым участком с весьма низким (несколько ом) волновым сопротивлением.

Проектирование тетродного УМ после выбора лампы по заданной колебательной мощности и каналу ТВ (рабочей частотой) начинают с разработки выходной колебательной системы, чтобы обеспечить допустимые искажения в рабочей полосе. При использовании метода компенсационной настройки целесообразно выбрать выходную двухконтурную колебательную систему с двугорбой (близкой к чебышевской) АЧХ с провалом в 3 дБ в рабочей полосе (кривая $y_{\text{вых}}$ на рис. 7.13). Если ввести расстройку Δf_0 , при которой АЧХ принимает уровень в 0 дБ относительно центральной частоты полосы пропускания, и относительную расстройку от центральной частоты $x = \Delta f / \Delta f_0$, то АЧХ двугорбой характеристики Чебышева

$$y_{\text{вых}} = 1 / \sqrt{1 - bx^2 + bx^4}. \quad (7.1)$$

Неравномерности в 3 дБ в полосе пропускания соответствует $b = 2$ в (7.1). Если АЧХ входного контура представить в виде

$$y_{\text{вх}} = 1 / \sqrt{1 + 2x^2}, \quad (7.2)$$

то сквозная АЧХ, $y_{\text{ск}} = y_{\text{вых}} y_{\text{вх}}$, оказывается достаточно гладкой в полосе $x_{1,2} = \pm 1/\sqrt{2}$; подъем в полосе пропускания не превышает 4 % (0,3 дБ), что вполне допустимо в УМ (рис. 7.13).

Теперь необходимо получить параметры контуров выходной и входной колебательных систем, обеспечивающих требуемую АЧХ. АЧХ выходной двухконтурной колебательной системы описывается выражением

$$y_{\text{вых}} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(2 \frac{\Delta f}{f_0}\right)^2 Q_1 Q_2\right]^2 + \left(2 \frac{\Delta f}{f_0} Q_1\right)^2}}, \quad (7.3)$$

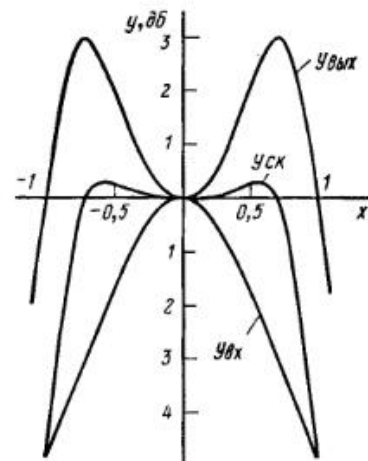


Рис. 7.13

где Q_1 и Q_2 — нагруженные добротности первого и второго контуров; f_0 — центральная частота ТВ радиоканала. Если ввести обобщенные расстройки контуров на частоте Δf_0 : $\alpha_1 = 2(\Delta f_0 / f_0) Q_1$ и $\alpha_2 = 2(\Delta f_0 / f_0) Q_2$, то (7.3) можно представить в виде

$$y_{\text{вых}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\alpha_1 - 2\alpha_1\alpha_2)x^2 + \alpha_1^2\alpha_2^2x^4}}. \quad (7.4)$$

Принимаем полосу пропускания $2\Delta f_{\text{кан}} = 8$ МГц для УМ с совместным усилением или $2\Delta f_{\text{кан}} = 6,75$ МГц для УМ с отдельным усилением радиосигналов изображения и ЗС. Тогда $\Delta f_0 = \sqrt{2}\Delta f_{\text{кан}} = 5,65$ и $4,77$ МГц соответственно. В результате из (7.1)–(7.4) получаем $Q_1 = 0,91 / (2\Delta f_0 / f_0)$, $Q_2 = 1,54 / (2\Delta f_0 / f_0)$, а добротность входного резонатора $Q_{\text{вх}} = 1,41 / (2\Delta f_0 / f_0)$.

При разработке конструкции анодной коаксиальной линии следует исходить из того, что ее длина по возможности не должна превышать $1/8$ средней волны диапазона. При выходных емкостях ОБЧ и УВЧ тетродов порядка 12...25 пФ это означает, что на III и на IV–V телевизионных частотных диапазонах необходимое волновое сопротивление указанной линии невелико и обычно конструктивно реализуемо при большом диаметре центральной (внутренней) трубы. Тогда в конструкциях III диапазона анодный радиатор лампы размещается внутри указанной трубы (рис. 7.14, а); в конструкциях IV–V диапазонов это же относится к выводу экранирующей сетки (рис. 7.14, б). В таких условиях сосредоточенная емкость в начале линии практически равна выходной емкости лампы, а эквивалентную емкость анодного контура (C_0) оценивают как $(1,2...1,3)C_{\text{вых}}$. На I–II диапазонах во многих случаях требуемое высокое волновое сопротивление было бы нереализуемо; однако здесь (при

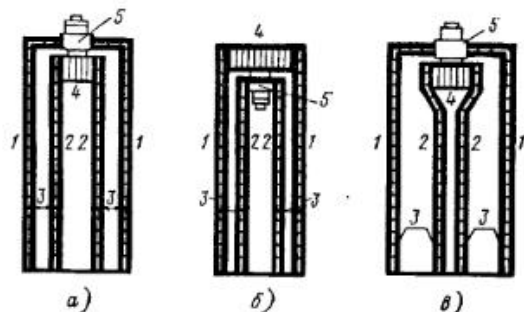


Рис. 7.14

малом диаметре центральной трубы) действует незначительная паразитная емкость анодного радиатора на внешнюю трубу (рис. 7.14, в), которая по данным измерений примерно равна выходной емкости лампы. Это позволяет снизить требуемое волновое сопротивление и осуществить линию; в результате действующая емкость оценивается как $2,5C_{\text{вых}}$. Расчет длины анодного резонатора и уточнение величины эквивалентной емкости (в том числе и для составного резонатора на рис. 7.14, в) производят по формулам, приведенным в § 3.11. В результате находят характеристическое сопротивление эквивалентного анодного контура ρ_1 и эквивалентное сопротивление нагрузки на центральной частоте $R_{\text{э}0} = \rho_1 Q_1$. Далее разрабатывают конструкцию второго (нагрузочного) контура. При этом используют варианты конструкций, приведенных на рис. 7.10–7.12. Затем рассчитывают элементы связи между резонаторами и связи с фидером, для чего в сечениях резонаторов, где установлены связи, определяют эквивалентные сопротивления резонаторов. Эти расчеты также выполняют в соответствии с рекомендациями § 3.11.

Энергетический расчет лампы производят на несущей частоте радиосигнала изображения, вблизи которой сосредоточены спектральные составляющие сигнала, несущие максимальную мощность. На этой частоте выходная колебательная система имеет комплексное сопротивление

$$Z_a = \frac{1 + jx\alpha_2}{1 - x^2\alpha_1\alpha_2 + jx\alpha_1},$$

но при выбранных параметрах колебательной системы и расстройке $x = -0,5$ на несущей частоте радиосигнала изображения оказывается, что фазовый угол $Z_{\text{э}0}$ составляет всего 3° , так что нагрузку можно считать активной. При этом она значительно превышает $R_{\text{э}0}$: $R_{\text{э}0} = 1,6R_{\text{э}0}$. Далее производим расчет режима лампы в пиковом режиме, режиме передачи черного поля и в среднем режиме.

Расчет в пиковом режиме нужен для определения напряжения анодного питания и максимальной величины анодного тока тетрода. В УМ радиосигналов изображения (в ТВРС с отдельным усилением сигналов) $P_{\sim\text{пик}} = (1,2 \dots 1,3)P_{\sim\text{сигн}}$ с учетом потерь в колебательной системе и

разделительном фильтре. В УМ ТВРС с совместным усилением

$$P_{\sim\text{пик}} = (1,15 \dots 1,2)(\sqrt{P_{\sim\text{сигн}}} + \sqrt{P_{\sim\text{ЗС}}})^2. \quad (7.5)$$

Амплитуды первой гармоники анодного тока и напряжения на анодном колебательном контуре

$$I_{\text{а1пик}} = \sqrt{2P_{\sim\text{пик}}/R_{\text{э}0\text{нес}}}; \quad U_{\text{кпик}} = I_{\text{а1пик}}R_{\text{э}0\text{нес}}.$$

При работе лампы с углом отсечки анодного тока $\theta = 90^\circ$ $i_{\text{апик}} = 2I_{\text{а1пик}} > i_{\text{лmax}}$, где $i_{\text{лmax}}$ — максимальная допустимая величина импульса анодного тока.

Амплитуда напряжения возбуждения для схемы с ОС

$$U_{\text{с1пик}} = \frac{2I_{\text{а1пик}}}{S(1 + D + D_2)} \left(1 + \frac{R_{\text{э}0\text{нес}}SD}{2} \right), \quad (7.6)$$

где S , D и D_2 — статическая крутизна и проницаемости лампы. Для схемы с общим катодом делитель $(1 + D + D_2)$ обращается в единицу. При выборе напряжения анодного питания следует исходить из условия обеспечения в пиковой точке близкого к граничному режима. Напряжение питания E_a можно рассчитать по формуле

$$E_a \geq U_{\text{апик}} \left(1 + \frac{2}{S_{\text{гран}}R_{\text{э}0\text{нес}}} \right), \quad (7.7)$$

где $U_{\text{апик}} = U_{\text{кпик}}$ для схемы с ОК и $U_{\text{апик}} = U_{\text{кпик}} - U_{\text{с1пик}}$ для схемы с ОС. Однако при наличии статических выходных характеристик лампы напряжение анодного питания лучше определять по характеристикам. Пиковое значение импульса анодного тока $i_{\text{апик}}$ должно находиться в начале линейного участка характеристики лампы. Этому значению тока соответствует минимальное напряжение на аноде e_{amin} . Тогда

$$E_a > e_{\text{amin}} + U_{\text{апик}}. \quad (7.8)$$

Найденные по формулам (7.7) или (7.8) значения E_a не должны превышать номинального $E_{\text{аном}}$. Если $E_a > E_{\text{аном}}$, то надо снизить сопротивление анодной нагрузки.

Энергетические расчеты тетрода выполняют в режиме передачи черного поля и в среднем режиме. В режиме передачи черного поля $P_{\sim\text{ч}} = 0,56P_{\sim\text{сигн}}$, а в среднем режиме $P_{\sim\text{ср}} = 0,3P_{\sim\text{сигн}}$. В УМ ТВРС с СУ к этим мощностям добавляют мощность сигнала ЗС $P_{\sim\text{ЗС}}$, используя в расчетах величину $P_{\sim\text{ч}\Sigma} = P_{\sim\text{ч}} + P_{\sim\text{ЗС}}$ и $P_{\sim\text{ср}\Sigma} = P_{\sim\text{ср}} + P_{\sim\text{ЗС}}$.

В этих режимах в соответствии с методикой расчета, изложенной в [1.1], рассчитывают токи анода $I_{\text{а0}}$, $I_{\text{а1}}$, экранирующей и управляющей сеток $I_{\text{с21}}$, $I_{\text{с20}}$, $I_{\text{с11}}$, $I_{\text{с10}}$, мощности, подводимые к аноду ($P_0 = E_a I_{\text{а0}}$)

Таблица 7.5

| Режим | $P_{\sim \text{вх}}/P_{\sim \text{свхх}}$ | Среднеэфф. норм. I_1, U_a, U_c | k_0 — поправочный коэффициент |
|------------------------------|---|-------------------------------------|---------------------------------|
| Передача синхриимпульса | 1 | 0,8 | 0,97 |
| Передача уровня черного поля | 0,56 | 0,615 | 0,925 |
| Средний режим | 0,3 | 0,48 | 0,89 |

и сеткам, и мощности, рассеиваемые на электродах, КПД анодной цепи и коэффициент усиления мощности K_P . Так как амплитудная характеристика УМ линейна, то коэффициент усиления мощности постоянен при изменении мгновенных значений ТВ сигнала, и его рассчитывают в режиме передачи черного поля. В УМ радиосигнала изображения ТВРС с РУ в схеме с ОС

$$K_P = 1,2 \frac{2P_{\sim \text{ч}}}{U_{\text{с1ч}}(I_{\text{а1ч}} + I_{\text{с21ч}})}, \quad (7.9)$$

в схеме с общим катодом

$$K_P = (1,2 - 1,3) \frac{2P_{\sim \text{ч}}}{U_{\text{с1ч}}^2/R_{\text{вхОК}}}, \quad (7.10)$$

где $R_{\text{вхОК}} = \rho_{\text{вх}} Q_{\text{вх}}$ — входное сопротивление, определяемое требуемой добротностью входного контура $Q_{\text{вх}}$ и его характеристическим сопротивлением. Найденный коэффициент усиления мощности K_P следует проверить из условия устойчивости работы каскада [1.1].

В УМ ТВРС с СУ при расчете K_P можно использовать среднеэффективные значения амплитуд токов и напряжений. При этом в (7.9) и (7.10) вместо $P_{\sim \text{ч}}$ подставляют $P_{\sim \text{ч}\Sigma}$, а $U_{\text{с1ч}}$ рассчитывают согласно (7.6) при токе $I_{\text{а1ч}\Sigma}$, соответствующем мощности $P_{\sim \text{ч}\Sigma}$.

Однако при определении подводимых мощностей и КПД в режиме передачи черного поля и в среднестатистическом режиме необходимо использовать средние значения токов $I_{\text{а0}}, I_{\text{с20}}, I_{\text{с10}}$ за период биений радиосигналов изображений и ЗС. Эти средние значения можно получить, умножая токи $I_{\text{а0}}, I_{\text{с20}}, I_{\text{с10}}$, рассчитанные при соответствующей среднеэффективной амплитуде $U_{\text{с1}}$, на поправочный коэффициент k_0 . Среднеэффективные значения амплитуд первых гармоник токов и напряжений (в том числе $U_{\text{с1}}$), нормированных к их пиковым значениям при передаче синхриимпульса, а также поправочные коэффициенты, по нашей оценке для общепринятого отношения мощностей $P_{\sim \text{свхх}}/P_{\sim \text{ЗС}} = 0,1$, приведены в табл. 7.5.

Расчет УМ на клистроне во многом совпадает с расчетом тетродного УМ по схеме с ОС. Колебательную систему УМ строят по методу, изложенному выше: на выходе двухконтурная система, на входе — одноконтурная, компенсирующая неравномерность АЧХ выходной цепи. В отличие от тетродов резонаторы выходной колебательной системы выполняют, как у клистронов, прямоугольными (радиальными). Методика расчета таких резонаторов рассмотрена в [3.26]. Так как емкость

выходного зазора клистрода мала, удается обеспечить характеристическое сопротивление анодного резонатора в пределах 100 Ом и работать при номинальном напряжении на аноде (коллекторе). Приведем пример ориентировочного расчета параметров выходной колебательной системы клистродного УМ на приборе "Истрон", параметры которого даны в табл. 7.3, при колебательной мощности в пиковом режиме $P_{\sim \text{пик}} = 25$ кВт и напряжении на аноде (коллекторе) $E_a = 20$ кВ.

Задаемся относительным напряжением на выходном зазоре $\xi = 0,8$. Колебательное напряжение на зазоре $U_{\text{вхх}} = \xi E_a = 0,8 \cdot 20 = 16$ кВ. Сопротивление эквивалентной нагрузки на зазоре на несущей частоте радиосигнала изображения

$$R_{\text{э нес}} = U_{\text{вхх}}^2 / (2P_{\sim \text{пик}}) = 256 \cdot 10^6 / (2 \cdot 25 \cdot 10^3) = 5 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Эквивалентное сопротивление нагрузки на центральной частоте диапазона (при компенсационной настройке колебательной системы) $R_{\text{э0}} = R_{\text{э нес}} / 1,6 = 3,13$ кОм. Рассчитаем добротность анодного контура на крайних частотах IV-V диапазонов при $\Delta f = 4$ МГц, $\Delta f_0 = 5,65$ МГц. На частоте $\Delta f_0 = 810$ МГц $Q_1 = 0,91 / (2(\Delta f_0 / f_0)) = 65$. На частоте $f_0 = 470$ МГц, $Q_1 = 0,91 / (2(\Delta f_0 / f_0)) = 38$. Характеристическое сопротивление анодного контура на частоте 810 МГц $\rho_1 = R_{\text{э0}} / Q_1 = 48$ Ом, а на частоте 470 МГц оно равно 82,5 Ом, что вполне реализуемо.

Далее производят энергетический расчет в режиме передачи черного поля и в среднем режиме. При коэффициенте усиления прибора 22 дБ входная мощность в пиковом режиме с запасом в 20 % составляет 190 Вт.

7.5. Проектирование клистронного УМ

Требования к мощности клистрода для оконечного усилителя канала изображения определены заданием на проектирование, в котором указана номинальная мощность радиостанции, и числом приборов, выбранных при составлении структурной схемы. В России передатчики IV и V диапазонов мощностью свыше 25 кВт пока не применяют. Создание прибора требуемой мощности трудности не представляет. Параметры ряда клистронов для ТВРС даны в табл. 1.9.

Выбор многих решений при разработке клистрода неоднозначен, а достижение оптимальных параметров, характеризующих усилитель, является сложной задачей (см. гл. 10). Диапазон частот, в котором работают телевизионные станции дециметровых каналов, достаточно широкий. Наибольшее перекрытие полосы частот дает применение клистронов с так называемыми "внешними" резонаторами. Соединяясь с прибором, такие резонаторы вместе с его вакуумным пространством образуют объемные резонансные контуры подобно тому, как это имеет место в тетродных усилителях. У таких резонаторов связь с внешними цепями регулируется, что облегчает подбор затуханий контуров, обеспечивающих лучшие энергетические характеристики. "Внутренние" резонаторы имеют меньший диапазон частот, в котором возможна перестройка,

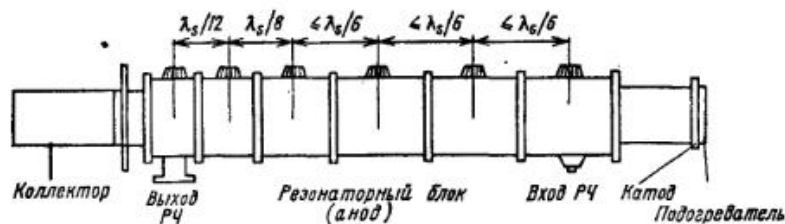


Рис. 7.15

и усложняют или делают невозможной регулировку затуханий. В результате увеличивается число модификаций прибора, необходимых для перекрытия установленного диапазона. Приборы с "внутренними" резонаторами (рис. 7.15) проще в эксплуатации и надежнее. Телевизионные станции работают на фиксированных волнах. В этих условиях возможна литерная поставка приборов. Последние еще в процессе изготовления и заводской регулировки настраивают на заданную частоту, а готовые изделия удовлетворяют требованиям технических условий и не нуждаются в подстройке при установке на радиостанции. На практике используют клистроны с обоими названными выше типами резонаторов.

Существует ряд факторов, ограничивающих номинальный КПД клистронов. При оптимальной по КПД нагрузке выходного резонатора в хорошем использовании мощности лампы КПД в номинальном режиме составляет 0,50...0,55. Большие значения не используют в связи с сильной нелинейностью, свойственной амплитудным характеристикам высокоэффективных приборов. Считают допустимым выбирать максимальный режим таким, чтобы снижение усиления клистронов в нем по сравнению с малосигнальным составляло 4,0...6,0 дБ. Нелинейность амплитудной характеристики заметно проявляется в этом случае в основном при передаче сигналов синхронизации, но ее корректируют в тракте ПЧ. Другим препятствием к использованию нелинейных режимов в клистронных УМ канала изображения служит присущее таким режимам преобразование АМ в ФМ. Оно проявляется в возрастании дифференциально-фазовых искажений. Их ослабления при необходимости достигается введением отрицательной обратной связи по фазе огибающей сигнала цветовой поднесущей. Уже указывалось, что влияние нелинейности амплитудной характеристики до уровня гашения устраняют введением предкоррекции, выполняемой обычно в тракте ПЧ. Как и у тетродов, сопротивление нагрузки R_0 клистронов задано характеристическим сопротивлением резонатора и требованиями к АЧХ усилителя. В ряде случаев это служит препятствием к получению высокоэффективного электронного КПД.

Существенный недостаток клистронного УМ — традиционная до последних лет работа его в режиме класса А. Средний КПД даже лучших приборов составляет при этом 0,18...0,21. Это отражается на параметрах системы охлаждения, которую проектируют с запасом и рассчитывают на работу в статическом режиме, когда практически вся мощность

электронного потока рассеивается на коллекторе. Эффективным средством повышения среднего КПД является применение схемы питания (рис. 7.16) электродов, обеспечивающей частичную рекуперацию энергии. На коллектор подают напряжение меньше, чем на анод. На участке анод (корпус) — коллектор электроны движутся в тормозящем электрическом поле. Их скорость снижается, уменьшается кинетическая энергия и мощность, рассеиваемая коллектором. Подводимая к электронному потоку мощность в схеме рис. 7.16 есть сумма мощностей,

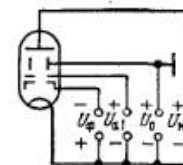


Рис. 7.16

подводимых к аноду $P_{0a} = E_a I_a$ и коллектору $P_{0k} = E_k I_{кол}$. Величина ее зависит от отношения токов $n_T = I_{кол}/I_k$ и напряжений $n_H = E_k/E_a$. Первое характеризует распределение потока электронов между электродами клистронов. В процессе передачи полного ТВ сигнала отношение n_T меняется в больших пределах: от близкого к единице в статическом режиме до минимального при передаче синхроимпульсов. Выигрыш в КПД от применения пониженного напряжения составляет $B = 1/(n_T n_H + 1 - n_T)$. Эффективность рекуперации энергии в клистронном УМК канала изображения объясняется небольшим значением среднего уровня сигнала по сравнению с максимальным. Примем ориентировочно в среднем режиме $n_{T ср} = 0,85...0,90$, а на уровне гашения $n_{T г} = 0,80...0,70$. Отношение напряжений $n_H \geq 0,5$. Минимальное значение n_H реализовано, например, в отечественном приборе КУ-318. По своим энергетическим параметрам в среднем режиме он не уступает лучшим современным образцам.

Расчет режимов. Работу клистронного УМК в канале изображения полезно рассмотреть при нескольких уровнях сигнала: максимальном, передачи "черного" поля (гашения) и среднем, а также в статическом режиме. В первом определим напряжение анода, ток катода и номинальный КПД. Второй уровень особенно важен для приборов, работающих с пониженным напряжением коллектора. При настройке и испытании передатчика режим гашения бывает продолжительным. Мощность, подводимая от источников анодного и коллекторного напряжений, и КПД в этом режиме определяют требования к устройствам питания и системе охлаждения. При равенстве напряжений $E_a = E_k$ эти требования задает статический режим. Средний режим, как обычно, характеризует экономическую эффективность радиостанции.

Пример. Полагаем, что тип прибора и его параметры определены при разработке структурной схемы. Выполним расчет номинального режима клистронов 70ST53 (см. табл. 1.9). Имеем $P_{\sim} = 20$ кВт, $E_{a ном} = 19$ кВ, $I_{k ном} = 3,8$ А. Найдем параметры электронного потока и выходной цепи. Переванс $A_{\mu} = I_{k ном}/E_{a ном}^{3/2} = 3,8/(19 \times 10^3)^{3/2} = 1,45$ мкА/В^{3/2}. Сопротивление луча постоянному току $R_0 = E_{a ном}/I_{k ном} = 19 \cdot 10^3/3,8 = 5$ кОм и соответственно проводимость $G_0 = 0,2$ мСм. Отклонение АЧХ в полосе 8 МГц по паспорту прибора равно 1 дБ. Примем для выходной цепи $M_{вых} = 0,5 M = 0,5$ дБ.

Этому значению $M_{\text{вых}}$ соответствует параметр $h = 0,112$. Полное затухание выходного резонатора на минимальной частоте диапазона $\delta_N = \Delta f_y / (f_{\text{min}} \sqrt{h}) = 8 / (470 \cdot \sqrt{0,112}) = 0,051$. Затухание $\delta_{eN} = Z_{eN} G'_{eN} / R_0$. Примем характеристическое сопротивление резонатора $Z_{eN} = 130 \text{ Ом}$, тогда $\delta_{eN} = 130 \cdot 0,14 / (5 \cdot 10^3) = 0,0036$. Добротность $Q_{\delta N} = 1 / \delta_{eN} = 1 / (0,0036) = 277,8$, а эквивалентное сопротивление нагрузки $R_{\delta N} = Z_{eN} Q_{\delta N} = 130 \cdot 277,8 = 36,3 \text{ кОм}$. Отношение сопротивлений $R'_{\delta N} = R_{\delta N} / R_0 = 36,3 / 130 = 0,279$, что существенно меньше оптимального. Пример наглядно демонстрирует противоречивость требований к полосе частот и КПД усилителя, КПД колебательной системы $\eta_{кN} \approx Q_N / Q_{\delta} = 1 - 21,1 / 1000 \approx 1,0$.

Максимальный режим

1. Амплитуда напряжения на зазоре выходного резонатора $U_N = \sqrt{2 P_{\sim} R_{\delta N}} = \sqrt{2 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 2,74 \cdot 10^3} = 10,5 \text{ кВ}$.
2. Амплитуда первой гармоники наведенного тока $I_{\text{н1}N} = 2 P_{\sim} / U_N = 2 \cdot 20 / 10,5 = 3,81 \text{ А}$.
3. При расчете конвекционного тока используют константы ξ_{0N} и α_{μ} . Найдем их. Примем коэффициент взаимодействия $\beta_N = 0,9$, нормированный ток $I'_{eIN} = 1,40$ и проводимость $G'_{eN} = 0,14$. Тогда $\xi_{0N} = \beta_N I'_{eIN} R'_{\delta N} G'_{eN} / (1 + R'_{\delta N} G'_{eN}) = 0,9 \cdot 1,4 \cdot 0,55 / (1 + 0,55 \cdot 0,14) = 0,64$ и $\alpha_{\mu} = \sqrt{A_{\mu}} = \sqrt{1,45} = 1,20$.
4. Конвекционный ток $I_{eIN} = I_{\text{н1}N} (1 + R'_{\delta N} G'_{eN}) / \{\beta_N [1 - 0,06(\xi_{0N}^2 + \alpha_{\mu})]\} = 3,81 (1 + 0,55 \cdot 0,14) / \{0,9 [1 - 0,06(0,41 + 1,20)]\} = 5,0 \text{ А}$.
5. Ток катода $I_k = 1,05 I_{eIN} / I'_{eIN} = 1,05 \cdot 5,0 / 1,4 = 3,76 (3,8) \text{ А}$. В скобках указано паспортное значение параметра.
6. Ускоряющее напряжение $E_a = 10^{4+2[\lg(I_k/A_{\mu})]/3} = 10^{4+2[\lg(3,76/1,45)]/3} = 18,9 \text{ кВ}$.
7. Подводимая мощность $P_0 = E_a I_k = 18,9 \cdot 3,76 = 71 \text{ кВт}$.
8. КПД усилителя $\eta_{\text{ном}} = P_{\sim} / P_0 = 20 / 71 = 0,287$, т.е. низкий.

Режим передачи уровня черного

1. Мощность в нагрузке $P_{\sim ч} = 0,56 P_{\sim} = 11,2 \text{ кВт}$.
2. КПД $\eta_{ч} = P_{\sim ч} / P_{0\text{ак}} = 11,2 / 71 = 0,158$.

Средний режим

1. Примем $m_{\text{ср}}^2 = 0,35$, тогда мощность $P_{\sim \text{ср}} = m_{\text{ср}}^2 P_{\sim} = 0,35 \cdot 20 = 7 \text{ кВт}$.
2. Средний КПД $\eta_{\text{ср}} = P_{\sim \text{ср}} / P_0 = 7,0 / 71 = 0,10 (10 \%)$.
3. Мощность рассеяния на коллекторе $P_{\text{рк ср}} = P_0 - P_{\sim \text{ср}} = 71 - 7 = 64 \text{ кВт}$, т.е. практически та же, что и в статическом режиме, где $P_{\text{рк}} = P_0$.

Применение схемы с рекуперацией (рис. 7.16) при отношении напряжений $n_{\text{н}} = 0,5$ для прибора с таким низким средним КПД позволило бы резко улучшить энергетику передатчика. Примем $n_{\text{т ср}} = 0,9$, тогда $B = 1 / (n_{\text{н}} n_{\text{т ср}} + 1 - n_{\text{т}}) = 1 / (0,5 \cdot 0,9 + 1 - 0,9) = 1 / 0,55 = 1,8$, т.е. близко к предельному $B_{\text{max}} = 1 / n_{\text{н}} = 2,0$. Средний КПД $\eta_{\text{ср}} = P_{\sim \text{ср}} B / P_0 =$

$= 11,2 \cdot 1,8 / 71 = 0,284$, что не уступает ламповым и транзисторным усилителям, работающим в классе В. Такой же или чуть больший выигрыш имели бы и в статическом режиме. Рассеяние на коллекторе составило бы примерно 40 кВт против 72 кВт в схеме с $E_{\text{к}} = E_a$. Применение рекуперации возможно лишь в специально сконструированных приборах. Из числа приведенных в табл. 1.8 это только клистрон КУ318.

Проектирование цепей клистронного УМ ТВ сигнала выполняют по методике, рассматриваемой далее, в § 10.6.

Требования к источникам питания. Напряжения накала и питания катушек электромагнитной фокусировки небольшие. Их стабилизация не представляет трудностей, к тому же чувствительность параметров к их вариациям вблизи оптимальных значений невелика. Клистронный усилитель наиболее чувствителен к изменениям ускоряющего напряжения. В передатчиках изображения пульсации этого напряжения являются причиной отклонения фиксируемых уровней гашения и синхронизации от номинала и возникновения паразитной ФМ несущей. Последняя, как указывалось, является причиной искажений сигналов цветности и звука в приемнике. В линейном режиме паразитная модуляция амплитуды оценивается коэффициентом $m_A = (N - 1) \Delta E_a / (2 E_a)$, где N — число резонаторов. Приняв допустимое значение $m_A = 0,01$, имеем $(\Delta E_a / E_a)_{\text{доп}} = 0,02 / (N - 1)$. Это жесткая норма, требующая для ее реализации применения специальных мер по стабилизации уровней гашения и синхроимпульсов на выходе усилителя. Паразитная фазовая модуляция вызывается изменениями постоянной скорости электронов $v_0 \approx k \sqrt{E_a}$. Приращение фазы $\Delta \varphi_E = \theta_{0N} \Delta E_a / (2 E_a)$, где θ_{0N} — угол пролета электронов от первого до последнего зазора. Приблизненно $\theta_{0N} = 10(N - 1) / \sqrt{A_{\mu}}$ [рад] и, следовательно, $(\Delta E_a / E_a)_{\text{доп}} = \Delta \varphi_{\text{доп}}$. При допустимом приращении фазы около 0,1 рад эта норма дает заметно меньший допуск, чем следующий из допуска на вариации фиксируемых уровней.

Построение принципиальной схемы. На рис. 7.17 показан оконечный УМ передатчика изображения. Он выполнен на клистронах V1 и V2 по схеме квадратурного сложения мощностей. Мощность возбуждения подводят к разделительному мосту M1, далее она подается на входы фильтров формирования АЧХ ($\Phi 1$ и $\Phi 2$) и через циркуляторы Ц2 и Ц3 поступает на входы клистронных усилителей. В оконечном каскаде применены четырехрезонаторные клистроны с внешними резонаторами. Входной резонатор имеет индуктивную регулируемую связь с источником возбуждения. Для контроля за мощностью возбуждения служат измерители мощности падающей волны на входных фидерах W1 и W2.

Выходной резонатор связан с нагрузкой с помощью жесткого коаксиального фидера. Выходы клистронов подключены к фильтрам гармоник $\Phi 3$ и $\Phi 4$ соединительными коаксиальными фидерами с волновыми сопротивлениями $Z_{\text{вых}}$. Согласующие устройства СУ1 и СУ2 служат для компенсации отраженных волн, возникающих в соединительных фидерах. Блоки направленных ответвителей НО2 — НО6 используют для

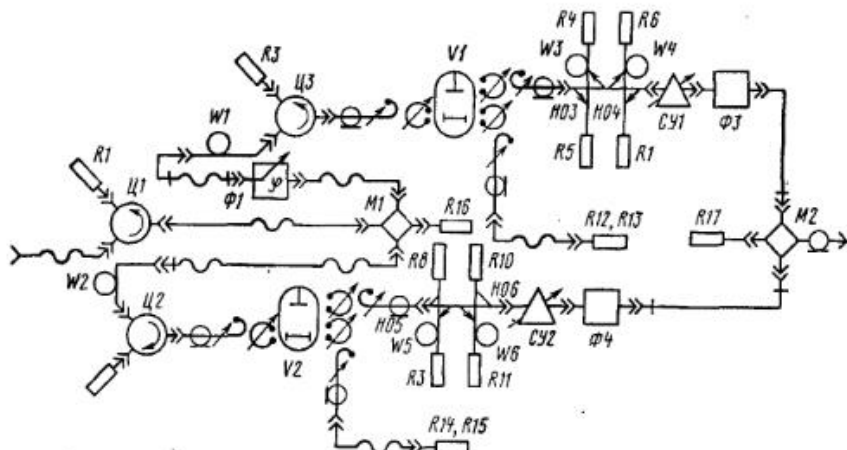


Рис. 7.17

контроля мощности на выходе клистронного усилителя и КСВН на линиях, соединяющих клистронные усилители с нагрузкой. Колебания с выходов фильтров гармоник поступают на мост M2 сложения мощностей двух полуккомплектов.

7.6. Проектирование транзисторных усилителей мощности телевизионных радиостанций*

Общие замечания. Транзисторные УМ в ТВРС образуют многокаскадный тракт усиления от выхода возбудителя до входа фидера (в полностью транзисторных ТВРС) или до входа электронно-вакуумного прибора. Общее число транзисторных ступеней усиления составляет от 3 до 6 в зависимости от диапазона частот и выходной мощности. В маломощных каскадах (до единиц ватт) транзисторы целесообразно использовать в режиме А; при этом коэффициент усиления мощности $K_p = 12 \dots 15$ дБ в I-III ТВ диапазонах и $10 \dots 13$ дБ в IV-V ТВ диапазонах. В выходных, наиболее мощных каскадах транзисторы работают в режиме АВ; при этом особое внимание уделяют обеспечению линейности режима усиления, особенно в УМ СУ. Коэффициент усиления мощности этих каскадов ниже на $3 \dots 4$ дБ.

С целью улучшения линейности усиления следует работать с максимально допустимыми коллекторными напряжениями питания, т.е. $E_K \approx 0,5e_{КБдоп}$; это снижает влияние нелинейной выходной емкости прибора, которая уже на ОВЧ составляет существенную часть емкости межкаскадной выходной цепи. Нелинейное изменение указанной емкости ухудшает качественные показатели тракта УМК (АЧХ, дифференциальную фазу, СПФМ, уровень побочных излучений и др.). Влияние

этой емкости может быть ослаблено и выбором не очень высокого коэффициента использования коллекторного напряжения (до $0,7 \dots 0,75$), что обычно соответствует граничному режиму при передаче пикового уровня радиосигнала. Нелинейность при малых токах коллектора можно свести к минимуму, подобрав оптимальное начальное смещение. Все транзисторные УМ имеют температурную стабилизацию оптимального режима; в мощных каскадах для этого используют смещение, регулируемое напряжением обратной связи, пропорциональным мощности, рассеиваемой на радиаторе. В каскадах со сложением мощностей нескольких транзисторов рекомендуется применять для охлаждения последних общие теплоотводы на основе тепловых труб [1.35]. Они обеспечивают изотермичность корпусов всех транзисторов и позволяют иметь для них один термодатчик и одну схему термостабилизации режимов. Одновременно появляется возможность располагать транзисторы в непосредственной близости друг к другу, сводя к минимуму длины соединений между ними, что очень важно на ОВЧ и УВЧ.

Российские производители передатчиков используют в ТВРС биполярные транзисторы, как отечественные, так и зарубежные. Отечественная промышленность в последние годы наладила выпуск специальных сверхлинейных транзисторов для ТВРС с СУ. К ним относятся транзисторы малой и средней мощности КТ983А, КТ983Б, КТ983В, КТ996А, КТ996Б, КТ9116А, КТ9116Б, КТ9133, КТ9150, КТ9194, мощные КТ9142А, КТ9152А, КТ9155А, КТ9155Б, КТ9155В. При этом мощные приборы, как правило, предназначены для использования в двухтактных схемах и состоят из двух транзисторов, размещенных в одном корпусе. Такие транзисторы получили название балансных; балансными называют и двухтактные схемы, построенные на них. Некоторые зарубежные фирмы в УМ ОВЧ диапазона используют специально разработанные для ТВРС полевые транзисторы.

Маломощные ступени усиления, как правило, широкополосны и перекрывают по частоте один или несколько ТВ диапазонов. При проектировании этих каскадов используют методы расчета режимов транзисторов, изложенные в гл. 2; синтез широкополосных согласующих цепей выполняют на основе материалов гл. 3. Неравномерность АЧХ тракта в рабочем диапазоне частот может составлять $3 \dots 4$ дБ. Для поддержания постоянного уровня мощности на выходе тракта во всем диапазоне используют автоматическое управление сквозным усилением тракта (см. пример в конце параграфа). Опыт построения мощных транзисторных УМ в ТВРС привел к разработке фирмами-производителями типовых усилительных модулей мощностью $200 \dots 300$ Вт. Используя схемы сложения этих модулей, получают выходные мощности в единицы киловатт и более.

Типовой модуль транзисторного усилителя мощности. Типовой модуль мощного транзисторного УМ представлен на рис. 7.18. Он состоит из двух идентичных балансных УМ: Ус1 и Ус2. На входе типового модуля стоит квадратурный мост деления мощности W13, на выходе — квадратурный мост сложения W14. Оба моста выполнены

* § 7.6 написан совместно с Л.Б.Калининым.

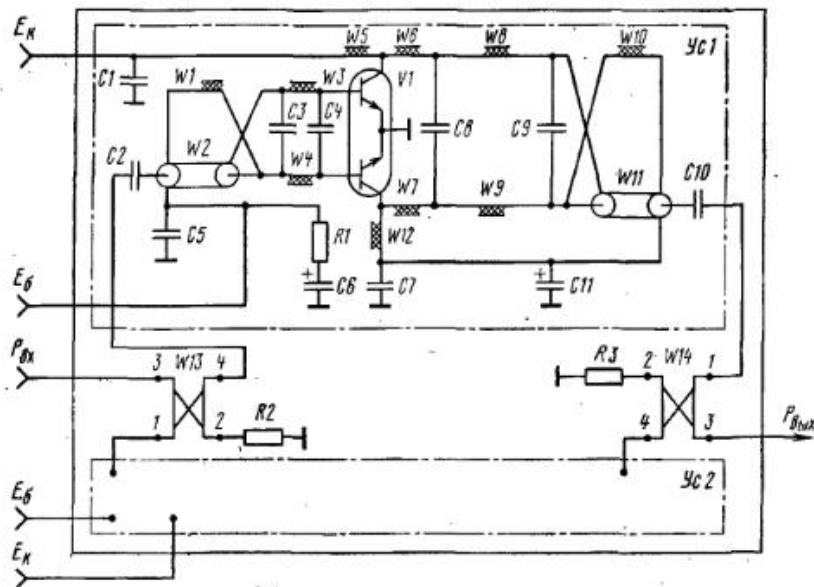


Рис. 7.18

на основе 3-дБ направленных ответвителей (НО) на связанных линиях с боковой или лицевой связью или на отрезках специальных двухпроводных кабелей (см. гл. 3). Использование квадратурной схемы позволяет: ослабить взаимное влияние двух балансных схем и упростить согласование их входных цепей; обеспечить подавление отраженных волн на выходе модуля при его работе на несогласованную нагрузку (фидер). Заметим, что при несогласованной на выходе модуля нагрузке возникает "перекус" режимов транзисторов Ус1 и Ус2, что приводит к перегрузке одного из приборов. Поэтому на выходе моста сложения W14, особенно в диапазоне УВЧ, целесообразно предусмотреть включение циркулятора. Рассматриваемый модуль позволяет получить мощность на уровне передачи синхроимпульса от 300 Вт в диапазоне ОВЧ до 200 Вт в диапазоне УВЧ при работе в режиме СУ. При отказе одного из усилителей модуль в целом продолжает работать при снижении выходной мощности на 6 дБ при условии, что балластные сопротивления R2 и R3 рассчитаны на рассеивание 25 % мощности на входе и выходе модуля.

Вариант схемы балансного Ус1, приведенный на рис. 7.18, разработан для диапазона 470...810 МГц; в индуктивных ветвях стоят полосковые линии (ПЛ). Для противофазного возбуждения балансного транзистора используют симметрирующий трансформатор W2. Он выполнен на отрезке кабеля, заземленном со стороны распространения синфазной волны через блокировочный конденсатор C5. Для улучшения балансировки методом печатного монтажа введен отрезок ПЛ W1, который выполняет роль аналога оплетки кабеля при подводе питания к транзистору, возбуждаемому напряжением по центральному прово-

ду трансформатора W2. Элементы C3, C4, W3, W4 образуют входное согласующе-фильтрующее устройство (СФУ). На выходе балансной схемы установлен выходной симметрирующий трансформатор W1, конструктивно выполненный аналогично W2. Выходное СФУ построено на элементах W6-W9, C8, C9.

Отрезки ПЛ W5 и W12 выполняют роль блокировочных дросселей в цепях подачи коллекторного напряжения E_k . Параллельно радиочастотным конденсаторам блокировки C1 и C7 (десятки-сотни тысяч пикофард) включают электролитический конденсатор C11 емкостью в сотни микрофард для снятия паразитной модуляции. Эта модуляция может появиться из-за заметного падения напряжения на выходном сопротивлении источника питания коллекторов, поскольку сопротивление нагрузки, создаваемое транзисторами для источника питания, низкоомно. Аналогично выполнена блокировка и в цепи подачи напряжения смещения на базы транзисторов E_b . Последовательно с электролитом C6 включен антипаразитный резистор R1 порядка 1 Ом для устранения возможных резонансных явлений в полосе видеочастот.

Для обеспечения максимальной линейности усиления схема требует тщательного выбора рабочей точки балансного транзистора в режиме "молчания" (в отсутствие радиосигнала). Опыт показывает, что статическая дифференциальная крутизна (S -параметр вольт-амперной) или ампер-амперной входной характеристики транзистора в режиме молчания должна быть равна половине его статической дифференциальной крутизны (S -параметра) на линейном участке характеристики. Все напряжения питания транзисторов стабилизированы. Для термостабилизации режима транзисторов используют схему управления напряжением смещения E_b по сигналам с термодатчика. Модуль имеет защиту от рассогласования нагрузки ($K_{CBH} > 1,5$), от превышения допустимого уровня температуры радиатора усилителя (например, более 80 °С), от перегрузки транзисторов по току. Так как транзисторы работают в режиме АВ, то для их быстродействующей защиты достаточно снять напряжение возбуждения со входа модуля (запирают одну из предшествующих ступеней усиления).

Расчет энергетического режима транзисторов выполняют в режиме пиковой мощности, режиме передачи черного поля и в среднем режиме. Для высокоэффективных транзисторов в режиме пиковой мощности относительное напряжение на коллекторе $\xi = U_k/E_k \approx 0,75 \dots 0,7$. В этом режиме не должны быть превышены максимально допустимые напряжение на коллекторе и ток коллектора. Угол отсечки коллекторного тока по аппроксимированной характеристике выбирают равным 90°. При расчете режима СУ среднеэффективные значения амплитуд тока I_{k1} и поправочные коэффициенты k_0 при расчете токов I_{k0} берут из табл. 7.5. Расчет коэффициента усиления мощности и входной цепи транзистора производят в соответствии с методикой, изложенной в гл. 2.

Из расчета коллекторной цепи определяют эквивалентное сопротивление R_3 . При $E_k = 28$ В эта величина обычно лежит в пределах 3 Ом

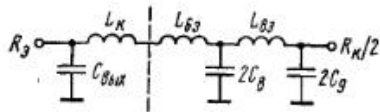


Рис. 7.19

транзистора. Если Δf_{Π} оказывается меньше, чем заданное перекрытие частот для проектируемого УМ, то приходится применять несколько модификаций усилителя по поддиапазонам, обычно не более двух. Однако большинство транзисторов для УВЧ усилителей ТВРС позволяют перекрыть диапазон частот 470...860 МГц. Синтез выходных и входных широкодиапазонных СФУ выполняют в соответствии с рекомендациями гл. 3. При проектировании входных цепей УМ для трансформации низкоомных сопротивлений транзисторов часто используют преобразование Нортона. Следует также учитывать встроенные схемы согласования в корпусах ряда транзисторов.

Проектирование СФУ модуля можно упростить, если разрабатывать модуль не для широкодиапазонного тракта, а для определенного ТВ канала. При этом достаточно выполнить требования к АЧХ и ФЧХ в полосе заданного канала. Тогда входные и выходные СФУ можно проектировать как низкочастотные двухконтурные колебательные системы с широкой полосой пропускания. Эквивалентная схема СФУ для одного плеча балансной схемы представлена на рис. 7.19, где отрезки ПЛ заменены эквивалентными индуктивностями, а выходная емкость и индуктивность вывода коллектора транзистора обозначены как $C_{\text{вых}}$ и L_K . Выберем для СФУ чебышевскую АЧХ с неравномерностью $y_d = 0,15 \dots 0,25$ дБ в относительной полосе $x = \pm 1$. Из (7.1) получаем $b = 4(y_{\text{max}}^2 - 1)/y_{\text{max}}^2$, где $y_{\text{max}}^2 = 0,1y_d$. Далее из (7.4) определяем $\alpha_1 = 2\sqrt{\sqrt{b} - b}$, $\alpha_2 = \sqrt{b/\alpha_1^2}$.

Задаваясь $Q_1 \approx 3$, находим полосу пропускания при расстройке $x = \pm 1$: $2\Delta f_0 = \alpha_1 f_0 / Q_1$, добротность второго контура $Q_2 = \alpha_2 f_0 / (2\Delta f_0)$, где f_0 — центральная частота ТВ канала. Обычно $2\Delta f_0$ в УВЧ диапазоне оказывается порядка 100 МГц. Следовательно, в полосе ТВ канала ± 4 МГц отклонение АЧХ составляет сотые доли децибела. Так как тракт усиления содержит несколько ступеней, то суммарное отклонение АЧХ в канале можно ожидать менее 0,15 дБ. Выбор элементов контуров производим из условия согласования с нагрузкой $R_{\text{н}}$. Если задаться стандартным значением $R_{\text{н}} = 50$ или 75 Ом и принять $C_8 = C_9$, то $2C_8/C_{\text{вых}} \approx \sqrt{2R_3/R_{\text{н}}}$, $x_{L63} = x_{C_{\text{вых}}} + x_{2C_8} - x_{L_K}$; $x_{L83} = 2x_{2C_8}$. Для более точного расчета элементов схемы можно воспользоваться материалами гл. 3.

Особенности широкополосного транзисторного УМ, работающего на ламповый каскад. Транзисторный УМ, работающий на ламповый (например, оконечный) каскад канала изображения телевизионной радиостанции, должен, как и в случае, когда он является выходным, сохранять работоспособность при рассогласовании нагрузки, которое здесь даже более вероятно (при смене ламп, перестройках и т.п.).

на одно плечо двухтактной схемы. Далее оценивают полосу частот, в которой согласно теореме Бode транзистор может обеспечить усиление без существенных отклонений АЧХ: $\Delta f_{\Pi} = 1/4R_3C_3$, где C_3 — эквивалентная выходная емкость одного плеча транзистора.

Кроме того, его АЧХ должна слабо зависеть от этого рассогласования. Выполнение таких требований облегчается, если на выходе рассматриваемого каскада включен невзаимный элемент (ферритовый циркулятор) или он сам построен, как указывалось ранее, по квадратурной схеме. Мощность, отраженная от входа лампового каскада, выделяется при этом или в его балластной нагрузке, или, но лишь частично, в балласте моста квадратурного сложения. Остальная часть отраженной мощности поглощается в последнем случае в складываемых транзисторных усилителях, изменяя противофазно их режимы и входные сопротивления (из-за большой обратной связи через емкость коллекторного перехода C_K). Неидентичное изменение входных сопротивлений плеч квадратурной ступени приводит к рассогласованию на входе этого каскада и т.д. Из-за наличия указанной обратной реакции через квадратурную ступень с целью обеспечения стабильности АЧХ тракта УМ оказывается необходимым включать циркулятор также на входе этой ступени.

Максимальное значение амплитуды коллекторного тока транзисторов, работающих в схеме квадратурного сложения, так же, как и для отдельно работающего транзистора, определяют выражением

$$i_k = i_{k \text{ max}}(1 \pm |\Gamma_{\text{max}}|),$$

где $i_{k \text{ max}}$ — амплитуда импульса коллекторного тока при работе на согласованную нагрузку; $|\Gamma_{\text{max}}|$ — модуль максимального коэффициента отражения. Учитывая возможность рассогласования, для сохранения линейности УМ напряжение источника коллекторного напряжения необходимо выбирать не ниже

$$E_k = \frac{1}{S_{\text{гр}}} i_{k \text{ max}}(1 - |\Gamma_{\text{max}}|) + U_k(1 + |\Gamma_{\text{max}}|),$$

где U_k — амплитуда напряжения на коллекторе при согласованной нагрузке, т.е. дополнительно понижать коэффициент использования коллекторного напряжения.

Пример транзисторной ТВРС. Рассмотрим структуру телевизионного передатчика "Онега", выпускаемого АОТ МАРТ в Санкт-Петербурге для работы в одном из ТВ каналов IV-V диапазонов (21...60). ТВРС работает в режиме совместного усиления радиосигналов изображения и ЗС. Выходная мощность радиосигнала изображения на уровне синхроимпульса — 1 кВт, мощность радиосигнала ЗС — 100 Вт. Станция потребляет не более 4 кВт в режиме передачи "черного" поля. Качественные показатели станции обеспечиваются при ее работе на нагрузку сопротивлением 75 Ом при КСВН не более 1,5. На вход станции подаются сигнал изображения с пиковым уровнем 1 В на сопротивлении 75 Ом и сигнал ЗС уровнем 0,775 В на сопротивлении 600 Ом. ТВРС

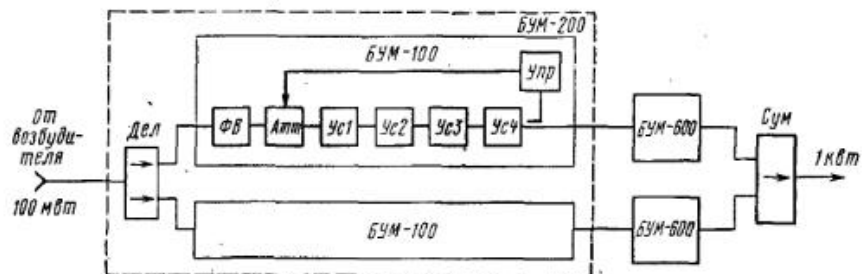


Рис. 7.20

включает возбудитель, УМ, коммутатор и сумматор, обеспечивающие резервирование станции и увеличение выходной мощности до 2 кВт.

Структура транзисторного УМ передатчика "Онега" приведена на рис. 7.20. УМ построен на двух линейках усиления, каждая из которых состоит из блоков усиления мощности БУМ-100 с выходной мощностью 100 Вт и БУМ-600 с выходной мощностью 600 Вт. На выходе УМ установлен сумматор Сум. БУМ-100 — четырехкаскадный усилитель мощности. На его входе стоит фазовращатель с дискретным изменением фазы от 0 до 100° с шагом 15...20°. За ним следует управляемый аттенуатор Атт, выполненный на основе 3-дБ квадратурного моста, в плечи которого включены диоды с переменным сопротивлением типа КД413А. Регулировка управляющего напряжения на диодах меняет ослабление проходящей на выход моста мощности в пределах -1...-10 дБ. УМ1 построен на гибридной микросборке МН18118 фирмы Motorola; его коэффициент усиления $K_p = 17$ дБ. Каждый из последующих Ус2-Ус4 содержит два транзистора, включенных по квадратурной схеме, что обеспечивает устойчивость усиления и развязку транзисторов. В Ус2 применены транзисторы КТ983Б, $K_p = 8...10$ дБ; в Ус3 — транзисторы КТ9194А, $K_p = 10...12$ дБ. Транзисторы работают в режиме А. В Ус4 применены транзисторы BLV861 фирмы Philips, работающие в классе АВ. Усиление каскада 10...12 дБ. На выходе БУМ-100 стоит рефлектометр, измеряющий выходную мощность. По уровню измеренной мощности блок управления Упр вырабатывает напряжение, управляющее аттенуатором так, чтобы выходная мощность на уровне синхроимпульса составляла 100 Вт.

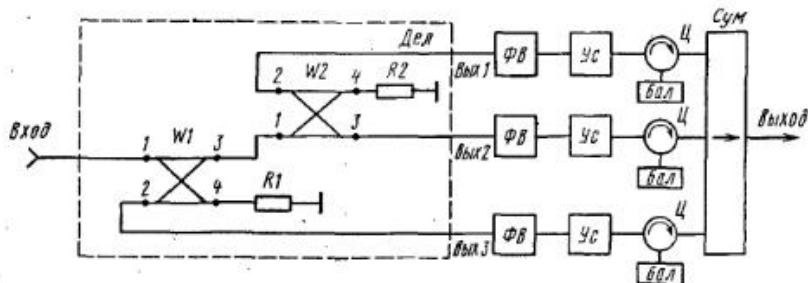


Рис. 7.21

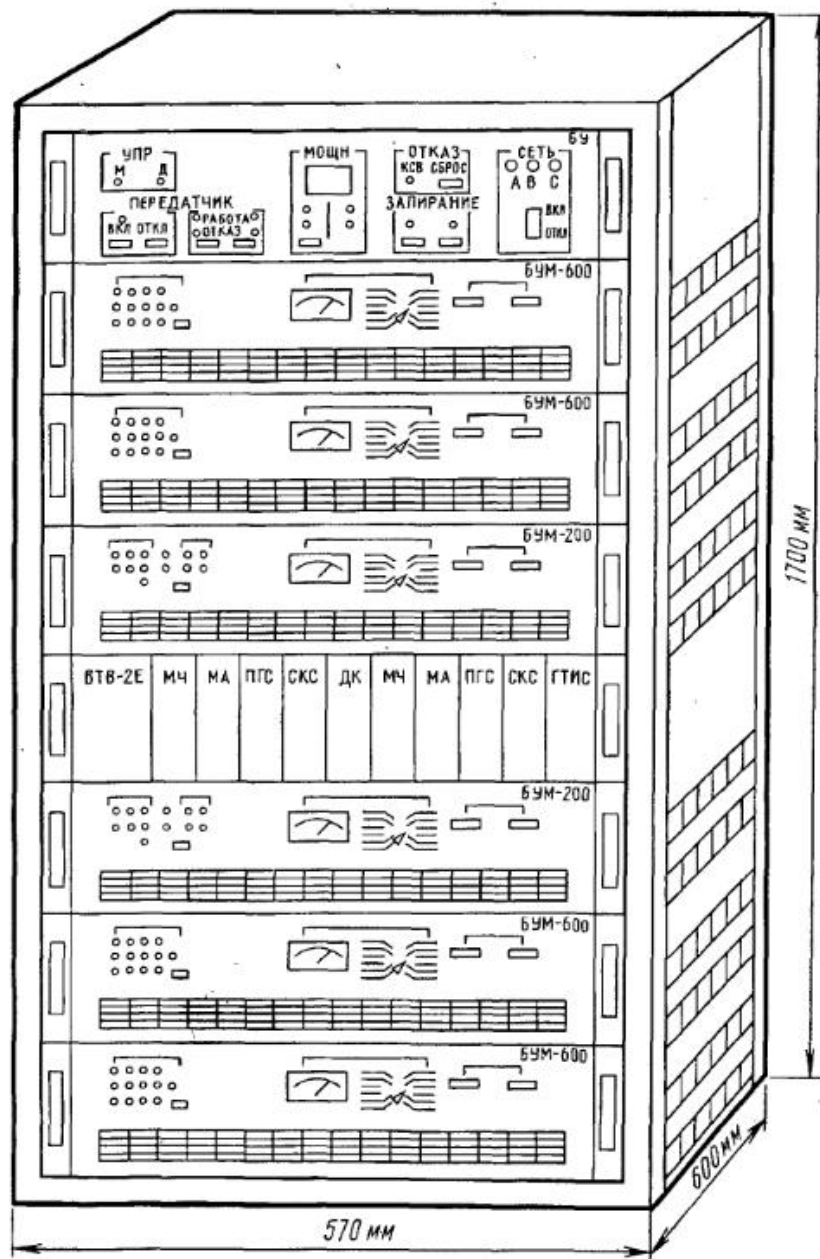


Рис. 7.22

Функциональная схема БУМ-600 представлена на рис. 7.21. Блок состоит из входного делителя мощности на 3 Дел, трех одинаковых усилителей U_c мощностью 180...210 Вт каждый и сумматора Сум. Сумматор построен по обычной синфазной схеме; мощность на его выходе составляет 550...600 Вт в пике синхроимпульса. Входной делитель на три обеспечивает синфазное возбуждение трех модулей U_c . Делитель выполнен на двух 3-дБ квадратурных конструктивно идентичных НО. Электрическая длина НО W_1 меньше 90° ($ml_{W_1} \approx 55^\circ$), что обеспечивает ослабление сигнала на его выходе 2 на 5,2 дБ (в 3 раза по отношению к входному). Электрическая длина НО W_2 равна 90° , так что мощности сигналов на его выходах 2 и 3 составляют половину мощности сигнала на входе 1 (ослабление 3 дБ). Таким образом, по отношению к выходу 3 сигнал на выходе 1 делителя запаздывает на ml_{W_1} , а на выходе 2 на $90^\circ + ml_{W_1}$. Для компенсации фазовых сдвигов на входах U_c поставлены фазовращатели, выполненные на ПЛ с переключаемыми перемычками, что позволяет вводить фазовые задержки на $90...220^\circ$ и обеспечивать вместе с тщательно подобранными длинами соединительных кабелей расхождение фаз сигналов усилителей не более чем на 5° . Усилители U_c построены по схеме рис. 7.18 на транзисторах $BIV862$ фирмы Philips. На выходе каждого U_c установлен циркулятор Ц для поглощения отраженных волн в балластных нагрузках Бал.

Внешний вид стойки ТВРС "Онега" показан на рис. 7.22. Стойка и входящие в нее блоки выполнены из унифицированных элементов конструктивного стандарта 19" ЕВРОБАЗА. Все блоки одинаковы по габаритам: $482,6 \times 177,0 \times 514,0$ мм. Масса стойки составляет 170 кг для передатчика с резервом и 110 кг для передатчика без резерва.

Верхний этаж стойки занимает блок управления; последовательно ниже — два БУМ-600, БУМ-200 и возбудитель. Возбудитель выполнен в виде набора выемных кассет: частотного модулятора МЧ, амплитудного модулятора МА, повышающего преобразователя ПГС и синтезатора СКС. В варианте исполнения станции с резервированием (замещением) на этой же полке помещают второй комплект перечисленных кассет, а ниже блока возбудителя устанавливают резервные блоки БУМ-200 и два блока БУМ-600. В этом случае в комплект станции входит антенный переключатель. Переход на резерв происходит автоматически по критерию снижения выходной мощности до 40 % от номинальной при наличии сигналов видео и ЗС на входе станции. Размещение в стойке двух идентичных УМ позволяет также с помощью дополнительного суммирующего устройства увеличить выходную мощность станции до 2 кВт.

7.7. Проектирование каскадов тракта ПЧ радиосигнала изображения

Проектирование модулирующего каскада и формирователя АЧХ. Структура тракта и назначение отдельных каскадов были рассмотрены в § 7.2 (см. рис. 7.2). В 80-е годы модулирующий каскад строили по диодной кольцевой балансной схеме [1.1, 2.1, рис. 7.19]. В

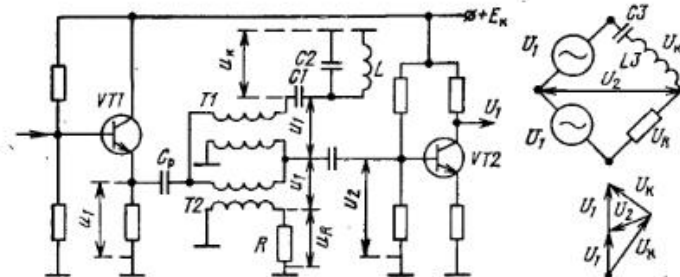


Рис. 7.23

настоящее время модуляцию выполняют на специализированной ИС балансного смесителя на частоте 38 МГц. Формирователь АЧХ (ФАЧХ) строят, как полосовой фильтр на ПАВ [7.8]. По своей природе фильтры на ПАВ являются цепями неминимально-фазового типа, что позволяет задавать отдельно требования к АЧХ и ФЧХ и при разработке ТВРС для конкретных каналов вводить требуемую предкоррекцию ФЧХ непосредственно в фильтр на ПАВ. Так как фильтры на ПАВ вносят большое затухание ($-26...-30$ дБ), то до и после ФАЧХ ставят дополнительные усилители для получения общего коэффициента усиления 40...60 дБ. Эти усилители выполняют на ИС, например S868T производства фирмы TEMIC Semiconductors. Кроме того, следует обеспечить постоянство температурного режима фильтра на ПАВ.

Проектирование активного фазового предкорректора. Как было сказано, при разработке ТВРС для определенного ТВ канала не возникает необходимости во введении предкоррекции ХГВЗ и нелинейностей в тракте ПЧ. В универсальных возбудителях эти предкорректоры необходимы. Предкоррекцию ХГВЗ наиболее удобно выполнять на основе активных фазовых корректоров на уровне мощности порядка десяти милливольт. Упрощенная принципиальная схема одного звена такого корректора и векторная диаграмма, поясняющая ее работу, приведены на рис. 7.23. Схема тождественна схеме мостового фазовращателя. В ней применены симметрирующие трансформаторы на линиях и "сложный" контур (LC1C2), эквивалентный последовательному (с параметрами L_2 и C_2 на средней частоте настройки контура f_{01}). Для улучшения балансировки схемы выходные зажимы трансформаторов T1 и T2 подключают в точках R и C1 к корпусу через подстроечные конденсаторы малой емкости, около 10 пФ (на рис. 7.23 не показаны). Требуемую ХГВЗ устройства формируют путем сложения задержек, вносимых несколькими последовательно соединенными звеньями, частоты настройки контуров которых смещены друг относительно друга.

Корректор рассчитывают в следующем порядке:

1. Определяют (рассчитывают или лучше измеряют) ХГВЗ передатчика.
2. По ХГВЗ передатчика находят требуемую ХГВЗ корректора и максимальный перепад ГВЗ в секундах (ΔT_{\max}) в данной полосе частот в герцах ($2\Delta f$) телевизионного канала на ПЧ.

3. Оценивают требуемое число корректирующих звеньев:

$$n \geq (1,05 \dots 1,1) 2 \Delta f \Delta \tau_{\max}$$

4. Рассчитывают частоты настройки контуров звеньев: $f_0 = f_H + [2\Delta f / (n + 1)]i$, где i — порядковый номер звена; f_H — нижняя граничная частота ПЧ канала.

5. Определяют параметр контуров звеньев $\tau_{\max} \approx 0,35 \sqrt{(d\tau/df)_{\max}}$. Здесь $(d\tau/df)_{\max}$ — максимальная крутизна склона требуемой ХГВЗ корректирующего устройства в целом вблизи границы канала (она определяется в основном ХГВЗ крайних по частоте звеньев).

6. Рассчитывают ХГВЗ всего устройства:

$$\tau_k = \sum_{i=1}^n \frac{\tau_{\max}}{1 + \pi^2(f - f_{0i})^2 \tau_{\max}^2}$$

Ее сравнивают с требуемой и при необходимости значения f_{0i} и $\tau_{\max i}$ уточняют. По уточненным значениям f_{0i} и $\tau_{\max i}$ рассчитывают основные элементы звена в предположении, что сопротивление нагрузки фазовращателя R_H задано (около 1 кОм; определяется входным сопротивлением выходного усилителя), емкости C_1 и C_2 примерно равны, добротность эквивалентного контура Q около 50:

$$L_{2i} = \tau_{\max i}^2 \frac{4\pi R_H f_{0i}}{Q}; \quad L_i = L_{2i} \left(\frac{C_{1i}}{C_{1i} + C_{2i}} \right)^2;$$

$$C_{1i} + C_{2i} = \frac{1}{(2\pi f_{0i})^2 L_i}; \quad R_i = \sqrt{2R_H \frac{2\pi f_{0i} L_{2i}}{Q} + \frac{2\pi f_{0i} L_{2i}}{Q}}$$

Заметим, что обычный последовательный контур применить не удастся вследствие нереализуемости его параметров; по этой же причине может потребоваться внести коррекцию в расчет, изменив соотношение емкостей, т.е. выбрать $C_1 < C_2$.

Применение активных фазовых звеньев позволяет при необходимости ввести предискажения АЧХ практически без нарушения формы ХГВЗ (изменением величины резистора R).

К расчету каскада предкоррекции нелинейности. Основная нелинейность возникает в УМ вблизи уровня гашения и особенно на участке передачи синхроимпульсов. Именно в этих областях и следует предусмотреть растяжку амплитудно-модулированных сигналов ПЧ. Ее можно осуществить на мощности порядка десятков милливольт в специальном каскаде (работающем в режиме класса А) с зависящей от уровня сигнала глубиной отрицательной обратной связи (рис. 7.24). Здесь при прохождении АМ колебания ПЧ, амплитуда которых больше половины запирающего напряжения E_0 , происходит поочередное отпирание диодов VD1 и VD2 и частичное шунтирование эмиттерного сопротивления R_3 с соответствующим увеличением коэффициента передачи каскада.

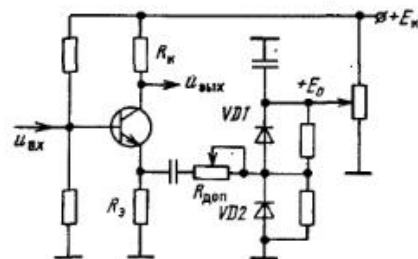


Рис. 7.24

Результирующее (эквивалентное) эмиттерное сопротивление, обеспечивающее необходимое форсирование коэффициента передачи, может быть найдено по формуле

$$R'_3 = R_3 \left[1 - \frac{(1-N)R_k}{2K_0 R_3 N \alpha_1} \right] / \left(1 + \frac{1-N}{2N \alpha_1} \right),$$

где R_3 — эмиттерное сопротивление, определяющее начальную (в линейном режиме) глубину обратной связи; R_k — коллекторное сопротивление; K_0 — коэффициент усиления каскада без учета действия обратной связи (т.е. при $R_3 = 0$); N — относительное значение крутизны амплитудной характеристики корректируемого тракта на нелинейном участке (по сравнению с линейным); α_1 — коэффициент первой гармоники косинусоидального импульса при $\theta = \arccos(1 - \Delta U / U_{вх})$, причем $U_{вх}$ — амплитуда входного сигнала; ΔU — доля амплитуды входного сигнала, приходящаяся на корректируемый участок амплитудной характеристики.

Как следует из рис. 7.24, $R_{доп} = R'_3 R_3 / (R_3 - R'_3) - r_{i3}$, где r_{i3} — сопротивление отпертого диода. Чтобы обеспечить необходимые пределы изменения коэффициента усиления корректирующего каскада, начальная глубина обратной связи в нем должна быть выбрана так, чтобы выполнялось условие $K_0(R_3/R_k) > (1-N)/(2N\alpha_1)$.

Для получения минимальных значений r_{i3} и обеспечения температурной стабильности работы корректирующего каскада напряжение, прикладываемое к диодам VD1 и VD2, должно быть достаточным для их надежного отпирания с использованием части линейного участка вольт-амперных характеристик. Применяя введенное ранее обозначение (ΔE_0) для протяженности (по оси напряжений) начального (нелинейного) участка этих характеристик и учитывая, что амплитуда напряжения $U_{вх}$ на входе корректора не меньше напряжения в его эмиттерной цепи, находим, что необходимо иметь $U_{вх} \gg \Delta E_0 / (1 - \cos \theta)$, где значение θ уже указывалось выше. Наличие у вольт-амперных характеристик диодов упомянутых нелинейностей делает изгибы амплитудной характеристики корректора более плавными.

Разработка предкорректора интермодуляционных искажений. Предкорректор интермодуляционных искажений (ПКМИ) на

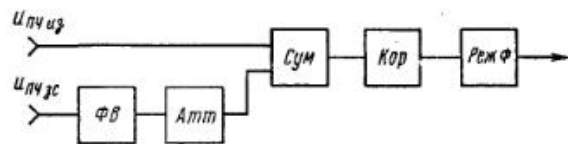


Рис. 7.25

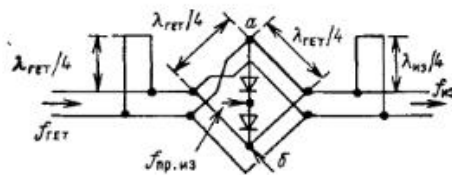


Рис. 7.26

рис. 7.2) предназначен для генерации в противофазе комбинационных частот, которые появляются из-за нелинейности УМ СУ. Структурная схема корректора приведена на рис. 7.25. Из тракта ПЧ ЗС через регулируемые фазовращатель ФВ и attenuator Атт снимают сигнал $u_{пчзс}$ и суммируют его с сигналом $u_{пчвз}$ в Сум. Этот суммарный сигнал пропускают через корректор нелинейности Кор, схема которого отличается от схемы рис. 7.24 добавлением диодной корректирующей цепочки параллельно входу транзистора, с тем чтобы обеспечить коррекцию не только верхнего, но и нижнего загиба амплитудной характеристики УМ. Так как интермодуляционные искажения в УМ обусловлены двумя причинами: нелинейностью амплитудной характеристики УМ и амплитудно-фазовой конверсией, то во вводимом в корректор сигнале $u_{пчзс}$ регулируют как амплитуду в Атт, так и фазу в ФВ, настраивая их по минимуму амплитуд комбинационных частот на выходе УМ. На выходе корректора установлен режекторный фильтр Реж Ф, подавляющий введенный сигнал $u_{пчзс}$.

Соображения к построению повышающего преобразователя. Уровень мощности, на котором в передатчике изображения производят смещение, т.е. повышающее преобразование с получением модулированного сигнала ОВЧ или УВЧ, зависит в настоящее время от диапазона передатчика. На метровых волнах в качестве смесителя чаще всего применяют кольцевую балансную схему на диодах или специализированную ИС. Мощность на выходе смесителя имеет порядок от сотен микроватт до единиц милливатт. При таком уровне мощности упрощается проблема обеспечения высокой линейности самого преобразования, но может получиться заметный уровень паразитной модуляции шумами.

На дециметровых волнах используют схемы преобразователей на варакторных диодах с режимом р-п-переходом; примером является балансная схема, представленная на рис. 7.26. Здесь под действием напряжения гетеродина происходит периодическое (с частотой $f_{гет}$) изменение емкости обратносмещенных варакторов, что приводит к появлению в составе тока, протекающего через варакторы при подаче напряжения ПЧ,

составляющей с частотой $f_{из} = f_{гет} - f_{пчиз}$; колебания этой частоты выделяются настроенным контуром в виде отрезка полосковой линии. Вследствие перекрещивания одной из линий моста и изоляции для частоты $f_{гет}$ точки "а" от корпуса (так как длины моста равны $0,25\lambda_{гет}$) сигналы гетеродина, поступающие на выход двумя путями, оказываются противофазными, что и обеспечивает их существенное подавление. Напряжение ПЧ на выходе также значительно ослаблено, так как электрические длины отрезков полосковых линий для ПЧ весьма малы и точки "а" и "б" на этой частоте практически соединены накоротко с корпусом. При применении имеющихся в распоряжении варакторов возможно и целесообразно перенести преобразование на уровень мощности в сотни милливатт; при этом сокращается число усилительных УВЧ каскадов. В настоящее время на УВЧ перспективными становятся и простые (небалансные) схемы смесителей на транзисторах. При составлении структурной схемы следует иметь в виду, что потери в смесителе по тракту радиосигнала составляют 12...15 дБ.

7.8. Передатчики цифрового наземного телевидения*

Основные сведения о стандартах цифрового наземного телевидения. Основополагающий принцип, которого придерживаются при переходе от аналогового к цифровому ТВ вещанию, состоит в том, что должна быть сохранена существующая система планирования ТВ каналов. Для России это означает, что радиосигналы цифрового наземного телевидения (ЦНТВ) должны укладываться в полосу, не превышающую 8 МГц (в других стандартах 7; 6 МГц). В настоящее время принят и введен в действие международный стандарт на кодирование с информационным сжатием видеосигналов, сигналов ЗС и сигналов дополнительной информации MPEG-2 [7.9]. В соответствии с этим стандартом для получения и качественного воспроизведения на экранах бытовых телевизоров сигнала ЦНТВ требуется передать цифровой поток со скоростью $B \approx 6$ Мбит/с. При передаче одной программы телевидения высокой четкости (ТВЧ) или нескольких программ стандартного качества скорость цифрового потока возрастает до 20 Мбит/с [7.10]. Поскольку для обеспечения требуемого качества передачи по радиоканалу исходный цифровой сигнал подвергают кодированию с избыточностью, скорость цифрового потока, передаваемого по радиоканалу, возрастает в полтора раза и более, т.е. превышает 8 Мбит/с. Поэтому для передачи используют многопозиционные методы модуляции.

Из-за многолучевого распространения радиоволн и замираний сигналов прямое применение 4-ОФМ, 16-КАМ, 64-КАМ и других многопозиционных методов модуляции малоэффективно. Международным

* § 7.8 написан совместно с Д.А. Ткаченко.

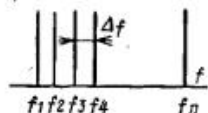


Рис. 7.27

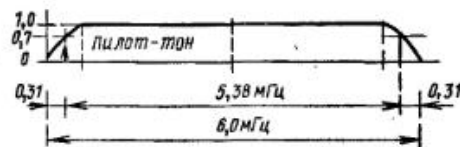


Рис. 7.28

союзом электросвязи МСЭ-R для ЦНТВ рекомендованы две системы передачи. В европейском стандарте, разработанном в рамках программы DVB-T (Digital Video — Broadcasting Terrestrial), используют модуляцию, получившую название COFDM [7.11]. Достаточно подробное описание COFDM дано в [7.12]. В основе COFDM (Coded Orthogonal Division Multiplexing) — ортогонального частотного мультиплексирования с помехоустойчивым кодированием — лежит идея распределения передаваемого цифрового потока в большое число параллельных субпоточков, каждый из которых модулирует отдельную несущую. Таких несущих в системе COFDM может быть 6817 с разнесом между ними $\Delta f = 1116$ Гц (режим 8к) или 1705 с разнесом $\Delta f = 4467$ Гц (режим 2к) (рис. 7.27). Это позволяет в тысячи раз снизить скорость передачи символов на каждой из несущих в сравнении со скоростью исходного цифрового потока и практически устранить влияние экзосигналов. Ширина спектра радиосигнала в обоих режимах передачи составляет 7,61 МГц; при передаче в ТВ канале с полосой 8 МГц между соседними каналами остается защитный интервал 0,39 МГц. В зависимости от скорости передачи информационного цифрового сигнала на каждой несущей осуществляют квадратурную модуляцию 4-ОФМ, 16-КАМ или 64-КАМ. Например, при скорости исходного цифрового ТВ сигнала $B = 6$ Мбит/с и скорости кодирования (избыточности) $2/3$ можно выбрать модуляцию 4-ОФМ, а при $B = 26$ Мбит/с необходимо применять 64-КАМ [7.12].

В североамериканской системе комитета ATSC для передачи сжатого цифрового сигнала по радиоканалу используют однополосную 8-уровневую (8-VSB) или 16-уровневую (16-VSB) модуляцию с частично подавленной несущей. Форма АЧХ тракта для передачи радиосигнала показана на рис. 7.28. Практически радиосигнал состоит из верхней боковой полосы и небольшого остатка несущей (пилот-тона). Ширина радиосигнала составляет 5,38 МГц, что позволяет размещать его в полосе 6 МГц.

Разработка структуры возбуждителя. Как и в ТВРС для аналогового телевидения, формирование цифрового радиосигнала ЦНТВ происходит в возбуждителях. Такие возбуждители выпускает ряд зарубежных фирм. В основе разработок лежит цифровая обработка информационного сигнала в высокопроизводительных сигнальных процессорах. Упрощенная структура возбуждителя французской фирмы ITIS для получения сигнала COFDM приведена на рис. 7.29 [7.13]. Входной адаптер позволяет при установленной предельной скорости передачи адаптировать к ней различные цифровые ТВ сигналы для получения наиболее



Рис. 7.29

высоких качественных показателей. Адаптер также обеспечивает дополнительную синхронизацию передаваемых сигналов при работе передатчика ЦНТВ в синхронной сети цифрового телевидения. В этом случае для синхронизации всех узлов возбуждителя вместо опорного генератора (ОГ) используют сигналы точного времени. В COFDM кодеке производят скремблирование, избыточное кодирование, перемежение данных в передаваемых информационных пакетах и распределение их на субпоточки. В квадратурном модуляторе формируют по два модулирующих сигнала в цифровом виде для модуляции 4-ОФМ, 16-КАМ или 64-КАМ на каждой из несущих частот. При этом может быть организован так называемый иерархический режим модуляции, когда исходный цифровой поток разбивают на два потока, каждый из которых кодируют по-разному в зависимости от значимости передаваемой информации. Соответственно по-разному формируют и модулирующие сигналы [7.12, 7.13].

Суммарные модулирующие сигналы: синфазный u_{M1} и квадратурный u_{M2} подают на цифровые предкорректоры. Их назначение такое же, как у предкорректоров интермодуляционных искажений в ТВРС с СУ (см. рис. 7.25), но выполняют их на процессорах в цифровом виде. Эти предкорректоры создают дополнительные составляющие сигнала, которые позволяют компенсировать комбинационные частоты на выходе УМ из-за его нелинейности. Предкорректоры адаптивны; их регулируют по минимуму уровней комбинационных частот на выходе ТВРС. Далее, после ЦАП и ФНЧ получают два аналоговых модулирующих сигнала, которыми осуществляют модуляцию в двух балансных модуляторах БМ на частоте рабочего канала станции, и синфазный и квадратурный радиосигналы складывают в сумматоре Сум. По сути эта схема аналогична схеме (рис. 9.17), рассматриваемой в гл. 9.

Возможен и более современный подход к формированию сигнала COFDM. После COFDM кодера выходной радиосигнал формируют цифровым методом в диапазоне 5...15 МГц, используя операцию обратного быстрого преобразования Фурье. Далее следуют цифровой предкорректор ЦАП, ФНЧ и полученный аналоговый сигнал сначала переносят на промежуточную частоту, а затем на рабочую частоту, как это было сделано в схеме возбуждителя на рис. 7.2.

Усилители мощности. К УМ ТВРС цифрового телевидения предъявляют очень жесткие требования к линейности усиления. Как

показали эксперименты, пик-фактор (отношение пиковой мощности к средней мощности) при передаче сигналов COFDM достигает 15 дБ.

Напомним, что в аналоговых ТВРС с СУ он приблизительно равен 6 дБ. Подвергнуть сигнал COFDM компрессии нельзя из-за резкого увеличения внутрисполосных помех. Поэтому для повышения эффективности УМ приходится работать с заходом на верхний загиб амплитудной характеристики, а в возбuditеле вводить предкоррекцию. Вторая проблема связана с подавлением интермодуляционных частот в соседних каналах, для чего на выходе станции устанавливают специальные фильтры. Как отмечено в [7.13], предкорректор в возбuditеле генерирует в противофазе и эти внеполосные комбинационные частоты. Поэтому если следующий за предкорректором тракт имеет полосу, в 3 раза превышающую полосу основного ТВ канала, то интермодуляционные помехи в соседних каналах будут существенно ослаблены.

Список литературы к гл. 7

- 7.1. ГОСТ 20532-83. Радиопередатчики телевизионные I-IV диапазонов. Основные параметры, технические требования и методы измерений. — М.: 1984.
- 7.2. ГОСТ Р50890-96. Передатчики телевизионные маломощные. Основные параметры. Технические требования. Методы измерений. — М.: 1996.
- 7.3. Радиовещание и электроакустика // С.И. Алябьев, А.В. Выходец, Р. Гермер и др. / Под ред. Ю.А. Ковалгина. — М.: Радио и связь, 1998. — 792 с.
- 7.4. Антипенко В.А., Воробьев О.В., Лебедев-Карманов А.И., Рыжков А.Е. Зарубежные радиопередающие устройства. — М.: Радио и связь, 1989. — 136 с.
- 7.5. Козловский М.М. Модернизация ТВ радиостанции "Ильмень" с помощью прибора ЮТ // Электросвязь. — 1992. — № 2. — С. 9-11.
- 7.6. Королев А., Лопин М., Мишкин Т., Победоносцев А. Многолучевой клистрод для телевидения // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. — 1998. — № 2. — С. 23-25.
- 7.7. Козловский М.М. Диакрод и его особенности // Электросвязь. — 1998. — № 12. — С. 30-31.
- 7.8. Функциональные устройства обработки сигналов (основы теории и алгоритмы) / С.А. Баруздин, Ю.В. Егоров, Б.А. Калиникос и др. — М.: Радио и связь, 1995. — 288 с.
- 7.9. Севальнев Л.А. Международный стандарт кодирования с информационным сжатием MPEG-2 // Журнал "625". — 1997. — № 1. — С. 58-62.
- 7.10. Кривошеев М.И., Красносельский И.Н. Тракт передачи радиосигналов в системах цифрового наземного ТВ вещания // Электросвязь. — 1998. — № 6. — С. 8-13.
- 7.11. EN 300 744 v1.1.2 (1997-08): Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television. European Standard.
- 7.12. Севальнев Л.А. Эфирное вещание цифровых ТВ-программ со сжатием данных // ТЕЛЕ-Спутник. — 1998. — № 10. — С. 56-64.
- 7.13. Pavy J.-L. Optimized Second Generation COFDM DVB-T Modulator. Internet: <http://www/ITIS.fr./dvb/frame-dv.htm>.

ГЛАВА 8

Передатчики радиовещательные диапазона ОВЧ и телевизионные канала звукового сопровождения

8.1. Основные параметры

Радиостанции вещания строят обычно многопрограммными, в них предусмотрена одновременная передача как монофонических, так и стереофонических программ. В техническом задании на проектирование указывают общее число программ, диапазон частот радиостанции, мощность передатчика одной программы. Основные параметры вещательных передатчиков диапазона 66...73 МГц по действующему в РФ стандарту [1.23]:

| | |
|--|-----------|
| Номинальная мощность передатчика | 4; 15 кВт |
| Номинальное значение девиации частоты излучения, соответствующее 100%-ной модуляции | ±50 кГц |
| Допустимое отклонение частоты излучения от номинального значения, не более | ±100 Гц |
| Номинальное значение ширины контрольной полосы частот | 149,5 кГц |
| Допустимое отклонение АЧХ в номинальном диапазоне модулирующих частот относительно характеристики RC-цепи с постоянной времени 50 мкс, не более | 1,0 дБ |
| Коэффициент гармоник при 100%-ной модуляции, не более | 1,0 % |
| Уровень паразитной амплитудной модуляции (ПАМ) несущей частоты передатчика по отношению к номинальному уровню немодулированной несущей, не более | 0,4 % |
| Средняя мощность побочного излучения, поступающего в фидер антенной системы, не более | 1,0 мВт |
| Сопrotивление выходной нагрузки (несимметричной) | 75 Ом |
| при коэффициенте стоячей волны напряжения (КСВН), не более .. | 1,11 |
| Защищенность от интегральной помехи, не менее | 60 дБ |

В настоящее время применяют станции и меньших мощностей, чем предусмотрено стандартом. Диапазон частот передатчиков звукового сопровождения телевизионных программ и номинальные значения мощностей приведены в гл. 7. Качественные показатели этих передатчиков в основном должны соответствовать перечисленным выше требованиям.

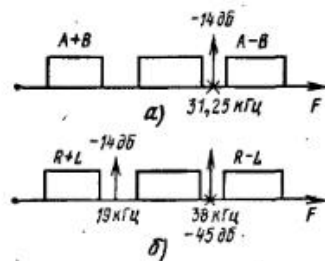


Рис. 8.1

При стереофоническом вещании на передатчик поступают сигналы двух телефонных сообщений, каждое из них имеет полосу частот 30...15000 Гц (под телефонией понимают различные звуковые сообщения, включая то, что принято называть радиовещанием [7.3, 8.1]). Указанные телефонные сигналы преобразуют в модулирующий сигнал с помощью специального устройства, называемого аппаратурой радиовещательной стереофонической (АРС). На выходе АРС получают комплексный стереофонический сигнал (КСС). Он занимает полосу частот 30 Гц...46,25 кГц. Суммарный сигнал двух каналов размещается в полосе 30...15000 Гц. Разностный модулирует по амплитуде надтональное несущее колебание частоты 31,25 кГц. Надтональную несущую ослабляют в КСС на -14 дБ по сравнению с ее максимальным уровнем (рис. 8.1, а). Данная аппаратура формирует КСС и служит для контроля качества стереофонического вещания. Рассмотрим упрощенную структурную схему блока формирования КСС, называемого также модулятором стереофонического сигнала (рис. 8.2). Основным элементом устройства является амплитудный модулятор. Он работает на надтональной частоте. Звуковые сигналы каналов А и В, проходя через электронные коммутаторы, поступают на модулятор с сумматора. С помощью коммутаторов положительная полуволна напряжения надтональной несущей модулируется сигналом одного канала, отрицательная — другого. В спектре колебаний на выходе модулятора образуются низкочастотный сигнал суммарного канала (А + В) и колебания двух боковых полос разностного (А - В) модулирующего колебания. Надтональная несущая практически полностью подавлена. Полученный спектр используют для создания в качестве промежуточного продукта полярно-модулированного колебания ПМК. Последнее применяют для визуального контроля качества работы модулятора. ПМК получают сложением во втором сумматоре немодулированной надтональной несущей с выходным колебанием модулятора. Во избежание искажений, обусловленных запаздыванием сигнала в тракте формирования, фазу несущей

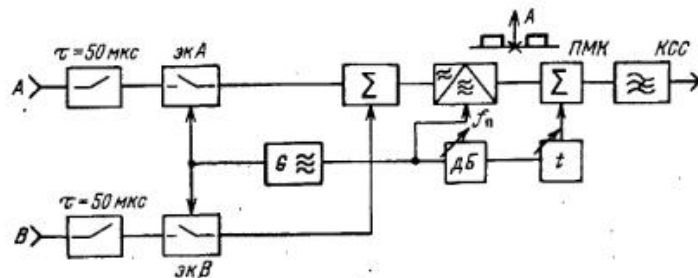


Рис. 8.2

на сумматоре регулируют. Восстановленный уровень несущей превышает принятый в КСС. Последний образуют из ПМК ослаблением несущей до установленного стандартом значения. Это делается с помощью полосовой фильтрующей цепи, на выходе которой и создают управляющее частотой передатчика колебание. Для повышения качества КСС структуру устройства формирования усложняют. Вводят отрицательные обратные связи и применяют цифровые устройства для управления колебаниями [8.1, с. 297-308].

Требования к передающему устройству при стереофонии следующие. Номинальная девиация частоты излучения $\Delta f_{ном}$ сохраняется той же, что и при передаче одной программы. Девиация частоты в режиме молчания, вызываемая немодулированной надтональной несущей, устанавливается равной ± 10 кГц. Оставшиеся ± 40 кГц используют для передачи двух сигналов, что заметно сокращает девиацию в каждом из каналов по сравнению с монофонической программой. С целью ослабления взаимных помех между передаваемыми одновременно двумя сигналами стандарт предусматривает ослабление (не менее чем на -46 дБ) уровня комбинационной помехи, которая возникает при интерференции гармоник звуковой частоты и надтональной несущей. Модуляторы реализуют это требование, но помеха может возникать при преобразовании частоты ЧМ колебаний. Ширина контрольной полосы частот при стереофонии возрастает до 179,4 кГц и остается малой относительно несущих частот.

При звуковом сопровождении ТВ программы, в том числе с использованием синхронного перевода на второй язык, действуют те же нормы, что и в радиовещании. Передающее оборудование радиовещательных и ТВ станций унифицировано и пригодно как для работы с одной программой, так и для стереофонического вещания.

Западноевропейский стандарт, "проникнувший" на территорию РФ, имеет следующие основные отличия: диапазон радиочастот 87,5...108 МГц, номинальная девиация частоты ± 75 кГц. В стереофоническом варианте разностные сигналы правого (R) и левого (L) каналов звука передают с ослабленной не менее чем на 45 дБ несущей. Ее частота равна 38 кГц. В спектр модулирующего колебания вводят пилот-сигнал частоты 19 кГц (рис. 8.1, б). В современном оборудовании устройства формирования модулирующего колебания при стереофонической передаче (стереокодеры) входят в состав возбuditеля.

8.2. Структурные схемы

Особенности построения многопрограммных радиостанций рассмотрим на примере четырехпрограммной (рис. 8.3). В ее состав входят четыре одинаковых по своей конструкции передатчика П1-П4. Нами принято, что два из них, в качестве примера первый и четвертый, используют для стереофонического вещания. На их входах включены устройства АРС. Нагрузкой всех четырех передатчиков является общий антенно-фидерный тракт (АФТ). Волновое сопротивление фидерной линии и КСВН на ней определены стандартом. Для ослабления

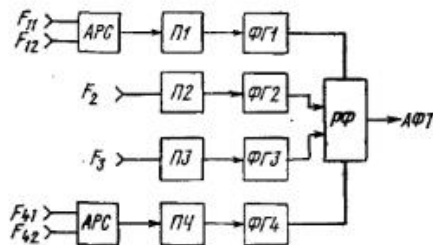


Рис. 8.3

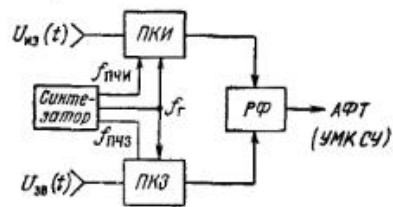


Рис. 8.4

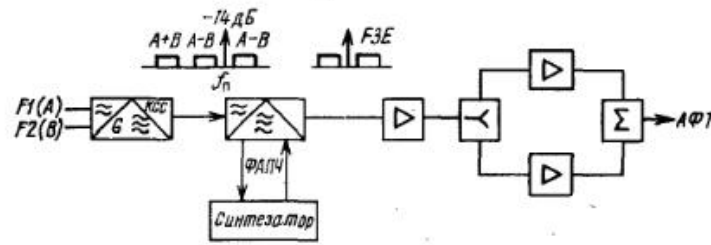


Рис. 8.5

взаимного влияния передатчиков они подключены к АФТ через общий разделительный фильтр (РФ). Фильтрацию высших гармонических до допустимого уровня осуществляют идентичными фильтрами гармоник ФГ1–ФГ4. Включение фильтров гармоник до разделительного увеличивает число элементов радиостанции по сравнению со схемой с единственным ФГ, общим для всей радиостанции. Схема рис. 8.3 предпочтительнее, в ней существенно ослаблен уровень интермодуляционных помех между программами.

В состав телевизионной радиостанции (рис. 8.4) входят передатчики канала изображения (ПКИ) и его звукового сопровождения (ПКЗ). Их общими элементами являются источник стабильных по частоте колебаний — синтезатор, разделительный фильтр и АФТ.

Особенности построения синтезаторов и разделительных фильтров, обеспечивающих работу передатчиков радиостанции на общий АФТ, рассмотрены в гл. 7. При совместном усилении сигналов изображения и звука разделительный фильтр переносят в начало общего усилительного тракта либо заменяют более простым устройством сложения.

По эксплуатационным характеристикам рассматриваемые передатчики являются стационарными. Их устанавливают в специально оборудованных помещениях и обслуживает квалифицированный персонал. Проверку параметров оборудования и его регулировку выполняют при регламентных и ремонтных работах. Действия обслуживающего персонала определены правилами технической эксплуатации.

Качество проектного решения радиопередатчика в значительной степени задает принятая структурная схема. Определяющими достоинства структуры параметрами служат надежность устройства (время наработки на отказ), промышленный КПД, габаритные размеры и масса. Структуру оптимизируют по названным параметрам в предположении, что требования к качеству передачи сигналов обязательно выполняются. Принятые в ныне действующих передатчиках структурные схемы по своим технико-экономическим возможностям соответствуют современным требованиям и могут быть взяты за основу при проектировании. Заслуживают обсуждения следующие решения: определение места и способа управления колебаниями (модуляции), обеспечение нормы на допустимую нестабильность несущей частоты, принципы построения высокоэффективного тракта усиления, способ ослабления высших гармонических колебаний на выходе радиостанции, выбор схемы резервирования.

Рассмотрим в качестве примера упрощенную структурную схему стереофонического радиовещательного передатчика (рис. 8.5). Тракт усиления модулированных по частоте (ЧМ) колебаний позволяет использовать в нем высокоэффективные режимы и не вносит заметных искажений в сигнал. Это делает целесообразным применение модуляции на низком или среднем уровне мощности. В радиовещательных передатчиках модуляцию осуществляют в возбудителе. Это позволяет получить высокое качество сигнала, вводя при необходимости в схему элементы, улучшающие параметры устройства. Усложнение схемы модулятора существенного влияния на энергетические параметры передатчика не оказывает. В действующих радиостанциях преимущественно применяют прямой метод ЧМ с использованием в качестве управляющего элемента варикапа. Модуляция на низком уровне мощности требует внимания к выполнению норм на защищенность от интегральной помехи. Эта проблема решается в рамках параметрической оптимизации частотно-модулированного автогенератора (ЧМАГ), рассматриваемой в § 8.3.

Специфическим требованием к частотному модулятору при передаче стереофонии является более чем трехкратное расширение полосы модулирующих частот. На практике с учетом возможного введения квадрофонического вещания обеспечивают не превышающее 1 дБ отклонение АЧХ от допустимой в полосе частот до 100 кГц. Модулятор унифицируют и делают пригодным для любого управляющего колебания. Передача стереофонических программ имеет еще одну особенность, которая нашла отражение в построении схем возбудителей. Исследования показали нежелательность формирования ЧМ сигнала на частотах, меньших частоты излучения. Умножение и преобразование частот ЧМ колебаний при модуляции двумя сигналами увеличивают уровень комбинационной помехи. В отечественной аппаратуре этого избегают. В ней модуляцию осуществляют непосредственно на частоте излучения. В современной зарубежной технике переходят от аналоговых модуляторов к цифровым (§ 8.4).

Стабильность несущей частоты в аналоговых устройствах обеспечивают применением в возбудителе системы автоподстройки средней частоты ЧМ сигнала, использованием высококачественного опорного генератора и современных методов синтеза частот. В схеме рис. 8.5 для простоты модулятор включает управляемый по частоте автогенератор с автоподстройкой. Частоту стабилизируют методом импульсно-фазовой

автоматической подстройки (ИФАПЧ), принятым в цифровых синтезаторах с делителями частоты в тракте сравнения опорного и подстраиваемого колебаний (см. гл. 4). Частоту перестраивают дискретно с шагом от 10 кГц и более, изменяя коэффициент деления. Возбудители развивают обычно напряжение 1 В (действ.) на сопротивлении 50 или 75 Ом.

Тракт усиления модулированных колебаний легко реализуют с такими частотными характеристиками в контрольной полосе частот, которые гарантируют практически неискаженное усиление ЧМ сигнала. Вопросы построения высокоэффективного тракта рассмотрены в § 8.5. Заданную надежность достигают резервированием оборудования, что особенно важно при его эксплуатации без постоянного присутствия обслуживающего персонала. Оконечные усилители на тетрадах работают с постоянным нагруженным резервом, их выполняют по схеме сложения мощностей (рис. 8.5). Достоинства данного решения обсуждены в § 7.3. В транзисторных оконечных усилителях, где применяют многомодульные схемы сложения мощностей, вводится резервирование замещением. Этот же способ характерен для маломощных трактов и возбудителя.

Сложение мощностей усилительных модулей выполняют с помощью мостов. Запаздывание сигналов в полуконкомплектах оконечного усилителя в рассматриваемой структуре, где модули содержат по одному усилительному каскаду, практически одинаково. Это позволяет обойтись без регуляторов фазы суммируемых колебаний на входах моста сложения. Распределение входной мощности на оконечные усилители осуществляют уравнивательным мостом. Тракт предварительного усиления выполняют широкополосным, неперестраиваемым, на транзисторах. Устройства сложения и деления мощностей транзисторных усилителей разнообразны [3.8].

Тракт усиления ПЗС строят в целом так же, как и в радиовещательных передатчиках. Модуляцию в ПЗС осуществляют на промежуточной частоте (рис. 8.6). Повышающий преобразователь частоты (ППЧ) переносит спектр модулированных колебаний в диапазон несущей.

Выходная мощность ППЧ составляет от долей до единиц ватта. Структурная схема типового возбудителя телевизионной радиостанции дециметрового диапазона "Ильмень-2" приведена на рис. 8.7. Частотно-модулированный автогенератор работает на ПЧ канала звукового сопровождения. При монофонической программе звуковой сигнал, прежде

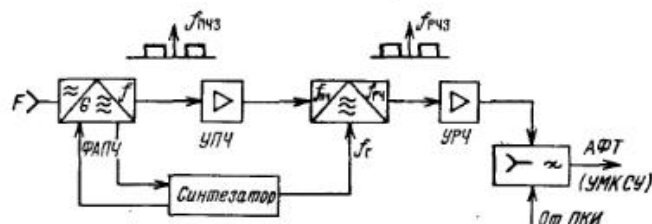


Рис. 8.6



Рис. 8.7

чем попасть на модулятор, пре-
дисккается. Корректирующая
цепь создает, как это предусмо-
трено стандартом, подъем верх-
них модулирующих частот цепью
с постоянной времени 50 мкс.
Стабилизацию средней частоты
производят методом ИФАПЧ с
использованием делителей частоты.
Частота сравнения на де-
текторе выбрана равной 125 Гц.
Ей кратна частота 1 МГц опорно-
го колебания. Частоту сравнения
получают из нее делением.

Преобразование непрерывного колебания в импульсное выполняет-
ся в тракте формирования частоты сравнения.

Возбудители радиовещательных передатчиков немецкой фирмы Telefunken построены несколько иначе (рис. 8.8). Стереокодер входит здесь в его состав. В стереокодере из стабильных по частоте колебаний источника (19 кГц) 2 формируют поднесущее колебание (38 кГц) 1, поступающее на его балансный модулятор 3. Пилот-сигнал вводят в модулирующее колебание посредством сумматора 4. Частотную модуляцию осуществляют методом прямой ЧМ с помощью варикапа 6. Этот модулятор работает на частоте вдвое меньшей, чем частота излучения на выходе умножителя на 2 (7). Частотно-модулированный автогенератор охвачен кольцом автоподстройки центральной частоты 8, 9. Паразитные продукты умножения частоты устраняют перестраиваемым фильтром 10.

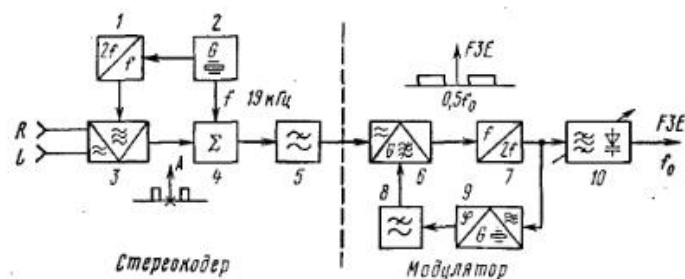


Рис. 8.8

Расчет структурной схемы. Он имеет целью конкретизировать параметры ее элементов. В радиопередающей технике оптимизация оконечного и предоконечного усилителей в значительной степени определяет энергетические и массогабаритные параметры, а также надежность устройства в целом. Начинают с разработки оконечного усилителя. Для него в техническом задании указана мощность, которая должна развиваться на фидере антенны. Передатчики мощности от киловатта и выше строят на тетрадах, меньшей мощности — на транзисторах. Выбор способа резервирования и числа приборов в оконечном каскаде дает основание для определения колебательной мощности, которую должен развивать оконечный усилитель. В схемах на вакуумных приборах с нагруженным резервированием необходимы элементы, удовлетворяющие неравенству $P_{\sim \text{ном}} > P_{\sim} = 0,5k_{\text{зап}}P_{\sim \text{п}}$, где $P_{\sim \text{ном}}$ — номинальная мощность лампы; P_{\sim} — расчетная и $P_{\sim \text{п}}$ — заданная мощности передатчика. Коэффициент $k_{\text{зап}}$ учитывает потери в контуре усилителя, который оценивают контурным КПД ($\eta_k \approx 0,95$); потери в фидерных линиях до разделительного фильтра ($\eta_f \approx 0,95$); потери в мосту сложения ($\eta_{\text{м.с}} \approx 0,97$), в фильтрах гармоник ($\eta_{\text{ф.г}} \approx 0,97$) и разделительном ($\eta_{\text{ф.р}} \approx 0,9$). Он равен $k_{\text{зап}} = 1/(\eta_k \eta_f \eta_{\text{м.с}} \eta_{\text{ф.г}} \eta_{\text{ф.р}})$.

Ламповые усилители строят на тетрадах серии ГУ. Лампы данной серии имеют коаксиальную конструкцию выводов электродов и приспособлены для соединения с колебательной системой в виде объемного резонатора. Это определяет выбор однотактной схемы и при использовании более чем одного прибора необходимость сложения мощностей с помощью мостовых схем. При выборе прибора следует обеспечить хорошее использование его номинальной мощности. Если это не удастся, то рекомендуют снизить напряжение питания анода до $E_a = E_{a \text{ ном}} P_{\sim} / P_{\sim \text{ном}}$.

Схему включения выбирают с общим катодом (ОК) или общей сеткой (ОС); для тетродов — с двумя заземленными по радиочастоте сетками. Выбор схемы диктуют два момента — стремление получить высокий коэффициент усиления мощности и необходимость обеспечить устойчивую работу каскада, включая реализацию необходимых качественных показателей. Для повышения промышленного КПД передатчика и упрощения тракта предварительного усиления стремятся повысить коэффициент усиления оконечного каскада примерно до 16 дБ, что можно получить в схеме с ОК только при нейтрализации паразитных связей между входом и нагрузкой усилителя. Это не вызывает трудностей при работе в сравнительно небольшом диапазоне частот на фиксированных волнах.

Достоинство схемы ОС — надежная, устойчивая работа и улучшение качественных показателей в связи с существованием в ней отрицательной обратной связи по радиочастоте. Современные тетроды и в этой схеме дают достаточно большое усиление: до 13 дБ и более. В процессе разработки структурной схемы коэффициент усиления определяют ориентировочно, по данным табл. 1.11. По выбранному коэффициенту усиления находят мощность предшествующего каскада, что позволяет продолжить проектирование усилительного тракта.

В передатчиках и предварительных усилителях мощности в единицы киловатт число транзисторов может составлять несколько десятков и более. Мощность отдельного прибора выбирают из условия $P_{\sim \text{ном}} > (1,3 \dots 1,5)P_{\sim \text{п}}/N_T$, где N_T — число транзисторов.

Желательно принять $N_T = 2n$ (n — число натурального ряда), тогда мощности складывают попарно. Предпочтение отдают схемам квадратурного сложения. В них легче обеспечить устойчивость многомодульных структур благодаря рассеянию мощности, отраженной от нагрузки в балластном резисторе. Рассчитывая коэффициент $k_{\text{зап}}$, следует учесть число суммирований мощностей от активных элементов до фидера, соединяющего усилители с их нагрузкой. Выбор схемы включения транзистора задает его конструктивное выполнение, о чем сообщают в паспорте прибора. Коэффициент усиления определяют по рекомендациям, данным в § 1.3.

8.3. Аналоговые частотные модуляторы

Общие сведения. Рассмотрим устройства формирования ЧМ сигналов прямым методом. В модуляторах этого типа используют линейную зависимость частоты колебаний f_r автогенератора от резонансной f_k контура. Последнюю меняют с помощью специальных твердотельных приборов — варикапов. Находят применение и схемы с управляющими транзисторами. Считается допустимым исследовать процесс модуляции как медленный, пренебрегая нестационарными явлениями, которые возникают при установлении частоты. В рамках этого допущения частота $f_r = f_k [1 - \varphi_s / (2Q_H)]$, где $\varphi_s / 2Q_H \ll 1$.

Малое слагаемое характеризует нестабильность частоты, вызываемую вариациями фазы φ_s средней крутизны генераторного прибора и добротности Q_H нагруженного контура автогенератора. Величину нелинейных искажений, присущих модулятору, определяет форма статической модуляционной характеристики (СМХ). Указанные положения являются исходными для разработки методов расчета ЧМАГ.

Модулятор на варикапе. Варикапы под действием приложенного напряжения изменяют свою емкость согласно выражению

$$C_B = C_{BТ} / (1 + x)^n, \quad (8.1)$$

где $C_{BТ}$ — емкость варикапа при постоянном напряжении $E_{BТ}$ на нем, $x = e_B(t) / E_{BТ}$ — нормированное мгновенное напряжение на варикапе. Показатель $n = 0,5$ для "резких" переходов и от 1,0...2,0 и выше для "сверхрезких". Основные параметры варикапов: максимальная емкость $C_{B \text{ max}}$ для напряжения E_B , выбранного при определении его параметров; K_d — коэффициент перекрытия, равный отношению $C_{B \text{ max}} / C_{B \text{ min}}$; добротность Q_B и частота f_B при измерении добротности; максимальное обратное напряжение $e_{\text{обр max}}$. Параметры некоторых варикапов, выпускаемых в России, приведены в табл. 8.1. Дополнительные сведения можно получить в справочниках.

Таблица 8.1

| Тип диода | $C_{в\max}$, пФ | $E_{в}$, В | K_d | $Q_{в}$ | $\epsilon_{обр\max}$, В |
|-----------|------------------|-------------|-----------|---------|--------------------------|
| KB102Б | 19...23 | 4 | 2,5 | 40 | 45 |
| KB103Б | 28...48 | 4 | - | 40 | 80 |
| KB104 | 128...192 | 4 | 3,5 | 100 | 80 |
| KB112А | 12...18 | 3 | 1,8 | 200 | 25 |
| KB113А | 54...81 | 3 | 4,4 | 300 | 150 |
| KB117А | 26...39 | 3 | 5...7 | 180 | 25 |
| KB121А | 40 | 2,5 | 7,6 | 100 | 20 |
| KB106А | 20...50 | 4 | - | 40 | 120 |
| KB109В | 8...16 | 4 | 4...6 | 160 | 25 |
| KB110Б | 14...21 | 4 | 2,5 | 300 | 45 |
| KB129А | 20 | 2 | 10 | 50 | 25 |
| KB130А | 17 | 3 | >4 | 300 | 28 |
| 2В124 | 24...29 | 3 | 4,7...6,7 | 200 | 28 |
| 2В125 | 8...12 | 3 | >4 | 150 | 14 |

Приборы со "сверхрезким" переходом имеют $K_d \geq 5 \dots 7$.

Варикапы служат элементами колебательной системы автогенератора. Они вносят свой вклад в температурную нестабильность частоты автогенератора и паразитную АМ. Эти свойства варикапов характеризуют ТКЕ и добротность $Q_{в} = 1/(2\pi f_{в} C_{вТ} r_{в})$. ТКЕ положителен и составляет $10^{-4} \dots 10^{-6} K^{-1}$; добротность зависит от напряжения на нем и уменьшается с ростом частоты. На рабочей частоте f_{MT} (в телефонной точке) добротность $Q_{вТ} = Q_{в} f_{в} / f_{MT}$. В табл. 8.1 указаны добротности, измеренные на частоте $f_{в} = 50$ МГц.

Схемные решения ЧМАГ на варикапах разнообразны. Рассмотрим наиболее употребляемую схему (рис. 8.9, а). Автогенератор в ней выполнен как емкостная трехточка. База транзистора по высокой частоте соединена с корпусом. Положительная обратная связь создана емкостным делителем напряжения С4С5. Напряжение обратной связи поступает на резистор R4, включенный в эмиттерной цепи транзи-

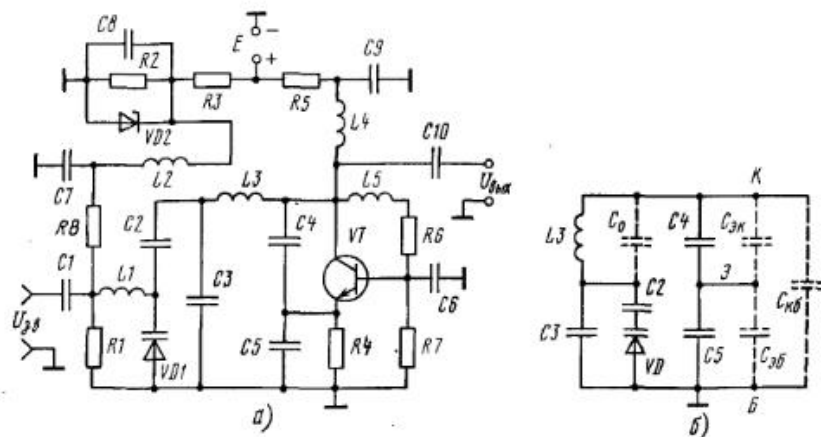


Рис. 8.9

стора. Резонансная частота контура АГ определяется в основном элементами L3 и С3. Управляющий частотой колебательной системы АГ варикап подключен параллельно емкости контура с помощью емкости связи $C_{св}$ (на схеме конденсатора С2). В режиме молчания емкость контура $C_{кт} = C_0 + C_{дел} C_{к1} / (C_{дел} + C_{к1})$. Конденсатор C_0 (рис. 8.9, б) учитывает паразитную емкость катушки L3. Его значение можно оценить величиной $2 \dots 5$ пФ. Емкость $C_{дел}$ делителя обратной связи АГ образована конденсаторами С4 и С5 и межэлектродными емкостями транзистора. Отношение сопротивлений делителя $x_{дел}$ и характеристического Z_c контура определяет коэффициент связи p_k активного элемента (транзистора) с его нагрузкой. Для ослабления влияния нестабильности режима АГ на генерируемую частоту рекомендуют выбирать p_k небольшим, порядка $0,1 \dots 0,2$. Емкость $C_{к1}(x) = C_{к0} + C_M(x)$, где $C_{к0}$ на схеме соответствует С3.

Модулирующую емкость образует последовательное соединение емкостей связи $C_{св}$ и варикапа $C_{в}(x)$:

$$C_M(x) = C_{св} C_{вТ} / [C_{вТ} + C_{св}(1+x)^n]. \quad (8.2)$$

Исследуя СМХ частотного модулятора (зависимость его частоты от модулирующего сигнала), процесс модуляции полагают, как указано выше, квазистационарным. Представим гармоническое модулирующее колебание $u_F(t) = U_F \cos \Omega t$ в безразмерной форме $x_F = X_F \cos \Omega t$, где нормированная амплитуда $X_F = U_F / E_{вТ}$, а $E_{вТ}$ — напряжение на варикапе в режиме молчания. Обозначим частоту модулятора в этом режиме ($x_F = 0$) как f_{MT} . Ее относительные приращения (СМХ) связаны с изменением емкости контура

$$\Delta f'(x) = \frac{\Delta f(x)}{f_{MT}} \approx -\frac{1}{2} \frac{\Delta C_{к}}{C_{кТ}} + \frac{3}{8} \left(\frac{\Delta C_{к}}{C_{кТ}} \right)^2 + \dots = S'_M x. \quad (8.3)$$

В рассматриваемой здесь схеме модулятора, имея в виду малые значения номинальных относительных отклонений частоты $\Delta f'_{ном} \leq 10^{-2}$ и жесткую норму на защищенность от интегральной помехи, отдают предпочтение варикапу с "резким" переходом, когда $n = 1/2$. Тогда модулирующая емкость контура (8.2) изменяется нелинейно:

$$C_M(x) = C_{св} C_{вТ} / (C_{вТ} + C_{св} \sqrt{1+x}). \quad (8.4)$$

Ее управляющие свойства определим разложением функции (8.4) в ряд:

$$C_M(x) = C_M(0) + \frac{dC_M}{dx} \Big|_{x=0} x + \frac{1}{2} \frac{d^2 C_M}{dx^2} \Big|_{x=0} x^2 + \dots \quad (8.5)$$

Частичную сумму ряда ограничим первыми тремя слагаемыми. Это позволит в первом приближении найти все интересные параметры модулятора.

Емкость $C_{к1}$ в режиме молчания

$$C_{к1} = C_{к0} + p_{в} C_{вт}, \quad (8.6)$$

где $p_{в} = C_{св}/(C_{св} + C_{вт})$ — коэффициент включения варикапа. Относительные приращения частоты

$$\Delta f'(x) = \Delta f(x)/f_{мт} \approx S_1' x + S_2' x^2. \quad (8.7)$$

Нормированная крутизна СМХ по первой гармонике

$$S_1' = p_y/4, \quad (8.8)$$

где p_y — коэффициент управления частотой АГ, равный $p_{в}^2 C_{вт}/C_{кт}$. Номинальная нормированная девиация частоты

$$\Delta f'_{ном} = S_1' X_{ном}, \quad (8.9)$$

где $X_{ном}$ — относительная номинальная квазипиковая амплитуда модулирующего сигнала. Крутизна СМХ по второй гармонике

$$S_2 \approx 3S_1/8. \quad (8.10)$$

Коэффициент гармоник по уровню второй гармонической модулирующего колебания

$$K_{2\Omega} = S_2 x/2S_1 \approx 3x/16. \quad (8.11)$$

При номинальной девиации частоты имеем

$$K_{2\Omega \max} \approx 3X_{ном}/16. \quad (8.12)$$

Откуда следует, что для получения малого уровня нелинейных искажений надо минимизировать $X_{ном}$.

Другим следствием нелинейности процесса управления частотой АГ изменением емкости КС является нелинейный сдвиг центральной частоты. Между девиацией частоты $\Delta f'_{ном}$ и этим продуктом нелинейности существует связь:

$$\Delta f_{OFном} = K_{2\Omega}(\Delta f'_{ном})f_{мт}. \quad (8.13)$$

При современных нормах часто оказывается, что требования к нелинейному сдвигу частоты $\Delta f'_{OF}$ более жесткие, чем к коэффициенту гармоник. Выполнение норм требует соответствующей линеаризации СМХ, поскольку спектр этого колебания частично лежит в полосе звуковых частот и не устраняется схемой ФАПЧ.

Соотношения (8.2)–(8.13) являются математической моделью ЧМАГ на варикапе. В ней учтена нелинейность функций (8.2) и (8.3). Система содержит два независимых уравнения и четыре управляемые переменные: $\Delta f_{ном}$, p_y , $K_{г}$ и $X_{ном}$. Получение требуемой девиации $\Delta f_{ном}$ обязательно. Из трех оставшихся задается $K_{г}$ ($K_{2\Omega}$) либо $X_{ном}$, две находим, решая указанную выше систему уравнений. Расчеты и практика показывают, что выполнение нормы на нелинейность СМХ требует высокой крутизны S_1' , что ведет к существенным трудностям в обеспечении необходимой защищенности от интегральной помехи. Последняя включает и составляющие, обусловленные нестабильностью напряжений питания. Оценка других компонентов помехи затруднена. В дальнейшем оценим защищенность от помехи приближенно — по уровню фона. Известно, что собственные шумы транзисторного АГ значительно ниже создаваемых варикапом. Это обеспечивают хорошим использованием прибора по току и слабой связью с нагрузкой, принимая $Q_{н} > 50$. Помеха определена в основном изменениями напряжения источника смещения $E_{вт}$ и связанных с ними вариаций положения рабочей точки на вольт-фарадной характеристике варикапа. Электронная стабилизация этого напряжения обязательна, тогда относительные изменения напряжения $\Delta E'_{вт} = \Delta E_{вт}/E_{вт}$ составляют $(0,1 \dots 1,0) \cdot 10^{-3}$. Квазипиковая амплитуда модулирующего сигнала $U_{Fном}$ должна превышать $\Delta E_{вт}(10^{0,05A_{ин}})$. Для достижения нормы на защищенность $A_{ин}$ от помехи следует выполнить условие

$$X_{ном} \geq (\Delta E_{вт}/E_{вт})(10^{0,05A_{ин}}). \quad (8.14)$$

В модуляторе наряду с паразитной угловой возникает АМ. Ее причиной служит нестабильность нагрузочного сопротивления активного элемента, порождаемая воздействием на контур АГ изменений входного сопротивления усилительного каскада и зависимостью добротности варикапа от напряжения запирающего. Ориентировочно уровень ПАМ оценивают соотношением

$$M_{AM} \approx 4\Delta f_{ном} Q_{н}/Q_{вт}, \quad (8.15)$$

где $Q_{н}$ — добротность нагруженного контура автогенератора.

Выделим еще один фактор, ухудшающий параметры модулятора, — нелинейный сдвиг центральной частоты Δf_{of} , обусловленный протеканием по варикапу токов радиочастоты. Эффективным средством его уменьшения является встречное по высокой частоте и параллельное по модулирующей включение варикапов. Имеет значение и температурно-режимная нестабильность частоты, вызываемая, кроме прочего, воздействием изменяющихся параметров варикапа. В схемах с автоматической подстройкой эти сдвиги средней частоты легко компенсируют, и при проектировании их не учитывают.

Проектирование модулятора. Целью проектирования является выбор типа варикапа и определение элементов колебательного контура автогенератора, обеспечивающих заданные номинальную девиацию

частоты и линейность СМХ при выполнении нормы на уровень интегральной помехи. По выбранному режиму варикапа — приложенным к нему напряжениям постоянному $E_{вт}$, модулирующему U_f и радиочастотному U_f — находят допустимые контурный ток и напряжения на элементах контура. Это позволяет сформулировать исходные данные к выбору режима автогенератора.

Исходные данные. Спроектируем модулятор (рис. 8.9), работающий в режиме молчания (телефонном) на частоте $f_{мт} = 50$ МГц. Номинальную девиацию частоты примем стандартной: $\Delta f_{ном} = 50$ кГц. Руководствуясь сказанным выше, выберем допустимое отклонение напряжения смещения на варикапе $(\Delta E_{вт}/E_{вт})_{доп} = 1 \cdot 10^{-4}$. Меньшие значения реализовать трудно. Уже в этом случае требуется электронная стабилизация напряжения $E_{вт}$.

Нормированные параметры модулятора. К ним причислены относительная номинальная девиация частоты $\Delta f'_{ном}$, коэффициент гармоник $K_{2\Omega}$, нормированная квазицикловая амплитуда модулирующего сигнала $X_{ном}$ и коэффициент управления частотой p_y .

$$\text{Девиация } \Delta f'_{ном} = \Delta f_{ном}/f_{мт} = 50 \cdot 10^{-3}/50 \cdot 10^6 = 10^{-3}.$$

$$\text{Амплитуда } X_{ном} = (\Delta E_{вт}/E_{вт}) \cdot 10^{0,05A_{кл}} = 10^{-4} \cdot 10^{0,05 \cdot 60} = 0,1.$$

$$\text{Коэффициент управления частотой АГ } p_y = 4\Delta f'/X_{ном} = 4 \times 10^{-3}/0,1 = 0,04.$$

$$\text{Коэффициент гармоник } K_{2\Omega} \approx 3X_{ном}/16 = 3 \cdot 0,1/16 = 0,019 \text{ (около 2 \%)}.$$

Это вдвое превышает допустимое значение уровня гармоник модулирующей частоты. Меры, обеспечивающие снижение искажений, рассмотрены ниже.

Выбор варикапа и его режима. Рассмотрим модулятор, показанный на рис. 8.9. Зададимся значением характеристического сопротивления $Z_C = 50 \dots 100$ Ом. Это обеспечит слабое влияние изменений режима АГ на его частоту. Последнее обусловлено действием межэлектродных емкостей транзистора, которые являюся частью контурных. Пусть $Z_C = 100$ Ом. Тогда емкость контура в режиме молчания $C_{кт} = 1/2\pi f_{мт} Z_C = 1/(6,28 \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 100) = 32$ пФ.

Определим тип варикапа, имея в виду следующее. Диоды с высоким обратным напряжением $e_{обр\max}$ позволяют построить более мощные АГ. Добротность Q_v решающего значения не имеет. Высокий уровень паразитной АМ, обусловленный низкой добротностью варикапа, можно ослабить введением в структуру ограничителя амплитуды. Ориентировочно максимальную емкость варикапа выбирают с помощью неравенства $C_{в\max} \approx (4 \dots 20)p_y C_{кт}$. Нам нужен варикап с максимальной емкостью $C_{в\max} \approx (4 \dots 20) \cdot 0,04 \cdot 32$ пФ $\approx 5 \dots 25$ пФ. Воспользуемся табл. 8.1 и выберем варикап КВ110Б. Его максимальная емкость составляет 14...21 пФ. Диод имеет достаточно большое обратное напряжение ($e_{обр\max} = 45$ В) и высокую добротность ($Q_v = 300$). Если в результате расчета нас не удовлетворит допустимая мощность модулятора, то для ее увеличения можно применить варикап КВ106А.

Примем минимальное значение запирающего напряжения на варикапе $e_{в\min} = E_v = 4$ В. Найдем наибольшее запирающее напряжение, используя максимальное значение параметра K_d , тогда $e_{в\max} = (K_d^2 - 1)E_v = (2,5^2 - 1) \cdot 4 = 21$ В < напряжения $e_{обр\max} = 45$ В. Электрическая прочность по напряжению обеспечена.

Напряжение на варикапе в режиме молчания $E_{вт} = (e_{в\max} + e_{в\min})/2 = (21 + 4)/2 = 12,5$ В. На практике используют меньшие напряжения, принимая $E_{вт} \leq 2E_v$. Мы же оценим предельные параметры модулятора.

$$\text{Емкость } C_{вт} = C_{в\max}/\sqrt{E_{вт}/E_v} = 17/\sqrt{12,5/4,0} \approx 9,5 \text{ пФ.}$$

$$\text{Допустимая нестабильность напряжения } \Delta E_{вт\ доп} = (\Delta E_{вт}/E_{вт})_{доп} \times E_{вт} = 1 \cdot 10^{-4} \cdot 12,5 = 1,25 \text{ мВ.}$$

$$\text{Квазицикловая амплитуда модулирующего напряжения } U'_{\Omega\max} = X_{ном} E_{вт} = 0,1 \cdot 12,5 = 1,25 \text{ В.}$$

$$\text{Допустимая амплитуда радиочастотного напряжения } U_{f\ доп} \leq E_{вт} - E_{вт} - U'_{\Omega\max} = 12,5 - 4 - 1,5 \approx 7 \text{ В.}$$

Расчет элементов контура. Емкость контура в режиме молчания найдена выше: $C_{кт} = 32$ пФ. Примем коэффициент включения контура $p_k = 0,2$. Тогда емкость делителя (последовательного соединения С4 и С5) $C_{дел} = C_{кт}/p_k = 32/0,2 = 160$ пФ.

$$\text{Емкость включенных параллельно конденсатора С3 и варикапа в режиме молчания } C_{вт}: C_{к0} = (C_{кт} - C_0)/[1 - (C_{кт} - C_0)/C_{дел}] = (32 - 2)/[1 - (32 - 2)/160] = 37 \text{ пФ.}$$

Включение управляющей емкости последовательно с $C_{дел}$ ослабляет ее влияние на частоту автогенератора. Расчетное значение девиации частоты $\Delta f'_{расч} = \Delta f'_{ном}/(1 - p_k)$. Вычисляем девиацию $\Delta f'_{расч} = 10^{-3}/(1 - p_k) = 10^{-3}/(1 - 0,2) = 1,25 \cdot 10^{-3}$. Расчетная крутизна $\Delta S'_{расч} = \Delta f'_{расч}/X_{ном} = (1,25 \cdot 10^{-3})/0,1 = 1,25 \cdot 10^{-2}$.

$$\text{Расчетный коэффициент } p_{y\ расч} = p_y/(1 - p_k) = 0,04/(1 - 0,2) = 0,05.$$

$$\text{Коэффициент включения варикапа } p_v = \sqrt{p_{y\ расч} C_{кт}/C_{вт}} = \sqrt{0,05 \cdot 32/9,5} \approx 0,41.$$

$$\text{Емкость связи варикапа с контуром (С2): } C_{св} = C_2 = p_v C_{вт}/(1 - p_v) = 0,41 \cdot 9,5/(1 - 0,41) = 6,6 \text{ пФ.}$$

Это приемлемая величина, но при желании можно увеличить C_2 , включив параллельно варикапу конденсатор емкостью $C_{доп}$. В этом случае величина коэффициента включения варикапа остается прежней, но значение емкости определяют по формуле $p_v = C_{св}/(C_{св} + C_{вт} + C_{доп})$.

Задавись новым значением $C_{св}$, большим, чем рассчитанное выше, найдем величину $C_{доп}$.

$$\text{Емкость контурного конденсатора } C_3 = C_{к0} - C_{св} C_{вт}/(C_{св} - C_{вт}) = 37 - 6,6 \cdot 9,5/(6,6 + 9,5) = 33 \text{ пФ.}$$

$$\text{Контурная индуктивность } L_1 = Z_C/2\pi f_{мт} = 100/(6,28 \cdot 50 \cdot 10^6) \approx 0,31 \text{ мкГн.}$$

Режим элементов контура АГ. Напряжение на конденсаторе связи $U_{C2\ доп} \leq U_{f\ доп} C_{вт}/C_{св} = 7 \cdot 9,5/6,6 = 8,8$ В.

Напряжение на контурном конденсаторе (СЗ) $U_{CЗдоп} = U_{fв доп} + U_{C2доп} = 7 + 8,8 = 15,8$ В.

Напряжение на контурной индуктивности $U_{Lдоп} = U_{CЗдоп}/(1 - p_k) = 15,8/(1 - 0,2) = 20$ В.

Напряжение на емкостном делителе ($U_{кэ}$): $U_{кэсх} = p_k U_{Lдоп} = 0,2 \cdot 20 = 4,0$ В $< U_{кэ доп}$.

Контурный ток $I_{кск} = U_{Lдоп}/Z_C = 20/100 = 0,20$ А.

Исходные данные к расчету режима АГ. Примем добротность нагруженного контура автогенератора $Q_H = 50$. Это обеспечит слабое влияние изменений нагрузки АГ на его режим. Эквивалентное сопротивление $R_э$ контура АГ равно $R_э = Z_C Q_H = 100 \cdot 50 = 5$ кОм. Сопротивление нагрузки в цепи коллектор — эмиттер $R_{эк} = p_k^2 R_э$. Откуда следует $R_{эк} = (0,2)^2 \cdot 5 \cdot 10^3 = 200$ Ом.

Максимально допустимая мощность АГ составляет $P_{\sim АГ} \leq U_{кэсх}^2 / 2R_{эк} = 4 \cdot 4 / (2 \cdot 200) = 40$ мВт.

Найденные выше значения $P_{\sim АГ}$, $R_э$ и выбранный угол отсечки θ коллекторного тока АГ в стационарном режиме являются исходными данными к его расчету. Прибор выбирают по допустимой постоянной составляющей коллекторного тока $2P_{\sim АГ} / U_{кэсх} g_1(\theta) \leq I_{к0доп} \leq 4P_{\sim АГ} / U_{кэсх} g_1(\theta)$. В нашем примере при угле $\theta = 70^\circ$, когда $\gamma(\theta) = 1,73$, ток $I_{к0доп} \leq 20$ мА. Прибор должен удовлетворять условию $U_{кэ доп} \geq U_{кэсх}$. Допустимо принять $E_k = U_{кэсх}$ и рассчитать АГ по заданному напряжению E_k , мощности $P_{\sim АГ}$ и углу отсечки θ .

Сопутствующая АМ составит $M_{АМ} = 4\Delta f'_{расч} Q_H / Q_{вт} = 4 \cdot 0,014 \times 50 / 300 = 0,009$ (около 1%). Это больше допуска. Необходимо включить в структуру модулятора ограничитель амплитуды. Расчет модулятора закончен.

Средства улучшения параметров модуляторов. Простейшее проектное решение модулятора — ЧМАГ. На рис. 8.10 он показан во взаимодействии с внешними по отношению к нему устройствами — усилителями модулирующих (1) и модулированных (3) колебаний. Данное решение редко удовлетворяет всем требованиям технического задания. Тогда в состав модулятора (МЧ) вводят функциональные элементы, улучшающие его параметры. Вопросы стабилизации средней частоты, в частности, обсуждались выше.

Методы линеаризации модуляционных характеристик разнообразны. Они включают применение предкорректора в тракте модулирующей частоты (рис. 8.11, а), корректора в радиочастотном тракте (рис. 8.11, б). Амплитудная характеристика предкорректора подбирается такой, чтобы

по возможности скомпенсировать нелинейность статической модуляционной характеристики ЧМАГ. На радиочастоте должным образом корректируют фазовую характеристику тракта усиления ЧМ сигнала или усложняют колебательную систему автогенератора.

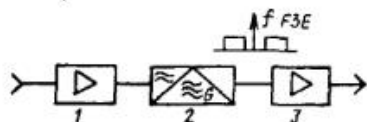


Рис. 8.10

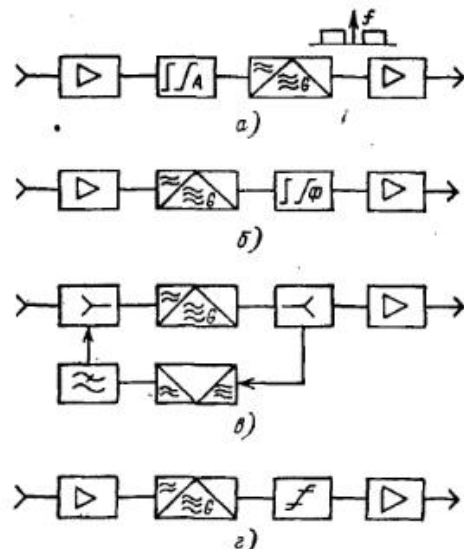


Рис. 8.11

Радикальным средством снижения величины нелинейных искажений с невысоким их начальным уровнем является введение отрицательной обратной связи по огибающей. Структурная схема модулятора с цепью обратной связи дана на рис. 8.11, в. Уровень паразитной АМ эффективно снижают ограничителем амплитуды (рис. 8.11, г). Приведенные выше сведения необходимы для оптимизации структуры модулятора. Усложнение структуры оправдано лишь в том случае, когда параметрическая оптимизация ЧМАГ не дает желаемого результата.

8.4. Цифровые частотные модуляторы

Цифровыми здесь названы модуляторы, в которых методами цифровой обработки сигналов создают аналоговое ЧМ колебание, управляемое аналоговым же модулирующим сигналом. Такие модуляторы имеют существенно лучшие параметры по сравнению с ЧМАГ на варикапах.

Для цифровых модуляторов характерны:

- малый уровень нелинейных искажений;
- высокая стабильность средней частоты модулированного колебания и ее независимость от уровня модулирующего сигнала;
- высокая временная стабильность параметров модулятора.

Уровень искажений ЧМ сигнала определяет выбор тактовой частоты и числа уровней квантования. Современная микросхемотехника позволяет принять эти параметры такими, что нормы на качественные показатели ЧМ сигнала обеспечиваются с хорошим запасом.

Стабильность средней частоты определяет источник опорных колебаний. Его нестабильность легко сделать на два порядка ниже допустимой по стандарту. Временная стабильность параметров цифровых

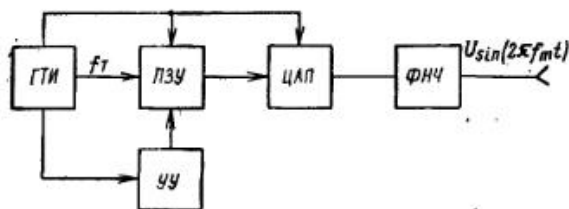


Рис. 8.12

устройств задается требованиями к их источникам питания. Последние работают с небольшими напряжениями и мощностями, что облегчает их стабилизацию. Ограниченность быстродействия цифровых ИС приводит пока к снижению средней частоты формируемого ЧМ колебания до частот, не превышающих 10 МГц. Перенос сигнала на частоту излучения осуществляют традиционно — с помощью повышающих преобразователей частоты. Последнее ужесточает требования к уровням шумов в канале и внеполосных колебаний.

Цифровой формирователь ЧМ сигнала строят на основе синтезатора гармонических колебаний с накоплением фазы [1.45, гл. 6]. Рассмотрим кратко работу такого устройства и его структуру (рис. 8.12). Гармоническое колебание получают на выходе ФНЧ, который выделяет его из ступенчатой функции. Последняя поступает на вход фильтра с выхода цифроаналогового преобразователя (ЦАП). Уровни ступенчатой функции заданы мгновенными значениями синтезируемого гармонического колебания в моменты выборки отсчетов. Для этого в каждый момент выборки (на каждом такте) управляющее устройство устанавливает адрес выборки на постоянном запоминающем устройстве (ПЗУ), где записаны все отсчеты в виде двоичных чисел. По этому адресу происходит считывание отсчета из ПЗУ и передача его на вход ЦАП. В состав синтезатора входит также генератор тактовых импульсов (ГТИ), синхронизирующий работу всех цифровых элементов схемы.

Шаг дискретизации гармонического колебания задан выбранным числом отсчетов на один его период. В примере (рис. 8.13) на период

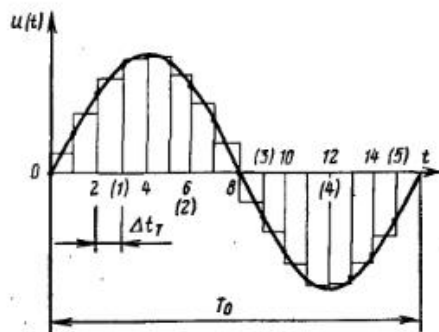


Рис. 8.13

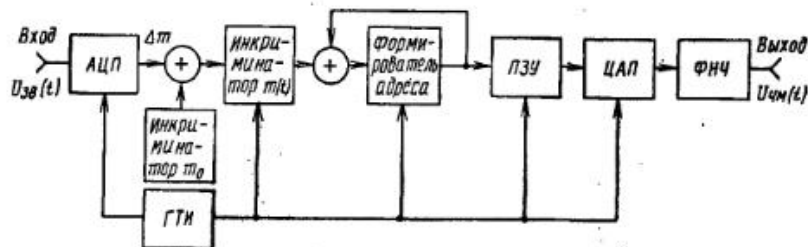


Рис. 8.14

приходится 16 отсчетов. Считают, что для восстановления гармонического колебания с точностью до амплитуды необходимо сохранить на периоде не меньше четырех отсчетов. Отношение периода T_0 к тактовому интервалу между двумя соседними выборками $\Delta t_T = 1/f_T$, где f_T — тактовая частота, определяет требуемое число отсчетов N_0 синусоиды на периоде T_0 . Таким образом, $T_0 = N_0(\Delta t_T)$, а $f_0 = f_T/N_0$. На выбранном интервале T_0 и соответствующем ему числе отсчетов N_0 можно в нашем примере при $N_0 = 16$ сформировать три колебания более высоких, чем f_0 , частот. Периоды этих колебаний $T_m = T_0/m$, где $m = 1 \dots 3$ — числа натурального ряда, а частоты $f_m = mf_0 = mf_T/N_0$. Минимальная частота синтезатора f_{\min} задает шаг сетки $f_c = f_{\min} = f_T/N_0$. Максимальное значение m_{\max} удовлетворяет условию $m_{\max} \leq \text{Ent}(N_0/4)$, где Ent означает целую часть числа, так что оптимальная частота синтезатора $f_{\max} \leq f_T/4$. В общем случае $f_m = mf_c$, где $1 \leq m \leq m_{\max}$.

Обратимся к структуре модулятора (рис. 8.14). Теперь мгновенное значение выходной частоты синтезатора определяет уровень модулирующего сигнала на входе АЦП, а время его генерации — тактовый интервал $\Delta t_{зв}$. Последний отделяет два соседних отсчета звукового сигнала. В рассматриваемой структуре адрес выборки с ПЗУ генерируют с помощью двух инкриминаторов (приписывателей). Один дает постоянную составляющую адреса (m_0). Она соответствует генерации средней частоты f_{mT} в режиме молчания. Другой указывает переменную часть (Δm) адреса. Эта часть задана числами, поступающими с выхода АЦП. Формирователь адреса с помощью инкриминаторов создает число, указывающее порядковый номер (адрес) выборки из массива чисел в памяти ПЗУ. Адрес следующей выборки определяют по правилу:

$$n_{i+1} = n_i + m, \text{ если } n_{i+1} < N_0, n_{i+1} = n_i + m - N_0, \text{ если } n_{i+1} > N_0.$$

На рис. 8.13 в скобках указаны шесть первых ординат частоты $3f_c$. В адресном регистре формирователя на интервале $\Delta f_{зв}$ при фиксированном значении инкриминатора генерируют последовательность адресов, передаваемых в ПЗУ по одному на каждом такте частоты f_T . На схеме это отражено цепью обратной связи с выхода формирователя адреса на его вход. Значения инкриминаторов задают отсчеты звукового колебания. В остальном модулятор работает так же, как синтезатор с накоплением фазы.

Для АЦП число отсчетов на период наибольшего по частоте колебания в спектре модулирующего сигнала выбирают в соответствии с

теоремой Котельникова и запасом в несколько раз. Считают достаточным выполнением неравенства $f_{ТЗВ}/F_B \geq (8 \dots 10)$, где $f_{ТЗВ} = 1/\Delta f_{ЗВ}$ — тактовая частота АЦП; F_B — верхняя модулирующая частота. Для стереофонии $f_{ТЗВ} \geq 400 \dots 500$ кГц. Квантование сигнала по времени и уровням при восстановлении его аналоговой формы порождает специфический (квантования) шум. Минимальное число уровней дискретизации, необходимое для достижения требуемого ослабления шумов квантования, задает число разрядов $p_{ЗВ}$ двоичного числа, соответствующего передаче квазимаксимального уровня сигнала. Отношение (сигнал-шум)

$$(с-ш)_{\min} = 20 \lg 2^{p_{ЗВ}} = 6p_{ЗВ} \text{ (дБ)}.$$

По отечественному стандарту защищенность от интегральной помехи $A_{\text{зпт}} \geq 60$ дБ. Это обеспечивается представлением звукового сигнала числами с $p_{ЗВ} \geq 10$.

Модуляция линейна, когда число частот синтезатора равно или больше числа уровней квантования модулирующего сигнала в АЦП, т.е. $p_c \leq p_{ЗВ}$, где p_c — разряд двоичного числа, определяющего число элементов сетки частот. Необходим синтезатор с большим числом колебаний в его сетке и малым шагом частоты $f_c \leq \Delta f_{\text{НОМ}}/2^{p_c-1}$. Для удовлетворения требований отечественного стандарта f_c должно быть меньше 100 Гц при размахе девиации 100 кГц. Проблема состоит еще и в том, что сетку частот с малым шагом генерируют при малой относительной девиации частоты. Максимальное относительное отклонение частоты от средней $\Delta f_{\text{НОМ}}/f_{\text{МТ}}$ является величиной порядка 10^{-2} . Число отсчетов N_0 синусоиды пропорционально отношению $f_{\text{МТ}}/f_c = (\Delta f_{\text{НОМ}}/f_c)(f_{\text{МТ}}/\Delta f_{\text{НОМ}})$. Примем частоту модулятора в режиме молчания $f_{\text{МТ}} \approx f_{\text{max}} \leq f_T/4$, тогда порядок двоичного числа, соответствующего необходимому числу ординат N_0 , равен

$$p_{N_0} \geq 2 + \log_2 \left(\frac{\Delta f_{\text{НОМ}}}{f_c} \frac{f_{\text{МТ}}}{\Delta f_{\text{НОМ}}} \right) = \log_2 \frac{\Delta f_{\text{НОМ}}}{f_c} + \log_2 \frac{f_T}{\Delta f_{\text{НОМ}}} = p_{ЗВ} + p_{\text{МТ}} - 1.$$

Выше выбрана частота дискретизации звукового колебания, где отношение $\Delta f_{\text{НОМ}}/f_c$ найдено из условия минимизации шумов квантования. Оно дало порядок числа $p_{ЗВ}$. Оценим последнее слагаемое в выражении для p_{N_0} . Заметим, что повышение тактовой частоты увеличивает разрядность числа N_0 . Возьмем частоту f_T небольшой, порядка 20 МГц, стандартную девиацию $\Delta f_{\text{НОМ}} = 50$ кГц. При этом порядок искомого числа $p_{\text{МТ}} = \log_2(f_T/\Delta f_{\text{НОМ}}) > 9$. В сумме имеем $p_{N_0} \geq 18$. Это означает, что объем ПЗУ должен составлять 2 МГбайта и более. Величина $m_0 = f_{\text{МТ}}/f_c$, а $\Delta m = \Delta f_{\text{НОМ}}/f_c$. Следовательно, при малой относительной девиации требуется строить синтезатор с весьма мелкой сеткой.

Обратим внимание на еще один важный для понимания принципа действия рассматриваемого устройства момент. Генерация сетки частот затруднена в данном случае еще и тем, что малы изменения уровней отсчетов на соседних периодах радиочастоты ($m \gg 1$). Малые фазовые сдвиги генерируемого колебания относительно решетки импульсов тактовой частоты f_T становятся заметными лишь на продолжительном

базовом интервале $T_0 = 1/f_c$. Именно они содержат сведения о частоте генерируемых колебаний. Невелико и число периодов выходного сигнала на тактовом интервале $\Delta f_{ЗВ}$, а следовательно, и число отсчетов, на котором его формируют. Оно равно отношению $n_T = f_T/\Delta f_{ЗВ}$. На этом интервале колебание должно быть близким к установившемуся. Это предъявляет особые требования к работе ЦАП, заставляя выбирать шаг сетки частот на его входе значительно меньшим, чем того требует равенство уровней квантования модулирующего сигнала и модулированного ЧМ колебания. Размер ПЗУ для хранения выборок задает число выборок N_0 и разрядность числовых отсчетов, которые их определяют. Так как разрядность быстродействующих ЦАП обычно не превышает 11...12, то именно ЦАП ограничивает разрядность выборок и в конечном счете определяет шумовые характеристики формируемого ЧМ сигнала. ЦАП также вносит дополнительные шумы из-за возникающих в нем выбросов выходного сигнала (глитчей). Выбросы обусловлены непостоянством времени переключения отдельных разрядов и различной длительностью переходных процессов при включении и выключении разрядов. Поэтому при построении цифровых частотных модуляторов для используемых ЦАП выполняют экспериментально-теоретические исследования спектральной плотности выходного шума и по его минимальному уровню тщательно подбирают f_T и N_0 .

Проектируя цифровой модулятор, необходимо выбрать элементную базу, которая обеспечит его реализацию. Требования быстродействия и разрядности к основным элементам структуры: АЦП, ПЗУ и ЦАП обсуждены выше. Речь идет о значениях частот дискретизации $f_{ТЗВ}$ и f_T и двоичных числах, с которыми должны работать названные элементы, а также об объеме ПЗУ.

Одним из ведущих в мире производителей цифровых модуляторов является фирма Harris (США). Она выпускает в настоящее время возбудители DIGITTM и DIGITCD*. В них тактовая частота синтезатора выбрана около 20 МГц, а для уменьшения уровня шумов квантования применена элементная база, работающая с числами от 16 до 32 разрядов. Шаг сетки частот на входе ЦАП доведен до $f_c \approx 0,05$ Гц, что позволяет обеспечить нормы на уровне побочных составляющих и шумов на выходе модулятора.

8.5. Усилители ЧМ колебаний

Исходными данными для проектирования усилителя являются мощность P_{\sim} , развиваемая в нагрузочной цепи, схема включения прибора, напряжение питания. Они определены при разработке структурной схемы.

Тетродные усилители. Режим их выбирают слабоперенапряженным, близким к граничному ($\xi = (1,01 \dots 1,02)\xi_{\text{гп}}$). Угол отсечки принимают оптимальным по энергетическим показателям. Рекомендуют применять $\theta = 70 \dots 80^\circ$, в том числе и для схемы ОС.

* Сведения о возбудителях содержатся в проспектах фирмы Harris.

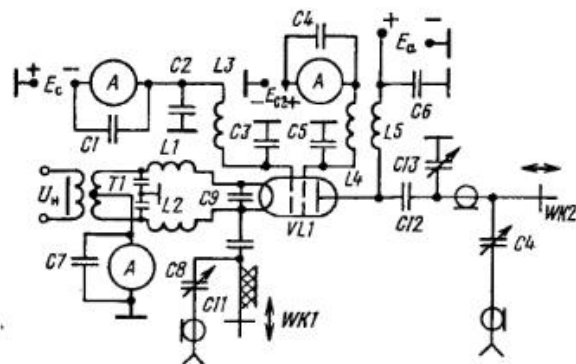


Рис. 8.15

Мощность, рассеиваемая экранирующей сеткой генераторного тетрода, ограничена. Для уменьшения погрешности ее расчета необходимо учесть зависимость крутизны $S_{гр}$ от анодного тока. С этой целью советуют определить по анодным (выходным) характеристикам напряжение $e_{a,гр}$ или принять его равным E_{c2} . Значение тока $i_{a,гр}$ находят ориентировочно, приняв $\xi = 0,80$, а угол отсечки $\theta = 75^\circ$. Тогда $i_{a,гр} = 5P_{\sim}/E_a$, а $S_{гр} = i_{a,гр}/e_{a,гр} \approx i_{a,гр}/E_{c2}$.

Дальнейший расчет можно выполнить, руководствуясь [1.1]. По его окончании уточняют коэффициент усиления мощности $K_{ур} = P_{\sim}/P_{вх}$, где $P_{вх} = 0,5U_c I_{c1}$ для схемы ОК и $P_{вх} = 0,5U_c I_{k1}$ для схемы ОС. В усилителях, построенных по схеме ОК, не рекомендуют выбирать $K_{ур} > 16$ дБ (40 раз). При необходимости усиление снижают, включая во входной цепи лампы балластный резистор $R_6 = U_c^2/2P_{\sim б}$, где $P_{\sim б}$ — мощность, рассеиваемая балластом: $P_{\sim б} = P_{\sim возб} - P_{\sim вх}$.

Остановимся на построении принципиальной схемы (рис. 8.15). Показан резонансный усилитель на лампе с катодом прямого накала. Его анодный контур образован выходной емкостью лампы и отрезком коаксиальной линии. Плавная настройка контура осуществляется подстроечным конденсатором переменной емкости, грубая — перемещением короткозамыкающего поршня. Связь с нагрузкой регулируется емкостная. Входной контур создают входная емкость лампы и индуктивность однопроводной полосковой линии, замкнутой на конце. Контур настраивают изменением длины линии, связь с источником возбуждения емкостная регулируемая. Нейтрализации обратной связи через проходную емкость и индуктивность общего электрода схема не требует.

Вариант построения схемы оконечного усилителя с ОК дан на рис. 8.16. Прямое прохождение колебаний со входа в нагрузку нейтрализуют с помощью емкостного моста. Для создания противофазных напряжений используют двухтактный выход широкополосного трансформатора T1. Конденсатор C3 служит для устранения асимметрии, вызываемой подключением входа лампы к одной из обмоток T1. Резистор R1 — балластный. Мост образуют два соединенных последовательно конденсатора C1, C2, проходная емкость $C_{прох}$ и нейтральный конденсатор C4.

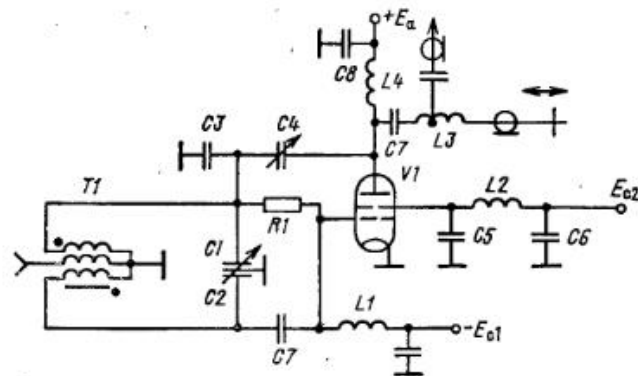


Рис. 8.16

Нагрузка (ВКС) включена в диагональ моста. Нейтрализация в одноконтном усилителе устраняет прямое прохождение и влияние обратной реакции на предоконечный каскад. Воздействие обратной реакции на вход оконечного каскада сохраняется, но это не столь опасно.

Транзисторные усилители. На частотах 100 МГц и более усилители выполняют одноконтными или двухтактными на балансных транзисторах. Режим работы принимают граничным или слабоперенапряженным. Угол отсечки тока в каскадах большой мощности выбирают близким к 90° или меньше. Усилители малой мощности, чей КПД не оказывает влияния на энергетические параметры передатчика, работают в классе А. Схемные решения обычны. Два примера даны на рис. 8.17. В первом случае (рис. 8.17,а) применен транзистор с высоким усилением. Цепь отрицательной обратной связи C4R1L4 снижает усиление до допустимого уровня и расширяет полосу частот с равномерной АЧХ. Напряжение смещения на базе — нулевое. Транзистор работает с углом отсечки коллекторного тока меньшим, чем 90° . Вторая схема работает на более высоких частотах, где усиление в схеме с ОЭ невелико. В передатчиках радиовещательных и I-II ТВ диапазонов индуктивности и емкости являются сосредоточенными элементами: катушками и конденсаторами. По мере увеличения частоты переходят к плоским спиральям, выполняемым проводящим покрытием на подложке, а затем к использованию отрезков полосковых линий в качестве индуктивностей. В дециметровом диапазоне отказываются от сосредоточенных емкостей, заменяя их пленочными конденсаторами.

Высокие уровни мощности получают с помощью мостовых схем суммированием колебаний нескольких модулей. Отдают предпочтение попарному квадратурному сложению мощностей, как повышающему устойчивость устройства в целом, или многополюсным сумматорам типа квадратурных мостов. Конструктивно удобен и прост в изготовлении и регулировке синфазный мост (рис. 8.18). На невысоких частотах отрезки линий WL3 и WL2 заменяют их эквивалентами, полностью или частично выполненными на сосредоточенных реактивностях. В этом

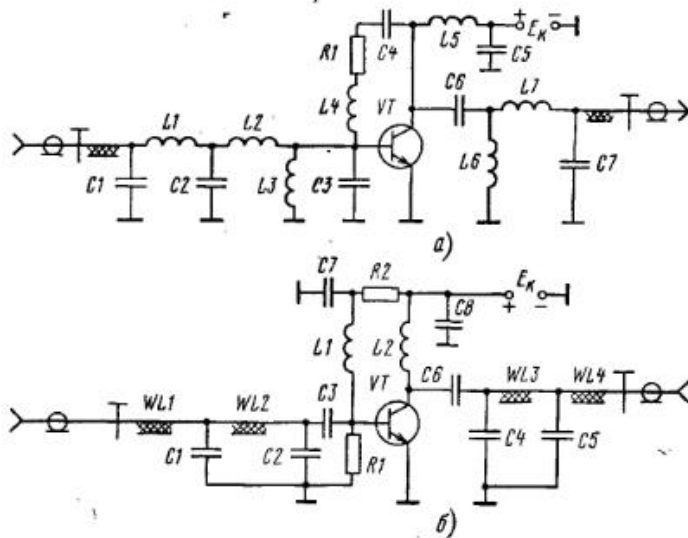


Рис. 8.17

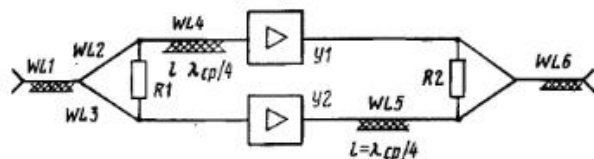


Рис. 8.18

случае переходят к квадратурной схеме включением модулей по схеме экзопоглощения.

8.6. Нагрузочные и входные цепи усилителей*

Оконечный усилитель соединен фидерной линией с фильтром гармоник и включенным последовательно с ним разделительным фильтром. Каждое из этих устройств в диапазоне вещательных передатчиков избирательных свойств не проявляет. Выходные колебательные системы (ВКС) резонансных усилителей и фильтры гармоник проектируют, полагая фидер нагруженным на сопротивление, близкое к волновому. По стандарту КСВН $\leq 1,11$, а волновое сопротивление фидера $Z_{\phi} = 75 \text{ Ом}$. Наличие фильтра гармоник позволяет в передатчиках на тетрадах построить ВКС в виде одиночного контура. Нагрузочные цепи транзисторов делают широкополосными и неперестраиваемыми.

* Параграф написан совместно с Л.А. Бессоновой.

Проектирование ВКС тетродного усилителя. Ее выполняют в виде коаксиального резонатора, который соединен с нагрузкой (фидером) регулируемой связью, чаще емкостной. Конструктивно контур строят так же, как анодный телевизионного УМК. Требования к ВКС обычные — она должна настраиваться в резонанс в заданном диапазоне частот, обеспечивать расчетное нагрузочное сопротивление R_0 лампы, иметь высокий КПД и достаточную полосу пропускания. Общие вопросы проектирования ВКС рассматриваемых диапазонов обсуждены в § 7.3.

Выбор конструкции резонатора и определение основных его размеров. Примем одно из рекомендуемых в гл. 7 решений (см. рис. 7.14). Спроектируем резонатор на замкнутой на конце однородной коаксиальной линии, считая ее соединенной на входе с сосредоточенной емкостью C_0 . Неоднородность линии на участке ее соединения с лампой учтем введением поправочного коэффициента к емкости $C_{\text{вых}}$, считая $C_0 > C_{\text{вых}}$. Рекомендации по определению ее величины даны в гл. 7. Зададимся размерами внутреннего диаметра D внешней трубы и внешним диаметром d — внутренней. Они определяют волновое сопротивление линии передачи $Z_0 = 138 \lg(D/d)$. Будем исходить из известного по справочным данным диаметра D_a радиатора, отводящего тепло от анода лампы. Начнем с решения, характерного для четвертого ТВ диапазона. Выбирают конструкцию рис. 7.14, б, принимают $D \approx 1,2D_a$ и $d \approx 1,2D_s$, где D_s — диаметр вывода экранирующей сетки. Приблизительно $D_s = (0,5 \dots 0,6)D_a$. На третьем ТВ диапазоне рекомендуют вариант рис. 7.14, а. Здесь $D = (1,5 \dots 2,0)D_a$ и $d \approx 1,2D_a$. На частотах до 150 МГц предлагают конструкцию рис. 7.11, в. Здесь можно принять $D = (2,0 \dots 2,5)D_a$, а диаметр d выбрать в интервале $(0,5 \dots 0,7)D_a$. Максимальное значение D ограничивает условие отсутствия в резонаторе азимутальных колебаний $(D + d) < \lambda_{\text{мин}}$. Обычно оно выполняется с большим запасом вплоть до V ТВ диапазона, где лампы лучше не применять. Не советуют выбирать отношение $D/d \geq 3,0$. Длина резонатора может оказаться соизмеримой с его диаметром, что нарушает структуру электромагнитных волн, превращая резонатор в тороидальный. Наименьшее расстояние между проводниками коаксиальной линии задает условие электрической прочности: отсутствие пробоя между проводниками. Оно дает соотношение $(D - d) > (1,2 \dots 1,5)U_{\text{аз}}/E_{\text{доп}}$, где $E_{\text{доп}}$ — допустимая напряженность электрического поля. Значение напряжения $U_{\text{аз}}$ известно из расчета режима, напряженность $E_{\text{доп}} \leq 5 \text{ кВ/см}$. Своеобразие конструкции (рис. 7.14, в) учтем, приняв только при расчете электрической прочности $d = 1,2D_a$.

Выбрав размеры D и d , находят волновое сопротивление линии $Z_0 = 138 \lg(D/d) \text{ Ом}$, максимальную и минимальную длины перестраиваемой части резонатора $l_p = (\lambda/2\pi) \arctg(X_0/Z_0)$, где X_0 — сопротивление емкости. В ходе проектирования диаметр D выбирают произвольно в рекомендуемом интервале. Варьируя этот параметр, получают множество допустимых решений. Дать общую рекомендацию по выбору наилучшей конструкции затруднительно из-за множества критериев, которые определяют требования к ней. Желательно, например,

иметь длину резонатора $l_p \leq \lambda_{\max}/8$: Иногда для укорочения длины резонатора в разрыв внутреннего проводника включают сосредоточенную индуктивность (рис. 7.10).

Расчет параметров эквивалентного контура. Резонансные частоты (максимальная и минимальная) настройки резонатора нам заданы. Их значения остаются теми же и для эквивалентного контура. Характеристическое сопротивление Z_x находят через максимальную реактивную мощность в одном из его элементов, например емкости. Она включает мощность в сосредоточенной емкости, равную $P_{pc} = U_{a3}^2/(2X_0)$, и мощность в распределенной емкости линии передачи $P_{pp} = U_{a3}^2[\varphi_p/2 - (\sin 2\varphi_p)/4]/(2Z_0 \sin^2 \varphi_p)$, где электрическая длина резонатора $\varphi_p = (2\pi l_p/\lambda)$ рад. Характеристическое сопротивление эквивалентного контура $Z_x = U_{a3}^2/[2(P_{pc} + P_{pp})]$.

Собственную добротность Q_x эквивалентного контура с учетом потерь в лампе принимают равной 500...800. Добротность нагруженного контура зависит от потерь, вносимых нагрузкой. Выбрав последние из условия получения требуемого сопротивления R_2 нагрузки лампы, получаем $Q_n = R_2/Z_x$. КПД контура $\eta_k = 1 - Q_n/Q_x$ обычно выше 0,9.

Электрический и конструктивный расчет элемента емкостной связи. Пластина плоского конденсатора размещается в сечении резонатора с высоким напряжением. Введение проводящей пластины в резонатор нарушает однородность электрического поля. Примем приближенно, что на пластине действует напряжение $U_{cb} = (0,7...0,8)U_{a3}$. Сопротивление связи найдем с запасом, учитывающим изменение активной со-

ставляющей входного сопротивления фидера: $X_{cb} = U_{cb} \sqrt{\frac{Z_{\phi}}{2P_{\sim} \eta_k K_{свн}}}$.

Выше $K_{свн}$ — коэффициент стоячей волны напряжения на нагрузочном фидере. Емкость конденсатора связи $C_{cb} = 531\lambda_0/X_{cb}$. В этой формуле C_{cb} — в пФ, λ — в метрах, X — в омах. Минимальное расстояние $h_{cb \min}$ пластины связи до стенки резонатора определяется требованиями к электрической прочности конструкции. Оно равно $h_{cb \min} \geq U_{cb}/E_{доп}$. Площадь пластины $S_{\Pi} \geq h_{cb \min} C_{cb}/0,09$, где C_{cb} — в пФ, а S_{Π} — в см².

Пример. Спроектируем цепь нагрузки усилителя мощностью 10 кВт, выполненного на тетроде ГУ-92Б. Исходными данными расчета являются частота настройки f_0 ВКС, переменное напряжение U_{a3} на межэлектродном промежутке анод — экранирующая сетка, сопротивление $R_2 = U_{a3}/I_{a1}$ и выходная емкость лампы $C_{вмх}$. Напряжение U_{a3} и сопротивление R_2 находят из расчета режима усилителя. В схеме с ОК напряжение $U_{a3} = U_a$, при ОС $U_{a3} = U_a + U_c$. Для определенности возьмем $f_0 = 100$ МГц, $U_{a3} = 7$ кВ, $R_2 = 2,45$ кОм, $C_{вмх} = 24$ пФ. Остановимся на конструкции, показанной на рис. 7.14, а. В нашем примере $D_a = 18,4$ см, $D_2 = 9,5$ см.

Конструктивный расчет. Возьмем $D = 2D_a$, тогда $D = 37$ см. Диаметр d внутренней трубы настраиваемого участка линии примем равным 12 см.

Отношение $D/d = 37/12 \approx 3$, выполняется и условие отсутствия азимутальных колебаний $(D+d) = 37+12 = 49$ см $< \lambda_0 = 300$. Конструкция обладает большим запасом электрической прочности, поскольку $(D-d) = 25$ см $> 1,5 \cdot 7/5 = 2,3$ см.

Найдем неизвестную длину l_p . Емкость $C_0 \approx 1,2C_{вмх} = 1,2 \cdot 24 = 28,8$ пФ. Сопротивление емкости $X_{c0} = 531\lambda/C_0 = 531 \cdot 3/28,8 = 55,3$ Ом, где $\lambda = 3$ м. Волновое сопротивление $Z_0 = 138 \log(37/12) = 67,5$ Ом. Угол $\varphi_p = \arctg(X_{c0}/Z_0) = \arctg(55,3/67,5) = 0,81$ рад.

Длина $l_p = \lambda_0 \varphi_p / 2\pi = 300 \cdot 0,82 / 2 = 39,2$ см.

Оценим результат по указанному выше критерию $l_p < \lambda_0/8$. Имеем $l_p = 39,2$ см $\approx 300/8 = 37,5$ см. Вводить сосредоточенную индуктивность, укорачивающую длину резонатора, не имеет смысла.

Параметры эквивалентного контура. Нам не известна величина характеристического сопротивления. Найдем ее. Реактивная мощность в сосредоточенной емкости контура, пересчитанного к зазору, где действует напряжение U_{a3} , равна $P_{pc} = U_{a3}^2/2X_c = (7 \cdot 10^3)^2/(2 \cdot 55,3) = 0,44 \cdot 10^6$ В·А. Рассчитаем мощность в отрезке l_p : здесь $P_{pp} = U_{a3}^2[\varphi_p/2 - (\sin 2\varphi_p)/4]/2Z_0 \sin^2 \varphi_p = (7 \cdot 10^3)^2[0,81/2 - (\sin 1,62)/4]/2 \cdot 67,5 \sin^2(0,81) = 0,11 \cdot 10^6$ В·А.

Сумма реактивных мощностей $P_p = P_{pc} + P_{pp} = (0,44 + 0,11) \cdot 10^6 = 0,55 \cdot 10^6$ В·А.

Характеристическое сопротивление $Z_{x,эк} = U_{a3}^2/2P_p = 44,5$ Ом.

Добротность нагруженного контура $Q_n = R_2/Z_{x,эк} = 2,45 \cdot 10^3/44,5 = 55$.

КПД контура $\eta_k = 1 - Q_n/Q_x = 1 - 55/500 \approx 0,9$.

По уровню -3 дБ полоса $\Pi = f_0/Q_n = 100/44,5 = 2,25$ МГц, что много больше полосы частот сигнала.

Входная согласующая цепь. Ее удобно выполнить резонансной. Емкостью контура можно считать входную емкость $C_{вх}$ лампы, а индуктивностью служит отрезок полосковой линии. Его длина определена соотношением $l_{вх} = (\lambda/2\pi) \arctg(C_{вх}/Z_{вх,в})$. Волновое сопротивление $Z_{вх,в} \approx 25...50$ Ом. Контур настраивают в резонанс подбором длины $l_{вх}$. В схеме с ОК эквивалентное сопротивление контура $R_{2,вх}$ задает величина балластного резистора, включенного параллельно емкости $C_{вх}$. В схеме с общей сеткой сопротивление $R_{2,вх}$ равно входному $R_{вх} \approx 1/S$, где S — крутизна лампы данного усилителя.

Добротность контура и его полоса частот равны $Q_{нвх} = 1,2 \frac{R_{2,вх}}{X_{свх}}$ и $\Pi_{вх} = f_0/Q_{нвх}$. Коэффициент 1,2 в формуле для $Q_{нвх}$ введен для приближенной оценки вклада в емкость эквивалентного контура энергии, действующей в линии передачи.

Цепи усилителей на транзисторах. *Нагрузочная и входная цепи усилителя, построенного по схеме рис. 8.17, а.* Нагрузочная цепь соединяет выход транзистора с нагрузкой усилителя, обычно фидером с волновым сопротивлением $Z_{\phi} = 50$ или 75 Ом. Фидеры работают на согласованную нагрузку ($K_{CB} \leq 1,1$). Расчеты режимов транзисторов на ЭВМ свидетельствуют об оптимальности для них комплексного сопротивления $z_3 = r_3 + ix_3$. Реактивная составляющая z_3 учитывает влияние выходной емкости транзистора и связей входной и выходной цепей в нем. Она обеспечивает противофазность коллекторного тока на переходе и взаимодействующего с ним напряжения. Результатом является максимизация электронного КПД прибора. Требования к цепи следующие: получение расчетного сопротивления z_3 в диапазоне рабочих частот и фильтрация высших гармонических, обеспечивающая гармоническую форму напряжения на переходе. Значение z_3 по диапазону меняется слабо. Нагрузочную цепь строят полосковой, непереустройваемой, по меньшей мере в диапазоне частот радиовещательных станций. Требования к линейности ФЧХ, равномерности АЧХ и КПД цепи выполняются сами по себе. В рассматриваемой схеме резонансными делают входной (L3C3) и нагрузочный (L7C7) контуры. Их эквивалентные сопротивления

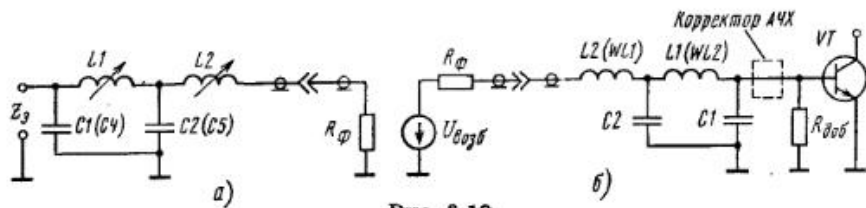


Рис. 8.19

$R_{\Sigma \text{ВХ}}$ и R_{Σ} трансформируют в сопротивление фидера $R_{\Phi} = Z_{\Phi}$. Методика соответствующего расчета дана в гл. 3. В нагрузочной цепи конденсатор C_6 и дроссель L_6 допустимо рассматривать как блокировочные. Тогда сопротивление $X_{L_6} = (10 \dots 20)R_{\Sigma}$. Эти же элементы служат для создания реактивной части полного сопротивления z_{Σ} . В рассматриваемой схеме $x_{\Sigma} < 0$. Сопротивление $R_{\Sigma \text{ВХ}}$ рассчитывают по известному входному сопротивлению, которое рассматривают как последовательное $z_{\text{ВХ}} = r_{\text{ВХ}} + ix_{\text{ВХ}}$. Пересчетом в параллельное находим $R_{\Sigma \text{ВХ}} = Q_{\text{НВХ}} r_{\text{ВХ}}$. Добротность $Q_{\text{НВХ}}$ принимают небольшой (3...5). Характеристическое сопротивление резонансного контура $Z_{\text{гВХ}} = r_{\text{ВХ}}/Q_{\text{НВХ}}$. Сопротивление катушки L_3 равно $Z_{\text{гВХ}}$, а проводимость конденсатора C_4 равна $BC_4 = (1/Z_{\text{гВХ}} - 1/X_{\Sigma \text{ВХ}})$ при $ix_{\text{ВХ}} > 0$.

Нагрузочная и входная цепи в схеме рис. 8.17,б. Требования к цепи те же, что и выше. Данное схемное решение нагрузочной цепи представляет последовательное соединение двух Г-звеньев фильтра (рис. 8.19,а). Они обращены в сторону генератора емкостями (C_1, C_2), чем обеспечивают такое ослабление высших гармонических, которое считают достаточным. Фидерный контур (C_2L_2) принимают апериодическим, а его реактивные сопротивления равными между собой ($X_{C_2} = X_{L_2}$) на средней частоте диапазона. Нагрузочный контур ($C_1L_1C_2$) — резонансный. Его добротность выбирают небольшой ($Q_2 \approx 3 \dots 5$). Вносимое в него сопротивление $r_{\text{ВН}} = X_{C_2}^2/Z_{\Phi}$. Его трансформируют в требуемое для транзистора сопротивление R_{Σ} . Положим, что полное сопротивление, как и выше, определено при расчете режима как последовательное $z_{\Sigma} = r_{\Sigma} + ix_{\Sigma}$. Если $\text{Im } z_{\Sigma} < 0$, его пересчитывают в проводимость $Y_{\Sigma} = z_{\Sigma}^{-1}$ и находят параллельное соединение сопротивлений $R_{\Sigma} = (r_{\Sigma}^2 + x_{\Sigma}^2)/r_{\Sigma}$ и $X_{\Sigma} = (r_{\Sigma}^2 + x_{\Sigma}^2)/x_{\Sigma}$. Сопротивление R_{Σ} получают трансформацией входного сопротивления фидера $R_{\Phi} \approx Z_{\Phi}$ нагрузочной цепью. Реактивную часть X_{Σ} учитывают при выборе конденсатора C_1 . Когда $\text{Im } z_{\Sigma} > 0$, то между транзистором и нагрузочной цепью включают индуктивность. Сопротивление резонирующего контура, подключенного к транзистору, связано с его параметрами формулой $R_{\Sigma} = p_{\text{к}}^2 Z_{\text{гс}} Q_{\text{н}}$, где $p_{\text{к}}$ — коэффициент включения контура, равный $p_{\text{к}} = X_{C_1}/Z_{\text{гс}}$, а характеристическое сопротивление $Z_{\text{гс}} = X_{C_1} + X_{C_2}$. Коэффициент трансформации сопротивлений рассматриваемой двухзвенной цепи $n_{\text{г}} = R_{\Sigma}/R_{\Phi} = (X_{C_1}/X_{C_2})^2$. Сопротивление емкостей $X_{C_1} = R_{\Sigma}(1 + \sqrt{R_{\Phi}/R_{\Sigma}})/Q_{\text{н}}$ и $X_{C_2} = X_{C_1}\sqrt{R_{\Phi}/R_{\Sigma}}$. Сопротивления индуктивностей $X_{L_1} = X_{C_1} + X_{C_2}$ и $X_{L_2} = X_{C_2}$. Полоса пропускания контура на уровне -3 дБ равна $\Pi = f_{\text{ср}}/Q_{\text{н}}$ и его

КПД $\eta_{\text{к}} = 1 - Q_{\text{н}}/Q_{\text{к}}$, где $Q_{\text{к}} \approx 100 \dots 200$. Когда расчет дает большие значения емкости C_1 и C_2 , их можно уменьшить, снизив добротность $Q_{\text{н}}$, если это допустимо. Ограничивает значения $Q_{\text{н}}$ снизу требование к форме напряжения на транзисторе. Ухудшение фильтрации высших гармонических может стать причиной снижения выходной мощности и электронного КПД усилителя.

Входная согласующая цепь трансформирует входное сопротивление транзистора $z_{\text{ВХ}} = r_{\text{ВХ}} + ix_{\text{ВХ}}$ в сопротивление $R_{\Phi} \approx Z_{\Phi}$ входного фидера, которое рассматривают как внутреннее сопротивление источника возбуждения. У вещательных передатчиков в пределах их диапазона частот коэффициент усиления транзистора и его входное сопротивление меняются в небольших интервалах. Это позволяет построить и входную цепь неперестраиваемой, а изменение коэффициента усиления по диапазону скорректировать регулировкой уровня сигнала на входе усилителя. В канале звука ТВ радиостанции, как правило, применяют те же модули, что и в канале изображения. Они перекрывают значительные полосы частот. На входе транзистора в состав согласующей цепи вводят в этом случае корректоры АЧХ (см. § 3.9). Как и для нагрузочной цепи, во входной необходимо согласовать высокое волновое сопротивление фидера с низким входным сопротивлением транзистора. Аналогично строят и саму цепь. Она включает два контура: апериодический фидерный и резонансный входной. Обратите внимание на нумерацию элементов схемы (рис. 8.19,б). Она идет от транзистора к входному фидеру. Это сделано, чтобы сохранить расчетные формулы, приведенные выше. В них заменяют R_{Σ} на $R_{\Sigma \text{ВХ}}$ и X_{Σ} на $X_{\Sigma \text{ВХ}}$. Здесь источник возбуждения цепи имеет внутреннее сопротивление R_{Φ} , а нагрузкой является входная цепь транзистора или входное сопротивление корректирующей цепи. Обычно входная цепь имеет полное сопротивление много меньше, чем добавочный резистор $R_{\text{доб}}$. Его при проектировании допустимо не учитывать.

Пример. Разрабатываем усилитель мощности на транзисторе 2Т971А. Выбран граничный режим с углом отсечки коллекторного тока $\theta = 90^\circ$. Мощность, развиваемая в контуре, равна 150 Вт, средняя частота диапазона 100 МГц, рассчитанное полное сопротивление нагрузки $z_{\Sigma} = 0,70 - i0,12$ Ом. Нагрузкой служит фидер с волновым сопротивлением $Z_{\Phi} \approx R_{\Phi} = 75$ Ом. Требуемое активное входное сопротивление нагрузочной цепи со стороны транзистора $R_{\Sigma} = (r_{\Sigma}^2 + x_{\Sigma}^2)/r_{\Sigma} = (0,49 + 0,01)/0,7 = 0,87$ Ом. Реактивное входное сопротивление нагрузки в точке соединения с транзистором после трансформации сопротивления R_{Φ} равно нулю. Его следует сделать реактивным $ix_{\Sigma} = -(r_{\Sigma}^2 + x_{\Sigma}^2)/x_{\Sigma} = -i5,08$ Ом. На средней частоте ему соответствует емкость $C_1 = 312$ пФ. Зададимся добротностью нагрузочного контура при работе в диапазоне частот от 96 до 104 МГц. Пусть отклонение АЧХ от максимума в нем будет не хуже -1 дБ. Тогда $Q_{\text{н}} \leq (f_{\text{max}} + f_{\text{min}})/4(f_{\text{max}} - f_{\text{min}})$. В нашем примере $Q_{\text{н}} = (104 + 96)/4(104 - 96) = 6,25$. Сопротивление емкости $X_{C_1} = R_{\Sigma}(1 + \sqrt{R_{\Phi}/R_{\Sigma}})/Q_{\text{н}} = 0,87(1 + \sqrt{75/0,87})/6,25 = 1,43$ Ом, чему соответствует емкость 1110 пФ. Включаемый конденсатор имеет емкость $C_{\text{вкл}} = C_1 + \Delta C = 1110 + 312 \approx 1430$ пФ. Сопротивление внутренней емкостной связи нагрузочной цепи $X_{C_2} = X_{C_1}\sqrt{R_{\Phi}/R_{\Sigma}} = 13,3$ Ом. Соответствующая емкость $C_2 = 120$ пФ. Емкости C_1 и C_2 можно уменьшить по меньшей мере вдвое, если принять $Q_{\text{н}} \approx 3$. Тогда сопротивления индуктивностей $X_{L_1} = 2,86$ Ом и $X_{L_2} = 26,6$ Ом, а сами индуктивности $L_1 = 4,55$ нГ и $L_2 = 42,3$ нГ.

| W/h | 0,3 | 0,4 | 0,6 | 1,0 | 2,0 |
|-------|-----|-----|-----|-----|-----|
| Z_b | 80 | 71 | 61 | 49 | 34 |

8.7. Расчет мостовых устройств на отрезках связанных линий

Мостовые устройства на отрезках связанных линий осуществляют разделение и сложение мощностей полукомплектов в схемах "эхопоглощения" телевизионных радиостанций большой мощности (рис. 8.20, а), входят в состав разделительных фильтров, которые обеспечивают совместную работу передатчиков изображения и звука на общий АФТ (рис. 8.20, б). Конструктивное выполнение моста на связанных линиях схематически изображено на рис. 8.21. Участок связи длиной $\ell_{св} = \lambda_{ср}/4$, где $\lambda_{ср}$ — длина волны на средней частоте полосы, выполнен в виде отрезка экранированной двухпроводной линии, к которому подходят четыре коаксиальные линии с волновыми сопротивлениями Z_{ϕ} . Центральные проводники этих линий соединены с концами проводов двухпроводного отрезка, а внешние проводники — с экраном.

В мощных радиопередающих устройствах наибольшее применение получили связанные линии, проводники которых выполнены в виде пластин и помещены в прямоугольный проводящий экран. На рис. 8.21 приняты следующие обозначения: a — ширина экрана, b — высота экрана, h — высота пластины, t — толщина пластины, e — расстояние от пластины до экрана, $r = t/2$ — радиус закругления пластины, s — расстояние между пластинами.

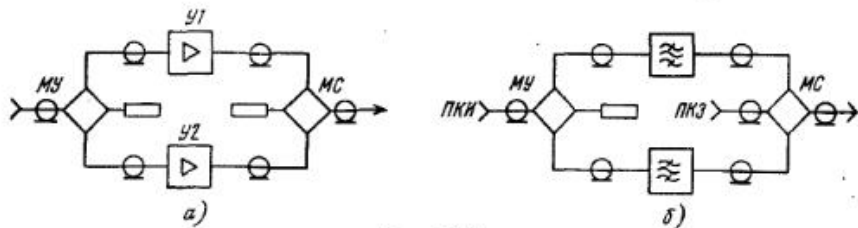


Рис. 8.20

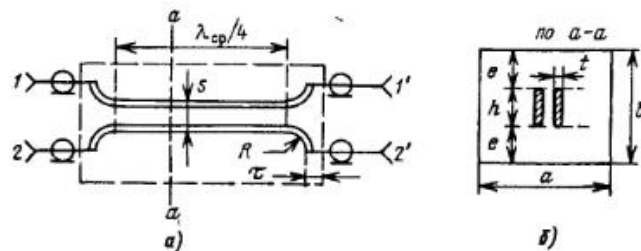


Рис. 8.21

Цепи питания. Они являются частью нагрузочных и согласующих цепей. В транзисторных усилителях применяют схемы параллельного питания, что возможно во всех диапазонах вследствие малости нагрузочных сопротивлений твердотельных приборов. Питание базовой цепи мощного транзистора (см. рис. 8.17) от общего с коллекторной источника, как показано на рисунках, может оказаться невыгодным при малом коэффициенте усиления тока. Блокировочные элементы параллельных цепей питания на схеме рис. 8.17, б имеют такие значения: $X_{C6} = (0,05 \dots 0,10)R_3$; $X_{L2} = (10 \dots 20)R_3$; $X_{C3} = (0,05 \dots 0,10)X_{вх}$; $X_{L1} = (10 \dots 20)X_{C2}$; $X_{C7} = (0,05 \dots 0,10)X_{L6}$.

Конструктивный расчет индуктивностей. Рассмотрим три возможных решения и дадим приближенные формулы, которые позволяют оценить свойства соответствующих конструкций. Индуктивность цилиндрической катушки с однослойной намоткой с числом витков N_b при отношении длины ℓ намотки к ее диаметру D от 2 до 4 равна $L = (6 - \ell/D)N_b^2 d$, где индуктивность L измеряется в нГ, D — в см. Например, при $\ell/D = 2$, $N_b = 10$ и $D = 1$ см имеем $L = 400$ нГ. Для плоских катушек принято ниже, что ширина полоски $W \ll \ell$ — ее длины. При мощности усилителя около 100 Вт толщину h_n проводящего покрытия берут не меньше 30 мкм. Его размещают, например, на подложке из эпоксидной смолы, которую армируют стекловолокном. Индуктивности круглой и квадратной плоских спиралей, выполняемых на подложках, соответственно равны $L_{кр} \approx 0,33N_b^2 D$ и $L_{кв} \approx 0,4N_b^2 D$, как и выше, L измеряют в нГ, D — в см. Число витков выбирают небольшим: 2–4. Ширину W полоски витков спирали ищем с помощью формулы $W = 0,6(D - d)/N_b \approx 0,03D/N_b$, выбрав $d \approx 0,5D$. Малые индуктивности (единицы наногенри и несколько больше) выполняют в виде отрезков полосковых линий передачи.

Величина индуктивности, которой обладает отрезок полосковой линии передачи, зависит от ее длины ℓ и волнового сопротивления Z_b . Параметрами линии служат отношение ширины W узкой полоски к толщине h диэлектрической подложки и проницаемость материала ϵ_h последней. В радиопередающих устройствах используют материалы с $\epsilon_h \approx 10$. Применяют отрезки небольшой электрической длины $\ell_{\phi} = \ell\sqrt{\epsilon_{\phi}} < \lambda/8$. Выше под ϵ_{ϕ} понимается эффективное значение относительной диэлектрической проницаемости, учитывающей, неоднородность среды распространения электромагнитной волны по несимметричной полосковой линии:

$$\epsilon_{\phi} = (\epsilon_h + 1)/2 - (\epsilon_h - 1)/2\sqrt{1 + 10h/W}.$$

Пространственным распределением тока в отрезке линии названной выше длины при расчете допустимо пренебречь. Тогда:

$$\ell = \lambda Z_b / (2\pi X_L \sqrt{\epsilon_{\phi}}).$$

Зависимость Z_b от отношения W/h для подложки с $\epsilon_h = 10$ дана в табл. 8.2.

Подложки имеют толщину h от 0,5 до 5,0 мм.

Для расчета размеров элементов моста используют систему уравнений:

$$Z_{вс} = \frac{94,15\sqrt{\epsilon}}{N_s + 2(t/b)(1-h/b)}; \quad (8.16)$$

$$Z_{вп} = \frac{188,3\sqrt{\epsilon}}{[(b/s) \arccos \alpha + \ln \alpha] / \pi + (t/b)(1-h/b)}; \quad (8.17)$$

$$\frac{h}{b} = \frac{2}{\pi} \left[\arctg \left(\frac{\alpha'}{\alpha} \sqrt{\frac{1-\alpha s/\alpha' b}{1+\alpha' s/b\alpha}} \right) - \frac{s}{b} \operatorname{arcth} \sqrt{\frac{1-\alpha s/\alpha' b}{1+\alpha' s/b\alpha}} \right]. \quad (8.18)$$

Волновое сопротивление для синфазной волны $Z_{вс} = Z_{\phi}(\sqrt{1+n} + \sqrt{n})/2$ и противофазной $Z_{вп} = 2Z_{\phi}(\sqrt{1+n} - \sqrt{n})$. Коэффициент деления n моста в дальнейших расчетах принят равным единице. В (8.16)–(8.18) параметр $N_s = K(\alpha)/K(\alpha')$ — отношение полных эллиптических интегралов первого рода, $\alpha = \sin \varphi$ и $\alpha' = \cos \varphi$ — модули, а φ — аргумент эллиптического интеграла. Функцию $\operatorname{arcth} x$ удобнее вычислить по формуле $\operatorname{arcth} x = \{ \ln[(1+x)/(1-x)] \} / 2$.

В данной системе уравнений пять неизвестных: b, s, h, t, φ . Она разрешима относительно нормированных переменных $s' = s/b, h' = h/b, t' = t/b$ при заданном аргументе φ эллиптических интегралов. Практический интерес представляет интервал изменений $\varphi \in [48 \dots 56^\circ]$, где отношение $s/t \in [0,8 \dots 2,4]$ и обеспечивается максимальная электрическая прочность.

Порядок расчета. Определим безразмерные параметры s', h', t' . Зададим значение аргумента φ и по графику рис. 8.22 найдем отношение N_s интегралов. Выбор аргумента φ в пределах рекомендуемого интервала произволен. Воспользуемся уравнением (8.16) и установим значение произведения $p' = t'(1-h')$. Последовательными подстановками в уравнения (8.17) и (8.18) вычислим s' и h' . Размер t' рассчитывают по известным p' и h' . Расстояние между экраном и стороной пластины связи, параллельной торцевой его стенке, $\tau' = \tau/b = 0,37h'(1-t'/2h')$.

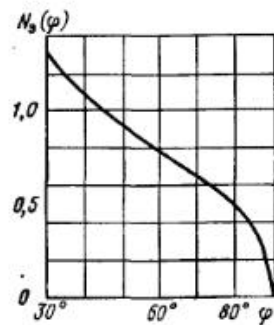


Рис. 8.22

Размеры элементов моста выбирают из конструктивных соображений и уточняют при проверке электрической прочности. Рассматриваемые здесь устройства применяют при высоких уровнях мощности суммируемых колебаний. Когда $P_{\sim} \geq 5$ кВт, можно принять приближенно $D_{\phi} \approx K_{\phi} P_{\sim}$, где $K_{\phi} \leq (1 \dots 0,2) \omega$ см/кВт. Высоту экрана выбирают ($b \geq 1,5D_{\phi}$) и находят размеры s, h, t и e .

Проверим электрическую прочность. Определим амплитуду напряжения на выходе моста сложения. При КСВН на фидере не более 1,15, когда складываются колебания двух источников с одинаковыми частотами, $U_{вых} =$

$= \sqrt{2(P_{\sim 1} + P_{\sim 2})Z_{\phi}}$; при различных частотах несущих (в разделительном фильтре) $U_{вых} = \sqrt{2P_{\sim 1}Z_{\phi}} + \sqrt{2P_{\sim 2}Z_{\phi}}$.

Амплитуда напряжения между пластинами и экраном $U_1 = 1,1U_{вых}$. Амплитуда напряжения между пластинами $U_{12} = U_1/\sqrt{2}$. Проверим электрическую прочность конструкции в наиболее опасном месте — на пробой между пластинами. Минимальное расстояние между пластинами $S_{\min} \geq 1,5U_{12}/E_{доп}$, где $E_{доп} = 5$ кВ/см. Обычно условие $S > S_{\min}$ выполняется с хорошим запасом.

8.8. Расчет промышленного КПД

Этот параметр характеризует потребляемую радиостанцией от питающей сети мощность $P_{сет}$. По определению $\eta_{пр} = P_{\sim \phi}/P_{сет}$, где $P_{\sim \phi}$ — мощность на антенном фидере. Для радиовещательных станций стандарт устанавливает нижнюю границу для данного параметра равной 0,6. При эскизном проектировании допустимо оценить мощность $P_{сет}$ приближенно, поскольку расчет режима выполнен лишь для части элементов структурной схемы. Примем

$$\eta_{пр} \approx \frac{0,95\eta_{e1}\eta_{лц}}{1 + 1/K_{P_{y1}} + 1/K_{P_{y1}}K_{P_{y1}} + \dots + P'_c + P'_n + P'_{ок}}$$

В этой формуле η_{e1} — электронный КПД выходной цепи окончного усилителя; $\eta_{лц}$ — контурный, а также учитывающий потери в других элементах, соединяющих усилитель с главным фидером. Коэффициенты усиления мощности K_{P_y} каскадов пронумерованы от выхода ко входу. Сумма обратных произведений $1/K_{P_y}$ быстро замедляет свой рост. Обычно достаточно учесть два, реже три ее слагаемых. Относительные потери в сеточных цепях $P'_c = [(3 \dots 5)P_{c10} + P_{c20}]/P_0$ или $P'_6 = P_{60}/P_0$ в базовых определяют по известным из расчета режима каскада мощностям источников питания управляющей (P_{c10}) и экранирующей (P_{c20}) сеток, а также источника питания анода (P_0) окончного усилителя. Относительную величину мощности, теряемой в цепи накала, $P'_n = P_n/P_0$ примем в 1,1 раз большей, чем найденная по известным значениям напряжения и тока накала ламп и их числу. Коэффициент запаса учитывает меньший, чем у высоковольтных источников, КПД трансформаторов. Мощность, теряемая в системе охлаждения радиостанции, $P'_{ок} = P_{ок}/P_0$ зависит от уровня $P_{\sim \phi}$ и составляет от 0,05 для маломощных до 0,10 для мощных. Числовой коэффициент 0,95 учитывает потери преобразования энергии первичных источников питания (сети) в энергию вторичных (напряжений питания электродов).

Мощность P_{ϕ} у передатчиков с ЧМ неизменна. Расчет выполняют только для режима номинальной мощности.

Список литературы к гл. 8

8.1. Звуковое вещание / А.В. Выходец, П.М. Жмурин, И.Ф. Зорин и др.; Под ред. Ю.А. Ковалгина: Справочник. — М.: Радио и связь, 1993. — 464 с.

ГЛАВА 9 Передатчики радиорелейных систем связи

9.1. Вводные замечания

В соответствии с видами модуляции, принятыми в радиорелейных системах связи (РРС), радиопередающие устройства РРС разделяют на передатчики с аналоговой (преимущественно ЧМ), цифровой и импульсной модуляцией. Последние находят ограниченное применение, в основном в военных малоканальных РРС. В последние годы интенсивно развиваются цифровые радиорелейные системы, где информационные сигналы вначале преобразуют в цифровой код с помощью импульсно-кодовой или дельта-модуляции, а для передачи в радиоканале применяют различные методы манипуляции. Манипуляцией называют дискретное изменение параметров колебаний радиочастоты (амплитуды, частоты, фазы), соответствующее передаваемому цифровому сигналу. При этом кроме традиционных диапазонов использования РРС: 150, 400 МГц, 2, 4, 6, 8, 11, 13, 15, 18 ГГц — получают широкое распространение РРС малой и средней емкости на 23, 28, 36, 38, 43, 55 ГГц, в частности, для организации каналов связи между базовыми станциями и центрами коммутации при развертывании систем подвижной радиосвязи, вдоль продуктопроводов и т.п. Происходит также замена действующих аналоговых РРС на цифровые.

Исходными данными для проектирования передающих устройств РРС являются: выходная мощность, рабочие частоты и их стабильность, вид передаваемых сообщений, способ модуляции и допустимые искажения сигнала. Основой для составления задания на проектирование служат общероссийские нормы и рекомендации МККР [9.1], определяющие характеристики передаваемых сигналов для РРС в целом. Требования к передатчику отдельной станции зависят от протяженности линии, характера трассы, числа промежуточных станций, характеристик антенн и приемных устройств.

По назначению станции РРС делят на оконечные, узловые и промежуточные. При проектировании передающих устройств магистральных аналоговых РРС за основу берут схему передатчика промежуточной станции; при разработке передатчиков оконечных или узловых станций к ней

добавляют модуляторы и другие необходимые элементы. На промежуточных станциях цифровых РРС, как правило, производят регенерацию сигнала импульсно-кодовой модуляции (ИКМ), и приемопередающая аппаратура промежуточных станций содержит модемы (модуляторы-демодуляторы). Общие вопросы построения передающих устройств РРС рассмотрены в [1.1]; ряд примеров станций цифровой и аналоговой радиорелейной связи приведен в [7.4].

9.2. Основные требования к передатчикам РРС

Радиорелейные системы связи предназначены для передачи многоканальных телефонных (ТФ), телевизионных (ТВ) и радиовещательных сигналов. По числу ТФ каналов в стволе их делят на:

системы большой емкости — передача 600...2700 ТФ каналов и более или одного ТВ сигнала изображения с несколькими каналами звукового сопровождения;

системы средней емкости — передача сигналов 60...360 ТФ каналов или одного ТВ сигнала изображения с одним сигналом звукового сопровождения;

системы малой емкости — число ТФ каналов менее 60, передача ТВ сигнала не предусмотрена.

Для работы РРС выделены полосы частот в диапазонах ОВЧ, УВЧ и СВЧ. Мощность передатчиков станций зависит от протяженности трассы, рабочего диапазона частот, емкости линии. Обычно она лежит в пределах от 0,1 Вт до единиц ватт, в отдельных случаях достигая 10 Вт.

Требования к стабильности частоты передатчиков РРС задают согласно рекомендациям МККР. Допустимая относительная нестабильность частоты зависит от структуры трассы, числа промежуточных станций. В однопролетных радиорелейных линиях связи достаточно обеспечить нестабильность порядка $1 \cdot 10^{-4}$. В передатчиках магистральных РРС нестабильность частоты должна быть на порядок лучше. Численные значения допустимых отклонений частоты приведены в § 9.3.

Проектирование передатчика РРС с ЧМ начинают с определения девиации частоты автогенератора с ЧМ (ЧМАГ) и расчета полосы, занимаемой ЧМ сигналом. При передаче многоканальной телефонии эти величины зависят от числа N передаваемых ТФ каналов. Речевой сигнал одного канала ограничен полосой 300...3400 Гц. Граничные частоты $F_{\text{н}}$ и $F_{\text{в}}$ групповых сигналов, которые объединяют N ТФ каналов вместе с защитными промежутками, приведены в табл. 9.1.

Девиация частоты зависит от мощности группового сигнала. В отечественных системах РРС установлены определенные уровни девиации частоты $\Delta f_{\text{к}}$ на один ТФ канал при подаче на его вход стандартного сигнала мощностью 1 мВт (табл. 9.1). При передаче N каналов групповой сигнал является случайным процессом, характеризующимся средней мощностью $P_{\text{ср}}$ и соответствующей ей эффективной девиацией $\Delta f_{\text{эф}} = \Delta f_{\text{к}} P_{\text{ср}}$ (мВт). Однако расчет полосы радиоканала ведут исходя

Таблица 9.1

| Число ТФ каналов | 12 | 24 | 60 | 120 | 240 |
|----------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| F_n , кГц | 12 | 12 | 12 | 60 | 60 |
| F_b , кГц | 60 | 108 | 252 | 552 | 1032 |
| Δf_k , кГц | 50 | 50 | 200 | 200 | 200 |
| $\Delta f_{эф}$, МГц | 0,073 | 0,084 | 0,404 | 0,464 | 0,533 |
| $\Delta f_{пик}$, МГц | 0,38 | 0,394 | 1,647 | 1,745 | 1,871 |
| ПЧМ, МГц, при P_n , пВт: | | | | | |
| 1 | 0,61 | 0,84 | 3,05 | 4,33 | 6,4 |
| 10 | 0,55 | 0,78 | 2,72 | 3,95 | 5,6 |

| Число ТФ каналов | 300 | 600 | 720 | 1020 | 1320 | 1920 |
|----------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| F_n , кГц | 60 | 60 | 60 | 60 | 312 | 312 |
| F_b , кГц | 1300 | 2540 | 3340 | 4636 | 5932 | 8524 |
| Δf_k , кГц | 200 | 200 | 200 | 200 | 140 | 140 |
| $\Delta f_{эф}$, МГц | 0,776 | 1,097 | 1,202 | 1,43 | 1,139 | 1,374 |
| $\Delta f_{пик}$, МГц | 2,584 | 3,653 | 4,003 | 4,762 | 3,793 | 4,575 |
| ПЧМ, МГц, при P_n , пВт: | | | | | | |
| 1 | 8,5 | 14,75 | 17,6 | 23,4 | 25,5 | 35,8 |
| 10 | 7,6 | 13,2 | 15,9 | 21,1 | 23,7 | 32,9 |

из квазипиковой девиации $\Delta f_{пик}$ при квазипиковой мощности группового сигнала (превышаемой 0,1 % времени). Значения $\Delta f_{эф}$ и $\Delta f_{пик}$ приведены в табл. 9.1. Там же указаны полосы пропускания радиоканала, полученные из допустимого уровня переходных помех вследствие ограничения спектра радиосигнала. Величины ПЧМ рассчитаны для двух значений мощности переходных помех в верхнем телефонном канале: $P_n = 1$ пВт и $P_n = 10$ пВт. При индексе модуляции $M_{ч} = \Delta f_{пик}/F_b > 1$

$$ПЧМ \approx 2(\Delta f_{пик} + F_b + \sqrt{\Delta f_{пик} F_b}). \quad (9.1)$$

При числе каналов $N > 1920$ полоса радиоканала ПЧМ составляет 35...40 МГц.

Групповой сигнал ТВ канала образуют в результате сложения сигнала изображения и сигнала звукового сопровождения, расположенного на поднесущей. Полоса частот сигнала изображения ограничена $F_{max} = 6$ МГц при размахе девиации 8 МГц (± 4 МГц). В РРС, рассчитанных на передачу 1800 ТФ каналов и более, предусмотрена передача совместно с сигналом изображения двух сигналов звукового сопровождения (на двух языках или стереосигнала) и двух независимых радиовещательных сигналов — всего четырех сигналов на четырех поднесущих. Поднесущие расположены в районе 8 МГц. Ширина спектра, занимаемого ЧМ телевизионным сигналом, $\Pi = 24$ МГц. Эта полоса достаточна и для передачи сигналов звукового сопровождения.

Цифровые РРС принято классифицировать по скорости передачи B (в Мбит/с) в соответствии с иерархией ИКМ структур. Различают цифровые РРС малой пропускной способности $B < 10$, средней $B = 10 \dots 100$ и большой $B > 100$ Мбит/с. Наиболее часто используют системы со следующими скоростями передачи: 2,048; 8,448; 34,368;

139,264; 400 Мбит/с. В цифровых РРС малой пропускной способности применяют частотную манипуляцию, двойную частотную манипуляцию, относительную фазовую манипуляцию: двухпозиционную 2-ОФМ и наиболее часто четырехпозиционную 4-ОФМ. В цифровых РРС средней и большой пропускной способности используют многопозиционные 4-ОФМ и 8-ОФМ, и квадратурную амплитудную манипуляцию: 16-КАМ и 64-КАМ [1.45, гл. 4].

Выбор вида манипуляции зависит от скорости передачи B . Переход к многопозиционным методам приводит к сужению полосы радиосигнала, что экономит спектр и облегчает построение фильтров и согласующих цепей. В зависимости от скорости передачи B и числа состояния радиосигнала m требуемая полоса частот

$$\Pi_m \geq (1,1 \dots 1,3)B / \log_2 m. \quad (9.2)$$

При больших скоростях передачи применяют сложные многоуровневые сигналы 8-ОФМ, 16-КАМ и 64-КАМ. При $m = 4$ (16-КАМ) полоса радиосигнала уменьшается в 4 раза в сравнении с 2-ОФМ, а при $m = 6$ (64-КАМ) — в 6 раз.

Передатчики РРС как аналоговых, так и цифровых линий должны удовлетворять жестким требованиям в отношении шумовых характеристик тракта передачи. Шумы складываются из тепловых флуктуационных шумов в элементах схемы и переходных шумов, обусловленных нелинейностями тракта. В передатчиках с ЧМ и ОФМ переходные шумы определяются нелинейностью фазочастотной характеристики тракта и амплитудно-фазовой конверсией, т.е. появлением паразитной фазовой модуляции сигналов из-за сопутствующей АМ. Линейность фазочастотной характеристики оценивают величиной $\tau_{гр} = \partial\varphi/\partial\omega$, называемой групповым временем запаздывания (ГВЗ). При передаче сигналов телевидения или большого числа ТФ каналов отклонение ГВЗ не должно превышать нескольких наносекунд. При усилении сложных сигналов 16-КАМ и 64-КАМ с меняющейся амплитудой требуется высокая линейность амплитудной характеристики. Искажения сигналов также возникают в модуляторах и манипуляторах. Конкретные требования к отдельным каскадам передатчиков РРС приводятся ниже.

9.3. Построение структурных схем передатчиков РРС

Основной схемой передатчиков аналоговых РРС с ЧМ является схема с модуляцией по промежуточной частоте (рис. 9.1) [1.1]. Частотную модуляцию в оконечных или узловых станциях, а также основное усиление сигнала в промежуточных станциях осуществляют на $f_{пч} = 70$; 140 МГц и более высоких частотах (в зависимости от выходной частоты и числа каналов N). Сигнал с выхода частотного модулятора ЧМ, а на промежуточных станциях с выхода приемника поступает в усилитель

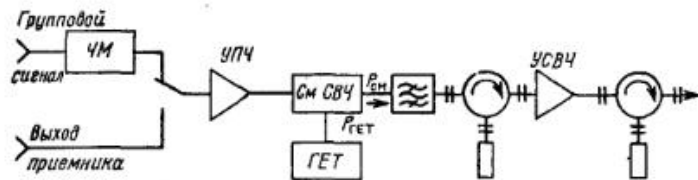


Рис. 9.1

промежуточной частоты передатчика УПЧ и далее на СВЧ смеситель передатчика См СВЧ. К смесителю подводят и мощность гетеродина $P_{ГЕТ}$. Полосовой фильтр на выходе смесителя выделяет сигнал одной боковой полосы (обычно верхней), который после усиления в усилителе СВЧ (УСВЧ) направляют к разделительным фильтрам антенно-волнового тракта. Для устранения искажений, вносимых отраженными волнами, в СВЧ тракте включают развязывающие ферритовые циркуляторы.

В цифровых РРС схема с модуляцией на ПЧ также находит преимущественное применение; только при низких скоростях передачи некоторые фирмы используют схемы фазовой манипуляции 2-ОФМ и 4-ОФМ непосредственно на выходной частоте. В передатчиках с модуляцией на ПЧ при смене ПЧ модулятора можно передавать как аналоговые, так и цифровые сигналы, а также организовывать аналого-цифровые стволы для совместной передачи аналоговой и цифровой информации. Кроме традиционных частот ПЧ в диапазоне 70 и 140 МГц, при разработке станций диапазонов свыше 11 ГГц промежуточную частоту повышают до 1 ГГц (например, используют 850 МГц). Модуляция на ПЧ позволяет объединять два высокоскоростных сигнала и передавать их одним передатчиком. Так, при скорости передачи $B = 155$ Мбит/с и использовании 64-КАМ радиосигнал занимает полосу в соответствии с (9.2) менее 35 МГц. Это дает возможность объединить на ПЧ два цифровых сигнала со скоростью $B = 155$ Мбит/с, сформированные на $f_{ПЧ} = 122,5$ и 157,5 МГц соответственно, и передать их одним передатчиком в радиоканале шириной 80 МГц.

Наконец, модуляция на промежуточной частоте позволяет использовать унифицированные схемы модуляторов и усилителей ПЧ в различных РРС, а также снижать требования к стабильности ПЧ благодаря последующему переносу сигнала на частоту как минимум на порядок выше, чем ПЧ.

Разработку структурной схемы РРС следует начинать с выходного УСВЧ. По заданной мощности и диапазону частот выбирают тип усилительного прибора.

В последние годы в качестве усилительных приборов в усилителях СВЧ стали широко использовать транзисторы и лавинно-пролетные диоды (ЛПД). Разрабатывают также диоды Ганна (ДГ) повышенной мощности. ЛБВ, как правило, в новых разработках не используют, хотя в действующей аппаратуре при уровнях выходной мощности 5...10 Вт в СВЧ диапазоне они еще встречаются. По сравнению с ЛБВ полупроводниковые приборы имеют большую надежность, почти на 3 поряд-

ка более низкие питающие напряжения, меньшие габариты, а транзисторы — лучшие шумовые характеристики. Усилители на СВЧ полевых транзисторов с барьером Шоттки (ПТШ) работают в диапазоне до 40 ГГц [1.23]. При относительно небольшой полосе усиления (1...2 ГГц) [1.23] один каскад обеспечивает коэффициент усиления мощности K_p до 5 дБ. Таким образом, в трех-, четырехкаскадном УСВЧ на ПТШ можно получить $K_p > 15$ дБ.

Лавинно-пролетные диоды работают в более широком диапазоне, чем ПТШ; они генерируют колебания до 80 ГГц, при этом упрощается структура передатчика. В сравнении с ПТШ ЛПД более надежны и имеют больший коэффициент усиления. Однако ЛПД из-за относительно низких шумовых характеристик не позволяют усиливать сигналы со скоростями выше 34 Мбит/с, а также сигналы с меняющейся амплитудой (16-КАМ и 64-КАМ).

В передатчике мощность, развиваемая смесителем (P_c), связана с выходной мощностью передатчика соотношением

$$P_{\text{вых}}/P_c = K_{\text{УСВЧ}} - b_{\text{ПФ}} - b_{\text{Ц}}, \quad (9.3)$$

где $K_{\text{УСВЧ}}$ — суммарный коэффициент усиления УСВЧ, дБ; $b_{\text{ПФ}}$ — затухание, вносимое полосовым фильтром, составляющее 0,5...1,0 дБ; $b_{\text{Ц}}$ — суммарное затухание, вносимое циркуляторами (порядка 0,15 дБ на один циркулятор).

Если в тракте усиления мощности использован генератор на ЛПД или ДГ, то величина $K_{\text{УСВЧ}}$ известна из расчета генератора. Обычно $K_{\text{УСВЧ}}$ на этих приборах составляет 10...15 дБ. Далее из (9.3) определяют мощность на выходе смесителя, выбирают схему и режим диодов. При использовании в тракте усилителей мощности на транзисторах возможны два подхода к выбору смесителя, каждый из которых имеет свои достоинства и недостатки. Повышение выходной мощности смесителя сокращает число каскадов усиления СВЧ радиосигнала. В этих случаях целесообразно строить смеситель на мощных варакторах по проходной схеме и выбирать режимы работы варакторов с открывающимся переходом. В таких смесителях на частотах до 10 ГГц может быть получена мощность СВЧ до 0,5 Вт, что соответствует уровню мощности передатчиков РРС малой и средней емкости. При этом не нужно ставить каскады усиления СВЧ. Однако мощные смесители требуют высокого уровня мощности гетеродина, что усложняет построение тракта гетеродина. Кроме того, мощные смесители характеризуются повышенным уровнем искажений сигнала.

Если выбирать параметрический режим работы варакторов, то качественные характеристики смесителя будут значительно лучше, но выходная мощность падает на порядок, до десятков милливольт. В этом случае в качестве маломощных смесителей можно использовать выпускаемые различными фирмами ИС узкодиапазонных СВЧ смесителей, построенных по балансной схеме. В таких ИС получают выходной высококачественный сигнал на уровне единиц милливольт. В передатчиках

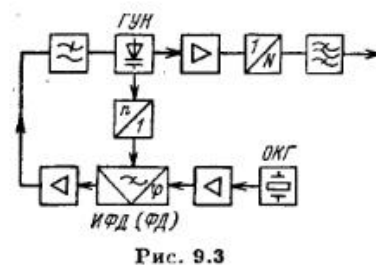
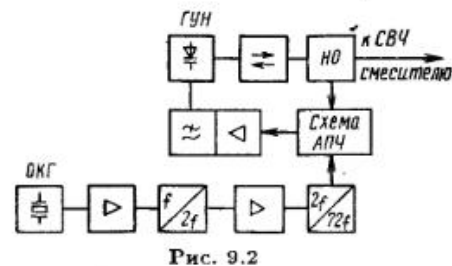
радиорелейных станций систем "Радуга-2" и "Радиус" смеситель построен на маломощном диоде Шоттки по оригинальной схеме, защищенной патентом России [9.2, 9.3]. Схема обеспечивает высокое качество сигнала, ослабление на выходе колебаний гетеродина, но уровень выходной мощности составляет доли милливатта. При выборе одного из вариантов маломощного смесителя следует вначале определить его мощность и затем по формуле (9.3) рассчитать требуемый коэффициент усиления усилителя мощности $K_{\text{УСВЧ}}$.

Выбор смесителя позволяет приступить к разработке тракта гетеродина. Мощность гетеродина, подводимая к смесителю, $P_{\text{гет}} = P_{\text{см}}/\eta_{\text{см}}$. Наиболее эффективна проходная схема на варакторах, где КПД достигает 30...50%. КПД отражающей схемы, более широкополосной и простой в настройке, составляет 10...20%. КПД балансных смесителей на коммутируемых СВЧ диодах менее 10%.

Исходными величинами к построению тракта гетеродина являются: заданная мощность, требуемая стабильность частоты, допустимый уровень паразитной частотной модуляции, определяемый собственными и фоновыми шумами. Для стабилизации частоты гетеродина используют различные методы: кварцевую стабилизацию при построении гетеродина по схеме усилительно-умножительной цепочки, кварцевую стабилизацию с использованием частотной или фазовой автоподстройки частоты и параметрическую стабилизацию частоты.

Структуру гетеродина в виде усилительно-умножительной цепочки, весьма распространенную в прошлом [2.1, рис. 9.2], в новых разработках не применяют. Отметим два наиболее серьезных недостатка этого решения. При рабочей частоте станции в диапазоне 8 ГГц и частоте кварцевого автогенератора не более 125 МГц сквозной коэффициент умножения частоты составляет 32. При выходной мощности гетеродина на уровне 0,1...1 Вт получается громоздкая, многокаскадная, малоэффективная схема. Вторая, еще более серьезная проблема, — подавление в тракте гетеродина высокочастотных шумов, уровень которых превышает нормы при передаче в стволе сигнала телевидения или более 1000 телефонных каналов.

Схема частотной автоподстройки частоты гетеродина, использованная в станциях систем "Радуга-2" и "Радиус", приведена на рис. 9.2 [9.2, 9.3]. Колебания гетеродина получают в СВЧ автогенераторе, управляемом напряжением (ГУН). ГУН построен на маломощном транзисторе, его частота стабилизирована диэлектрическим резонатором (см. § 9.6), для автоподстройки частоты в контур ГУН включен варикап. Мощность гетеродина через ферритовый вентиль подают на СВЧ смеситель передатчика. Небольшую часть мощности через направленный ответвитель (НО) подают на вход схемы автоподстройки частоты (АПЧ). К этой же схеме в качестве опорного напряжения подводят колебания, получающиеся после умножения в 72 раза частоты колебаний опорного кварцевого автогенератора (ОКГ). Так как мощность опорного колебания мала (не превышает нескольких милливатт), то в схеме используют усилительно-умножительную цепочку с двумя каскадами умножения частоты. Умно-



житель на 36 выполнен на СВЧ диоде с накоплением заряда. Блок АПЧ реализован по схеме квадратурного понижающего смесителя напряжений ГУН и опорного колебания и следующего за ним детектора нулевых биений. Величина и знак напряжения на выходе детектора нулевых биений определяются уходом частоты ГУН. Активный ФНЧ подавляет высокочастотные шумы и устанавливает требуемые пределы изменения управляющего напряжения на варикапе. Смену рабочей частоты передатчика осуществляют заменой кварцевого резонатора.

Широко применяют в передатчиках структуру гетеродина в виде ГУН, охваченного кольцом импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ) (рис. 9.3). Основная сложность в реализации этой схемы состоит в том, что на частотах выше 2 ГГц сложно построить делители частоты на ИС. Возможно несколько решений задачи, например использовать понижающий смеситель в кольце ИФАПЧ или построить ГУН на частоте в N раз меньше рабочей с последующим ее умножением. При полосе пропускания ФНЧ кольца ИФАПЧ порядка 20 кГц обеспечивается эффективное подавление низкочастотных шумов ГУН (в том числе фоновых) и высокочастотных шумов ОКГ. На частотах выше 6 ГГц ГУН строят на маломощных ПТШ; при необходимости увеличения мощности гетеродина ставят дополнительные усилители. Схема с ИФАПЧ позволяет осуществлять смену рабочих частот передатчика без смены кварцевого резонатора заменой делителя с постоянным коэффициентом деления на делитель с переменным коэффициентом деления (ДПКД) и выбором шага сетки синтезатора частот в соответствии с частотным разномом каналов РРС. Методика проектирования синтезаторов рассмотрена в гл. 4.

Повышение мощности СВЧ твердотельных генераторных приборов привело к созданию малогабаритных, высокоэффективных передатчиков РРС, где выходную мощность и колебания гетеродина генерируют непосредственно на СВЧ автогенераторах на ЛПД или ДГ. Примером может служить модернизированная по сравнению с ранее описанной в [9.4] отечественная станция РРС, обеспечивающая передачу цифровой ($B = 34,368$ Мбит/с) или аналоговой (телевидение) информации в диапазоне 11 ГГц*. Передатчик выходной мощностью 27 дБм построен на

* Разработка МГП "Радан" в Санкт-Петербурге.

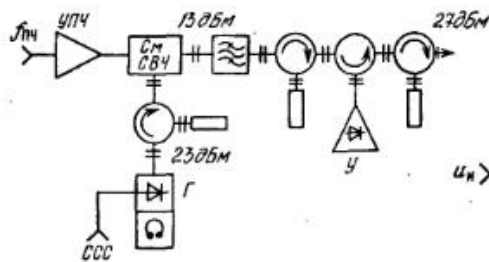


Рис. 9.4

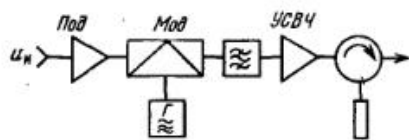


Рис. 9.5

ЛПД 3А730В; его упрощенная схема приведена на рис. 9.4*. Гетеродинам служит автогенератор Г на ЛПД с параметрической стабилизацией частоты, для чего к резонатору автогенератора подключают дополнительный эталонный резонатор. Нестабильность частоты передатчика составляет $1 \cdot 10^{-4}$, что достаточно при организации радиорелейных линий с 3–4 пролетами. Усилитель мощности У отражательного типа представляет собой автогенератор (АГ) на ЛПД, синхронизированный СВЧ сигналом со смесителя. Передачу сигналов служебной связи (ССС) производят путем ЧМ колебаний гетеродина, для чего ССС на поднесущей 10 МГц подают на ЛПД гетеродина.

Выходной усилитель мощности, работающий в режиме синхронизации, имеет коэффициент усиления мощности 15 дБ при полосе синхронизации 50...70 МГц и неравномерности АЧХ не более 0,5 дБ в полосе $f_0 \pm 15$ МГц. Вообще полоса синхронизации одноконтурного АГ на ЛПД может быть рассчитана по формуле

$$\Delta f/f_0 = k\sqrt{P_c/P_{\text{вых}}}, \quad (9.4)$$

где $P_{\text{вых}}$ — выходная мощность АГ; P_c — мощность синхронизирующего сигнала; $k = (1...3) \cdot 10^{-2}$. На практике отношение $P_c/P_{\text{вых}}$ составляет 10...15 дБ.

Серьезной задачей при разработке передатчиков РРС является снижение шумов генераторов на ЛПД. Для обеспечения допустимого уровня шума в схеме рис. 9.4 производилась оптимальная настройка генераторов по минимуму шума путем регулировки связи генератора с нагрузкой. Это позволило создать АГ на ЛПД со стабильными шумовыми характеристиками 10...20 пВт в ТФ канале в диапазоне температур от -40 до $+50$ °С. Проектирование СВЧ АГ на ЛПД и ПТШ рассмотрено в § 9.6.

Как было сказано, в цифровых РРС с малой и средней скоростями передачи иногда для получения сигналов 2-ОФМ и 4-ОФМ применяют модуляцию последовательностями импульсов непосредственно СВЧ

колебаний (рис. 9.5). Передатчик состоит из СВЧ генератора Г, манипулятора (Мод), подмодулятора (Под), выходного УСВЧ. В схему также входят полосовой фильтр СВЧ и циркулятор на входе антенно-фидерного устройства. Манипуляцию в зависимости от уровня мощности можно осуществлять либо на выходе схемы, либо до выходного усилителя СВЧ. Источником колебания СВЧ является стабилизированный СВЧ АГ либо, как в гетеродинных трактах рассмотренной ранее схемы, кварцевый АГ с последующим умножением частоты. Если принять, что мощность СВЧ колебаний на выходе АГ составляет 50...100 мВт, полосовой СВЧ фильтр вносит затухание 1...1,5 дБ, затухание циркулятора 0,2 дБ, а ослабление сигнала в СВЧ манипуляторе 4-ОФМ составляет 3 дБ, то для получения на выходе передатчика мощности 1 Вт требуется усиление сигнала на 14...18 дБ. Эту величину можно получить в трехкаскадном УСВЧ на ПТШ или двух усилителях на ЛПД.

Достоинство схемы с модуляцией на СВЧ — простота структуры; в ней отсутствует тракт ПЧ и смеситель СВЧ. Однако с возрастанием скорости передачи возрастают искажения сигнала в модуляционном устройстве, падает его КПД, усложняются требования к СВЧ фильтрам. Поэтому при высоких скоростях передачи схема с модуляцией на ПЧ для цифровых РРС более эффективна.

9.4. Проектирование высокоэффективных СВЧ смесителей передатчиков

Высокоэффективные СВЧ смесители передатчиков строят на варакторах большой и средней мощности. Обычно применяют балансную схему на двух диодах. Возможны волноводная и полосковая реализации смесителя. В волноводной структуре (рис. 9.6) варакторы 1 и 2 размещают посередине широкой стенки волновода 3. Их базы зажимают с помощью металлических цанг и далее через втулки 4, 5, образующие внутреннюю трубу настроечных коаксиальных контуров 6, 7, соединяют с корпусом. На эмиттеры диодов по соединительной полосковой линии 8 подают синфазно напряжения смещения U_0 и промежуточной частоты $u_{ПЧ}$. Для напряжений гетеродина и боковых частот (основного вида колебаний H_{10}) диоды 1 и 2 включены встречно, и эти напряжения действуют на них противофазно. Фильтр 9 является ФНЧ с полосой пропускания несколько выше верхней частоты сигнала ПЧ. При хорошей симметрии балансной схемы резко ослабляются волны основного типа четных гармоник, частоты гетеродина и комбинационных частот четных порядков, а установка в волноводе двух диодов дает возможность увеличить выходную мощность в 2 раза.

Камера, где размещены варакторы, представляет собой отрезок прямоугольного волновода стандартных размеров. Длину широкой стенки выбирают равной $a = \lambda_0/(1,15...1,3)$, где λ_0 — длина волны в свободном пространстве. Размер узкой стенки b должен быть таким, чтобы в зазоре волновода можно было разместить оба диода. Кроме того, отношение b/a определяет волновое сопротивление волновода для

* Уровни мощности на рис. 9.4 указаны в дБм, т.е. в децибелах по отношению к мощности в 1 мВт, чем широко пользуются при описании радиорелейных станций.

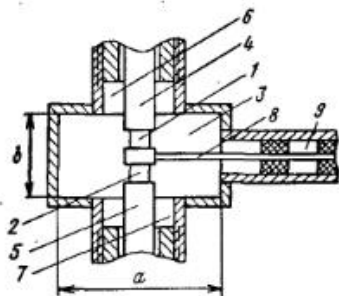


Рис. 9.6

волны основного типа H_{10} :

$$Z_{10} = 240\pi(b/a)(\lambda_d/\lambda_0), \quad (9.5)$$

где $\lambda_d = \lambda_0 \sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2}$ — длина волны в волноводе. Поскольку эквивалентное сопротивление варакторов на частотах $f_{гет}$ и $f_{вых}$ должно быть согласовано с Z_{10} , то в зависимости от отношения b/a можно получить разную степень согласования. Этой же цели служат и специальные подстроечные коаксиальные резонаторы 6, 7.

В аппаратуре РРС используют схемы СВЧ смесителей двух типов: проходного и отражающего. Один из вариантов проходной схемы на основе волноводного тройника показан на рис. 9.7. В смесительную камеру $W5$ через циркуляторы $W1, W3$ и волноводную секцию $W2$ вводят мощность гетеродина. Выходной СВЧ сигнал ($f_{вых} = f_{гет} + f_{пч}$) выводят через циркулятор $W3$, волноводную секцию $W4$ и ПФ, пропускающий рабочую полосу частот. Для получения высокого КПД смесителя диоды 1 и 2 нужно согласовать с нагрузкой на выходной частоте, а гетеродин (генератор СВЧ) — с его нагрузкой. Вопросы согласования будут рассмотрены далее. Отметим, что для настройки смесителя используют коаксиальные шлейфы $W6, W7$, участок волновода $W8$ с подвижным короткозамыкателем, настроенные винты в секции $W2$. В согласованной схеме нижняя боковая полоса подавляется, и вся подводимая мощность, за вычетом неизбежных потерь, преобразуется в мощность выделяемой верхней боковой полосы.

Достоинствами смесителя проходного типа являются высокий КПД и большая выходная мощность, которая при оптимальной настройке почти в 2 раза выше, чем у схемы отражающего типа. К недостаткам схемы относятся сложность настройки, более узкая в сравнении со смесителем отражающего типа полоса преобразуемых частот, заметная чувствительность выходных параметров (мощности, КПД, частотных характеристик) к изменениям геометрических размеров волноводов при колебаниях температуры и вибрации.

В смесителях отражающего типа (рис. 9.8) мощность гетеродина подводят к варакторам через циркулятор $W6$ и волновод $W5$, а мощность выделяемой полосы распространяется в обратном направлении от

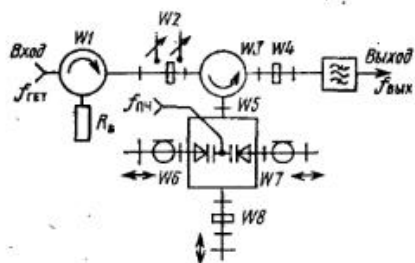


Рис. 9.7

диодной секции $W3$ через циркуляторы $W6, W7$ и полосовой фильтр ПФ1. В отличие от смесителей проходного типа в этой схеме колебания двух боковых полос — верхней и нижней — проходят к полосовому фильтру ПФ1, причем при достаточной широкополосности смесителя их мощности практически равны. Это позволяет при смене фильтра выделять мощность либо верхней, либо нижней боковой полосы. Мощность подавляемой боковой полосы вместе с другими комбинационными частотами, а также часть мощности гетеродина, которая при возможном рассогласовании будет отражаться от диодной секции, отражаются от ПФ1 и выделяются в балластной нагрузке циркулятора $W7$. Достоинством схемы является простота согласования варакторов с волноводом, осуществляемого настройкой коаксиальных шлейфов $W2$ и $W4$ и изменением длины короткозамкнутого отрезка волновода $W1$. Схема достаточно широкополосна и отличается стабильностью выходных параметров. Недостаток схемы — низкий КПД из-за генерации и последующего выделения в балласте мощности неиспользуемой полосы. Мощность генерируемых комбинационных высших порядков обычно значительно меньше мощности основных частот преобразования f_+ и f_- . При необходимости их ослабления между смесительной камерой $W3$ и циркулятором $W6$ ставят загораживающий волноводный фильтр гармоник, эффективно подавляющий все частоты, кроме $f_{гет}$, f_+ и f_- .

Схема смесителя отражающего типа на полосковых линиях (ПЛ) показана на рис. 9.9. Схема построена на основе квадратурного моста (см. рис. 3.46). Плечи $W1-W4$ образованы отрезками ПЛ длиной $\lambda/4$, причем ПЛ плеч $W1$ и $W3$ имеют волновое сопротивление Z_0 , а плеч $W2$ и $W4$ — волновое сопротивление $Z_0/\sqrt{2}$. На вход 1 подано напряжение гетеродина, с выхода 2 снимают сигналы боковых полос. После выхода 2 следует полосовой фильтр подавления нерабочей полосы. Последовательно с варактором $VD2$ включен шлейф $W6$ длиной $\lambda/4$. В результате на выходе 2 происходит компенсация волн с частотой гетеродина, отраженных от варакторов, а на выходе 1 — компенсация сигналов боковых

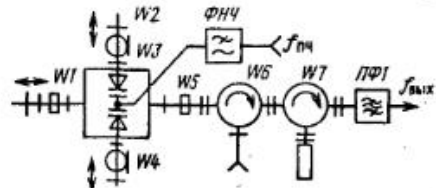


Рис. 9.8

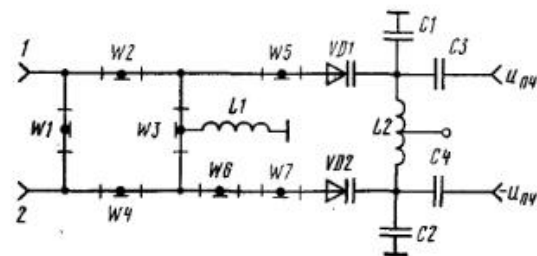


Рис. 9.9

| Тип диода | Материал | $f_{пред}$, ГГц, не менее | C_0 , пФ | $C_{кор}$, пФ | L_D , нГн | $U_{допобр}$, В | $P_{доп}$, Вт |
|-----------|----------|----------------------------|------------|----------------|-------------|------------------|----------------|
| 2A613A | Si | 10 | 4...8 | 0,85 | 5 | 80 | 10 |
| 2A613B | Si | 25 | 3...5 | 0,85 | 5 | 70 | 8 |
| 2A608A | Si | 60 | 2,5...3,5 | 0,45 | 1,5 | 45 | 4 |
| 2A609A | Si | 150 | 1,1...1,8 | 0,25 | - | 40 | 2 |
| 2A609B | Si | 150 | 0,8...1,3 | 0,25 | - | 40 | 1 |
| 2A636A | Si | 100 | 1,2...2,2 | 0,25 | - | 40 | 5 |
| 2A636B | Si | 150 | 0,7...1,5 | 0,25 | - | 30 | 3 |
| 3A603A | GaAs | 100 | 0,5...1,5 | 0,35 | 1,6 | 20 | 0,4 |
| 3A603B | GaAs | 150 | 0,5...1,2 | 0,35 | 1,6 | 20 | 0,4 |
| 3A603B | GaAs | 200 | 0,5...1,2 | 0,35 | 1,6 | 10 | 0,16 |
| 3A603Г | GaAs | 250 | 0,5...1,2 | 0,35 | 1,6 | 15 | 0,25 |
| 3A607A | GaAs | 100 | 0,8...1,9 | 0,35 | 1,6 | 30 | 1 |
| 3A614A | GaAs | 320 | 0,4...0,7 | 0,22 | 0,7 | 20 | 0,4 |
| 3A616A | GaAs | 100 | 0,6...1,2 | - | - | 30 | 0,75 |

полос. Отрезки полосковых линий W5 и W7 служат для трансформации сопротивлений варакторов в волновое сопротивление Z_0 . Конденсаторы C1 и C2 являются блокировочными по СВЧ, остальные элементы — блокировочные для ПЧ и постоянного тока. Напряжения сигнала на промежуточной частоте $u_{ПЧ}$ подают на варакторы противофазно.

Схема (рис. 9.9) составляет основу двойного балансного смесителя, позволяющего разделить на выходах сигналы верхней и нижней боковых полос и улучшить подавление колебаний гетеродина [9.5, п. 4.2.5].

Расчет смесителя включает три этапа: энергетический расчет, расчеты элементов согласования, проектирование выходного полосового фильтра.

Энергетический расчет. Состоит в определении выходной мощности $P_{вых}$, мощности гетеродина $P_{гет}$, напряжений смещения U_0 и модулирующей частоты $\omega_{ПЧ}$. При этом рассчитывают КПД смесителя. При условии $f_{ПЧ} \ll f_{гет} \eta_c \approx \approx P_{вых}/(P_{гет} + P_{ПЧ}) \approx P_{вых}/P_{гет}$. Энергетический расчет производят для одного диода, а затем рассчитанные мощности удваивают.

В основу расчета схем рис. 9.7–9.9 положены следующие допущения. В проходной схеме через каждый варактор протекают три тока: $i_{гет}$, $i_{ПЧ}$ и $i_{вых} = i_+$, а в схеме отражающего типа четыре: $i_{гет}$, $i_{ПЧ}$, i_+ и i_- . В результате на каждом варакторе заряд изменяется по квазипериодическому закону. В схеме проходного типа

$$Q_{см}(t) = Q_0 + Q_{ПЧ} \cos \omega_{ПЧ} t + Q_{гет} \cos(\omega_{гет} t + \varphi_{гет}) + Q_+ \cos[(\omega_{гет} + \omega_{ПЧ})t + \varphi_+],$$

а в схеме отражающего типа

$$Q_{co}(t) = Q_0 + Q_{ПЧ} \cos \omega_{ПЧ} t + Q_{гет} \cos(\omega_{гет} t + \varphi_{гет}) + Q_+ \cos[(\omega_{гет} + \omega_{ПЧ})t + \varphi_+] + Q_- \cos[(\omega_{гет} - \omega_{ПЧ})t + \varphi_-].$$

В расчетах используют нормированные величины амплитуд заряда, отнесенные к полному размаху колебаний заряда на диоде $2(Q_{max} - Q_0)$, например $q(t) = Q(t)/[2(Q_{max} - Q_0)]$, $q_{гет} = Q_{гет}/[(2(Q_{max} - Q_0))]$ и т.д. Величина Q_{max} соответствует максимальному обратному напряжению на варакторе U_{max} .

Важным моментом в расчете является выбор режима работы варакторных диодов. Используемые в смесителях варакторы относятся к классу диодов с резким переходом. Для них связь между мгновенным зарядом и обратным напряжением $u(t)$ на переходе достаточно точно описывается соотношением

$$[E_\varphi + u(t)]/(U_{max} + E_\varphi) = q^2(t), \quad (9.6)$$

где E_φ — контактная разность потенциалов. Различают два режима работы смесительных диодов. В параметрическом режиме диод работает с запертым переходом, и связь между напряжением на нем и зарядом устанавливается соотношением (9.6). При этом мгновенное обратное напряжение на диоде может меняться от $u(t)_{min} = -E_\varphi$ до $u(t)_{max} = U_{max}$, а заряд — соответственно от нуля до Q_{max} . В режиме с открывающимся переходом, когда напряжение $u(t)$ становится равным $-E_\varphi$, переход открывается, и его можно представить в виде большой диффузионной емкости. На открытом диоде напряжение $u_{отк} \approx E_\varphi$, а заряд $q(t)$ отрицателен. В те моменты времени, когда диод заперт, его вольт-кулоновская характеристика описывается соотношением (9.6). При работе в параметрическом режиме получается более чистый спектр выходных колебаний, но варакторы отдадут мощность в несколько раз меньшую, чем в режиме с открывающимся переходом, когда с наиболее мощных диодов можно снять мощность порядка долей ватта. Поэтому при проектировании смесителя целесообразно вначале выбрать параметрический режим. Если мощность, отдаваемая варакторами в этом режиме, окажется меньше заданной, то следует перейти к режиму с открывающимся переходом.

Проектирование смесителя начинают с выбора варактора. Параметры диодов, используемых в смесителях, приведены в табл. 9.2 [9.6].

Этим параметрам соответствует эквивалентная схема рис. 9.10. В табл. 9.2 и на рис. 9.10: C_0 — суммарная емкость диода при обратном смещении $E_0 = 6$ В, $C_{до} = C_0 - C_{кор}$ — емкость перехода при обратном смещении $E_0 = 6$ В; предельная частота $f_{пред} = (2\pi C_0 r_s)^{-1}$; r_s — сопротивление потерь диода; $U_{доп}$ — допустимое обратное напряжение на переходе; $P_{доп}$ — допустимая мощность, рассеиваемая на диоде.

Выбор варактора производят по предельной частоте $f_{вых} < < f_{пр}/(7-10)$ и емкости $C_{до}$. КПД смесителя будет тем выше, чем меньше отношение $f_{вых}/f_{пред}$, а выходная мощность тем больше, чем больше $C_{до}$ и обратное $U_{доп}$. После выбора варактора производят расчет его параметров. Определяют сопротивление потерь $r_s = 1/2 f_{пред} C_{до}$.

Минимальная емкость перехода C_{min} при максимальном обратном напряжении $U_{max} < U_{доп}$

$$C_{min} = C_{до} \sqrt{(E_0 + E_\varphi)/(U_{max} + E_\varphi)} \quad (9.7)$$

и предельная частота при максимальном обратном смещении $f_{зар} = f_{пред} C_{до}/C_{min}$. Для кремниевых варакторов $E_\varphi = 0,7$ В, для арсенид-галлиевых $E_\varphi = 1,2$ В.

Энергетические характеристики смесителя зависят от параметра, характеризующего потери в диоде: $\mu = \omega_{вых} C_{min} r_s = f_{вых}/f_{зар}$. При этом нормированные амплитуды заряда $q_{вых}$, $q_{гет}$, $q_{ПЧ}$, при которых достигают максимума выходной мощности $P_{вых}$, отличаются от значений $q_{вых}$, $q_{гет}$, $q_{ПЧ}$, соответствующих максимальному КПД. Поэтому за оптимальный принимают режим, когда достигается максимума произведение $P_{вых} \cdot \eta_c$. Вначале целесообразно выполнить расчет для параметрического режима варакторов. Если окажется, что мощность, которую могут отдать диоды в параметрическом режиме, недостаточна, то следует перейти к режиму с открывающимся переходом. Все расчеты ведут для одного варактора. Для схем рис. 9.7–9.9, построенных на двух варакторах, все найденные величины мощностей следует удвоить.

Расчет параметрического режима диода. При работе диода в параметрическом режиме оптимальное значение $q_{ПЧ} = 0,28 \dots 0,30$. Для смесителя проходного типа $q_{гет}$, q_+ и КПД определяются соотношениями

$$q_{гет} = (0,5 - q_{ПЧ})/(1 + \nu); \quad (9.8)$$

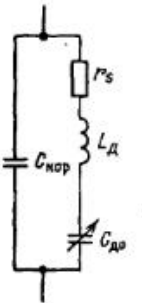


Рис. 9.10

$$q_+ = yq_{гет}; \quad (9.9)$$

$$\eta_c \approx P_{вмх}/P_{гет} = (q_{пч} - 2\mu y)/(q_{пч} + 2\mu y), \quad (9.10)$$

где $y = q_+/q_{гет} = 2\mu(\sqrt{1 + q_{пч}^2/4\mu^2} - 1)/q_{пч}$.
Для отражающей схемы смесителя

$$q_{гет} = (0,5 - q_{пч})/\sqrt{1 + 4y^2}; \quad (9.11)$$

$$q_{вмх} = yq_{гет}; \quad (9.12)$$

$$\eta_c \approx P_{вмх}/P_{гет} = (q_{пч} - 2\mu y)/(2q_{пч} + 2\mu y), \quad (9.13)$$

где $y = 0,5\mu(\sqrt{(q_{пч}/\mu)^2 + 1} - 1)/q_{пч}$.
Выходная мощность

$$P_{вмх} = \omega_{вмх} C_{мин}(U_{мак} + E_{\varphi})^2 (q_{пч} q_{гет} q_{вмх} - 2\mu q_{вмх}^2). \quad (9.14)$$

Для проходной схемы вместо $q_{вмх}$ надо подставить q_+ .

Если выходная мощность $P_{вмх}$ оказалась больше заданной, надо уменьшить размах напряжения на диоде (величину $U_{мак}$) и повторить расчет. Если $P_{вмх}$ недостаточна, то следует перейти к режиму диода с открывающимся переходом. Определим мощность, рассеиваемую на варакторе. В смесителе проходного типа

$$P_{вар} = P_{вмх}(1 - \eta_c)/\eta_c. \quad (9.15)$$

В смесителе отражающего типа

$$P_{вар} = P_{вмх}(1 - 2\eta_c)/2\eta_c. \quad (9.16)$$

Если $P_{вар} > P_{доп}$ (табл. 9.2), то необходимо снизить $P_{вмх}$ либо поменять тип варактора. Мощность гетеродина $P_{гет} = P_{вмх}/\eta_c$.

Для расчета согласующих цепей и модулирующего напряжения на диоде надо определить эквивалентные комплексные сопротивления, которые представляют собой емкость варактора для токов частот $f_{вмх}$, $f_{гет}$ и $f_{пч}$.

Для проходной схемы смесителя при работе диодов в параметрическом режиме

$$Z_{гет} = r_{гет} + ix_{гет} = \frac{q_{пч}q_+}{2\omega_{гет}C_{мин}q_{гет}} - i\frac{1}{2\omega_{гет}C_{мин}}; \quad (9.17)$$

$$Z_{вмх} = r_{вмх} + ix_{вмх} = \frac{q_{пч}q_+}{2\omega_{вмх}C_{мин}q_+} - i\frac{1}{2\omega_{вмх}C_{мин}}; \quad (9.18)$$

$$Z_{пч} = r_{пч} + ix_{пч} = \frac{q_{гет}q_+}{2\omega_{пч}C_{мин}q_{пч}} - i\frac{1}{2\omega_{пч}C_{мин}}. \quad (9.19)$$

Выражения (9.17)–(9.19) приближенно справедливы и для отражающей схемы, за исключением того, что $r_{пч}$ можно считать равным нулю, $r_{гет}$ следует удвоить, а q_+ заменить на $q_{вмх}$.

Обратим внимание на то, что $r_{вмх} < 0$. Это означает, что диод является генератором выходного сигнала и потребляет энергию от гетеродина и источника ПЧ. Напряжение модулирующего сигнала на диоде

$$U_{пч} = \omega_{пч} C_{мин}(U_{мак} + E_{\varphi})q_{пч}\sqrt{r_{пч}^2 + x_{пч}^2}. \quad (9.20)$$

Величина $U_{пч}$ является исходным параметром при проектировании выходного каскада усиления промежуточной частоты. Смеситель представляет собой для выходного усилителя ПЧ нагрузку сопротивлением $Z_{сПЧ} = Z_{пч}/2$ для схем рис. 9.7 и 9.8 и $Z_{сПЧ} = 2Z_{пч}$ для схемы рис. 9.9. Обратное смещение на диодах $U_0 = -(U_{мак} + E_{\varphi})(0,25 + q_{пч}^2 + q_{гет}^2 + kq_+^2) + E_{\varphi}$, где $k = 1$ для проходной схемы; $k = 2$ для отражающей схемы.

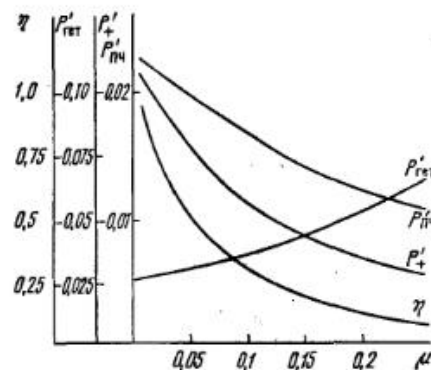


Рис. 9.11

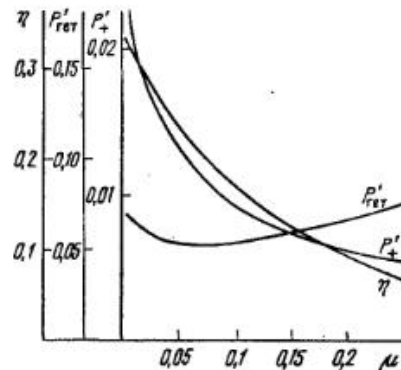


Рис. 9.12

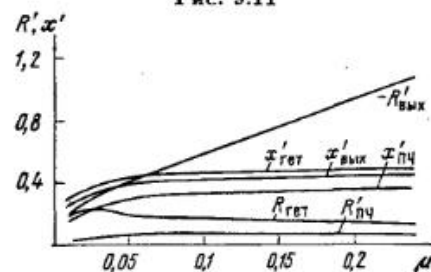


Рис. 9.13

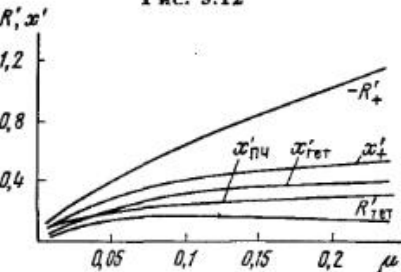


Рис. 9.14

Расчет диода в режиме с открывающимся переходом. При выборе режима с открывающимся переходом расчет смесителя проводят с помощью ЭВМ. Решение задачи оптимизации энергетических характеристик смесителя на ЭВМ позволило получить набор нормированных кривых, на основе которых можно рассчитать параметры схемы [9.7]. Результаты расчета представлены на рис. 9.11–9.15 в виде семейств графиков нормированных параметров оптимальных режимов в функции от параметра потерь μ .

На рис. 9.11 приведены графики нормированных мощностей и КПД смесителя проходного типа, а на рис. 9.12 — смесителя отражающего типа. Переход к абсолютным значениям мощностей производим по формуле

$$P_j = P'_j \omega_j C_{мин}(U_{мак} + E_{\varphi})^2. \quad (9.21)$$

При расчете вначале определяем предельную выходную мощность при $U_{мак} = U_{доп}$, рассчитываем $C_{мин}$ согласно (9.7), величину μ и предельное значение $P_{вмх}$. Если эта величина больше заданной, то следует уменьшить $P_{вмх}$ и повторить расчет. Необходимо по (9.15) или (9.16) проверить выбранный режим по мощности, рассеиваемой на варакторе.

Далее определяем эквивалентные сопротивления диода по нормированным кривым, приведенным на рис. 9.13 для проходной схемы и на рис. 9.14 для отражающей схемы. Переход от нормированных значений импедансов (активного и емкостного

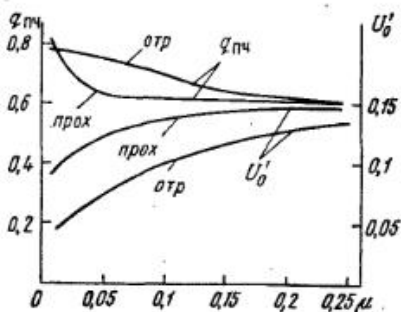


Рис. 9.15

сопротивлений) к абсолютным производим по формуле

$$Z_j = r_j - ix_j = (r'_j - ix'_j)/(2\omega_j C_{\min}). \quad (9.22)$$

В отражающей схеме $P'_{ПЧ} = 0$, $r'_{ПЧ} = 0$, и эти графики на рис. 9.12, 9.14 отсутствуют.

На рис. 9.15 приведены графики нормированного смещения U'_o , подаваемого на варакторы. Абсолютное смещение

$$U_o = U'_o(U_{\max} + E_\varphi) + E_\varphi. \quad (9.23)$$

Если по расчету получается $U_o > 0$, т.е. варактор оказывается смещенным в положительную сторону (открытым), то практически можно считать смещение равным нулю. Для определения амплитуды напряжения промежуточной частоты используют кривые $q_{ПЧ}(\mu)$ (рис. 9.15). Абсолютное значение напряжения ПЧ рассчитываем по (9.20).

Проектирование цепей согласования варакторов в диодной секции волновода является сложной электродинамической задачей, поэтому ее решают в значительной мере экспериментально. В проходной схеме смесителя (см. рис. 9.7) в качестве элементов согласования используют коаксиальные шлейфы W6 и W7 и короткозамкнутый отрезок волновода W8. Настройку смесителя целесообразно начинать с согласования с нагрузкой. При этом сопротивление, вносимое со стороны нагрузки последовательно с отрицательным сопротивлением $-R_{\text{эк вых}}$, для каждого диода должно быть равно $|R_{\text{эк вых}}| - r_s$. Настройку диодной камеры ведут по максимуму выходной мощности изменением длин коаксиальных шлейфов W6 и W7 и перемещением замыкателя волновода W8. Следующим этапом настройки является согласование смесителя с гетеродином. Настройку производят с помощью винтов в волноводной секции W2 по минимуму отраженной мощности гетеродина в балластной нагрузке циркулятора W1. При этом меняется режим работы варакторов, что требует контроля уровня выходной мощности и подстройки элементов согласования с нагрузкой.

В отражающей схеме рис. 9.8 элементом согласования кроме коаксиальных шлейфов W3 и W4 служит короткозамкнутый отрезок волновода W1, при изменении длины которого меняется реактивное сопротивление в сечении, где включены варакторы. Волновое сопротивление коаксиальных шлейфов выбирают равным 50...120 Ом, длину — несколько больше $\lambda_{\text{д вых}}/2$. Внутренний цилиндр шлейфа образован втулкой, являющейся продолжением втулки крепления диода (см. рис. 9.6).

В смесителе на ПЛ (см. рис. 9.9) согласующие шлейфы W5 и W7 можно выполнить различным образом. Один из вариантов состоит в том, что каждый варактор подсоединяют к блокирующему конденсатору (С3 или С4), который на СВЧ имеет сопротивление порядка единиц ом, через отрезок ПЛ, компенсирующий эквивалентное реактивное сопротивление варактора $ix_{\text{эк}} = ix_{LD} + ix_{\text{вых}}$. Тогда шлейфы W5 и W7 представляют собой четвертьволновые отрезки ПЛ с волновым сопротивлением $Z_{\text{шл}} = \sqrt{Z_0 r_{\text{вых}}}$.

Полосовые фильтры СВЧ на выходе смесителя строят на отрезках ПЛ или на цепочках связанных резонаторов с дифракционной связью между резонаторами через отверстия в поперечных сплошных диафрагмах в волноводе. Расчет таких фильтров выполняют по [3.2]. В последние годы также стали применять полосовые фильтры с резонаторами, заполненными диэлектриками, а на частотах до 1...2 ГГц фильтры на поверхностно-акустических волнах.

9.5. Проектирование модуляторов передатчиков РРС

Частотная модуляция на $f_{ПЧ} = 70; 140$ МГц при передаче многоканального ТФ сигнала или ТВ сигнала с девиацией частоты до 5 МГц требует перестройки частоты ЧМАГ в пределах, которые трудно реализовать на варикалах с "резким" переходом. Здесь имеют преимущество

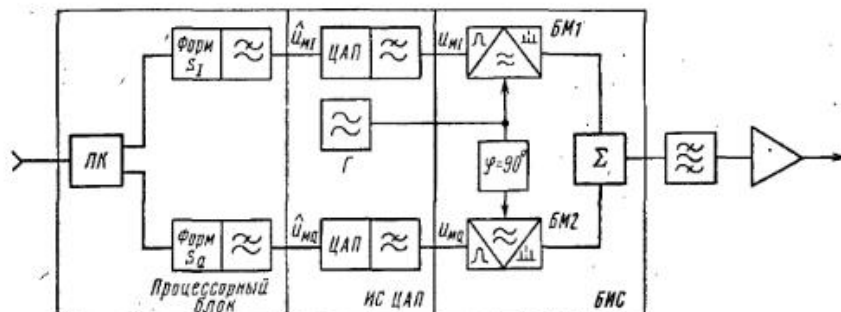


Рис. 9.16

диоды со "сверхрезким" переходом, когда $n \geq 2$. Приборы с такими переходами желательно включать с максимальным коэффициентом управления ρ_u . Расчет ЧМАГ выполняют по методике, приведенной в § 8.3.

Манипуляторы цифровых сигналов являются частью модемов. Модем представляет собой единый конструктивный блок, где при передаче информационный цифровой сигнал (ЦИС) преобразуют в модулированный на ПЧ радиосигнал, а при приеме выполняют обратное преобразование. Сигналы двухпозиционной и четырехпозиционной частотной манипуляции формируют в ЧМАГе, сигнал 2-ОФМ — в балансном смесителе. Многопозиционные сигналы 4-ОФМ, 8-ОФМ, 16-КАМ, 64-КАМ получают в схеме, в основу которой положена схема квадратурного балансного смесителя (рис. 9.16)*. Все этапы обработки ЦИС: разделение в преобразователе кода ПК на две последовательности, формирование двух модулирующих напряжений S_I и S_Q и их низкочастотную фильтрацию — выполняют в цифровом виде в процессорном блоке. Сформированные модулирующие сигналы и преобразуют в ЦАП в аналоговую форму и подают на два сигнальных входа квадратурного балансного смесителя. Балансные модуляторы БМ1 и БМ2 вместе с сумматором размещают в одной БИС. Выходной полосовой фильтр, выделяющий рабочую полосу частот, строят в зависимости от рабочего диапазона на LC-элементах либо на отрезках ПЛ или используют ПФ на ПАВ. Выходной усилитель ПЧ обеспечивает требуемый уровень сигнала.

При создании приемопередающих устройств РРС используют выпускаемые различными фирмами модемы. Как пример приведем параметры модема МД-34 фирмы "Радиян", г. Санкт-Петербург:

| | |
|---|--------------------|
| Скорость цифрового потока | 34,368 Мбит/с |
| Модуляция | 4-ОФМ |
| Полоса частот на уровне -30 дБ | 70±14 МГц |
| Выходной уровень сигнала на $R = 75$ Ом | -500 ± 50 мВ (эфф) |
| Уровень сигнала ПЧ на входе модема (при приеме) | 50...500 мВ (эфф) |
| Потребляемая мощность | Не более 12 Вт |
| Масса | Не более 2,5 кг |

* Некоторые варианты схем формирования многопозиционных сигналов рассмотрены в [1.34, гл. 4].

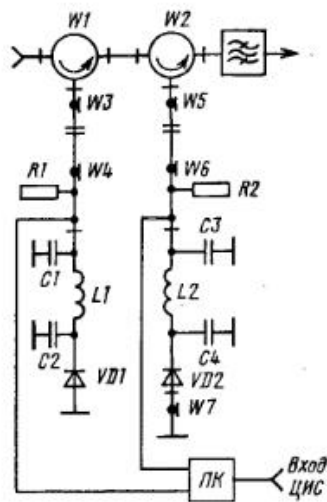


Рис. 9.17

W3 и W5 идентичны, их волновое сопротивление Z_c определяется конструкцией циркуляторов. Остальные элементы схемы: ПЛ W4 и W6 с волновым сопротивлением Z_c , конденсаторы C1–C4, индуктивности L1 и L2, резисторы R1 и R2 являются согласующими. Расчет манипулятора приведен в [2.1, 9.5].

9.6. Проектирование генераторов на полевых транзисторах и ЛПД

Проблема упрощения тракта гетеродина — отказ от многокаскадных усилительно-умножительных цепочек (см. рис. 9.2) — всегда была актуальной. В верхней части СВЧ диапазона ($f > 10$ ГГц) для генерации СВЧ колебаний широко используют генераторы на ЛПД и диодах Ганна. На частотах ниже 20 ГГц в последние годы стали применять АГ на полевых СВЧ транзисторах (ПТШ), стабилизированные диэлектрическими резонаторами (ДР) [9.5, 9.8]. С таких АГ снимают мощность в десятки милливольт, а их температурная нестабильность составляет $(1...5) \cdot 10^{-6}/1^\circ\text{C}$. Диэлектрический резонатор представляет собой пластину из СВЧ керамики с ярко выраженными резонансными свойствами. В схеме АГ ДР используют как стабилизирующий частоту элемент.

На рис. 9.18 приведена схема АГ, где ДР включен в цепь обратной связи (ОС) [9.9]. Схема является АГ с запаздыванием; цепь положительной ОС между выходом ПТ (стоком) и его входом (затвором) выполнена в виде отрезков ПЛ, связь между которыми обеспечивает ДР.

Расчет АГ состоит из расчета режима ПТШ и разработки топологии цепи ОС. Электрический расчет режима ПТШ выполняют в соответствии с методикой, изложенной в § 2.5. ПТШ работает в режиме боль-

Другая типичная схема СВЧ манипулятора 4-ОФМ — схема отражающего типа с коммутируемыми pin-диодами (рис. 9.17). Основу схемы составляют два шлейфа на ПЛ, подключенные к циркуляторам W1 и W2. Волна СВЧ из циркулятора W1 попадает в шлейф W3, где отражается от pin-диода VD1. Аналогично в шлейфе W5 волна отражается от pin-диода VD2. Диоды коммутируются цифровыми управляющими сигналами, формируемыми преобразователем кода ПК. В зависимости от поданного на pin-диод напряжения он находится либо в открытом состоянии с низким сопротивлением r_+ , либо в закрытом с высоким сопротивлением R_- . В результате меняется фаза отраженной от диода волны. Первый шлейф изменяет фазу на φ , второй — на $\varphi/2$, для чего используют дополнительный отрезок ПЛ W7. Линии

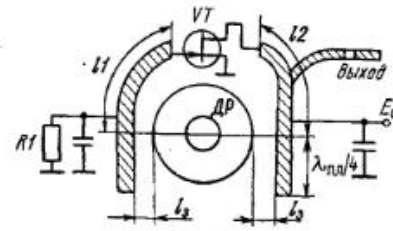


Рис. 9.18

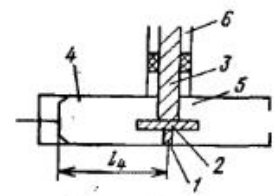


Рис. 9.19

шого сигнала с отсечкой тока. Автоматическое смещение на затворе получают за счет падения напряжения постоянной составляющей тока затвора $I_{з0}$ на резисторе R1. В результате расчета режима ПТШ определяют его коэффициент усиления мощности K_P и фазовый сдвиг (запаздывание) выходной волны напряжения относительно напряжения падающей волны на входе ПТШ при выбранных волновых сопротивлениях ПЛ.

При разработке топологии цепи ОС необходимо исходить из обеспечения условий баланса фаз и амплитуд в АГ. Для схемы рис. 9.18 условие баланса фаз

$$\varphi_{ПТ} + m l_1 + m l_2 + \varphi_{др} = 2\pi n, \quad (9.24)$$

где $\varphi_{др}$ — фазовый сдвиг в ДР; $m l_1$ и $m l_2$ — электрические длины соответствующих ПЛ. Величина $\varphi_{др}$ зависит от расстройки частоты АГ Δf относительно резонансной частоты ДР $f_{др}$: $\varphi_{др} = \arctg(2\Delta f Q / f_{др})$. В правильно построенном АГ $\Delta f = \varphi_{др} = 0$. Настройка АГ достигается смещением ДР вдоль ПЛ. Применяя как наиболее целесообразную симметричную топологию цепи ОС ($m l_1 = m l_2$) и полагая $\varphi_{др} = 0$, из (9.24) определяем $m l_1$. Расчет ПЛ производим согласно рекомендациям § 3.11.

Условие баланса амплитуд в АГ: K_P (дБ) — $d_{ос}$ (дБ) = 0, где $d_{ос}$ — потери в цепи ОС. Фактически по известному K_P следует подобрать связь между ПЛ, обеспечивающую требуемый коэффициент передачи в цепи ОС. Затухание в цепи ОС определяется потерями в ДР, ПЛ и мощностью, передаваемой в нагрузку. Для обеспечения высокой стабильности частоты АГ потери в нагрузке не должны превышать 20...50 % от потерь в ДР. Потери в ПЛ можно принять равными 1 дБ. Тогда $d_{др}$ (дБ) = K_P (дБ) — $d_{нагр}$ — $d_{пл}$. Затухание в ДР зависит от его связи с ПЛ (зазора l_3), и в процессе настройки АГ подбирают экспериментально. На практике $d_{др}$ составляет 2...6 дБ.

В передатчиках РРС генераторы на ЛПД используют в качестве задающих генераторов (гетеродинов) и выходных УСВЧ. Применяют нормальный пролетный режим ЛПД (или режим IMPATT), который хотя имеет более низкий КПД, чем аномальный режим работы (TRAPATT), но обеспечивает лучшие шумовые характеристики и значительно более высокие частоты генерации. Параметры ЛПД приведены в [9.4, 9.10]. Гетеродин на ЛПД представляет собой АГ с параметрической или внешней стабилизацией частоты. Упрощенный вид волноводной конструкции АГ на ЛПД показан на рис. 9.19. Лавинно-пролетный диод 1 с помощью штыря-держателя 3 помещен в отрезок прямоугольного волновода. Часть волновода 4 длиной l_4 с короткозамыкающим подвижным поршнем на конце служит для настройки колебательной системы.

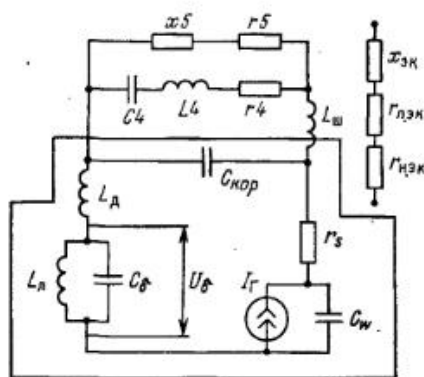


Рис. 9.20

эквивалентное сопротивление нагрузки диода на частотах в десятки и сотни мегагерц, препятствуя возникновению паразитных колебаний в цепях блокировки на этих частотах.

Принципы действия ЛПД и АГ на их основе изложены в [9.10]. Упрощенная эквивалентная схема АГ показана на рис. 9.20. Элементы, обведенные непрерывной линией, образуют эквивалентную схему диода: емкость слоя умножения C_δ , зависящая от тока диода; лавинная индуктивность L_δ ; емкость пролетного пространства C_w ; эквивалентный генератор тока I_G ; сопротивление потерь тела диода r_s ; индуктивность корпуса диода L_D , емкость корпуса $C_{кор}$. Остальные элементы схемы создаются внешними цепями (см. рис. 9.19): $I_{р.л}$ — радиальная линия, образованная диском 2; $L_{ш}$ — индуктивность штыря* 3; C_4, L_4, r_4, r_5, x_5 — эквивалентные параметры участков волновода 4 и 5. При расчете схемы элементы внешних цепей, а также индуктивность L_D и емкость $C_{кор}$ диода пересчитывают в эквивалентную последовательную цепочку $r_{п.эк}, L_{п.эк}, x_{эк}$, где $r_{п.эк}$ — вносимое сопротивление нагрузки; $r_{н.эк}$ — эквивалентное сопротивление потерь; $x_{эк}$ — сопротивление эквивалентной реактивности внешней цепи (рис. 9.20). Получающаяся схема АГ сводится к схеме емкостной трехточки. Самовозбуждение происходит на частоте выше лавинной частоты $\omega_L = 1/\sqrt{L_\delta C_\delta}$, а реактивность внешней цепи $x_{эк}$ имеет индуктивный характер.

Энергетический расчет режима ЛПД выполняем на основе методики, приведенной в [9.10]. Исходными для расчета являются паспортные данные диода: обратное напряжение пробоя $U_{но}$; постоянный ток диода I_0 ; диапазон рабочих частот, емкости диода $C_\delta, C_w, C_{кор}$; индуктивность L_D , сопротивление r_s , ширина заборного слоя $\ell_s = \ell_\delta + \ell_w$, где ℓ_δ — ширина слоя умножения; ℓ_w — ширина участка дрейфа (пролетного пространства). Ток эквивалентного генератора связан с постоянным током через диод I_0 соотношением

$$I_{ГВ} = I_{ГВ} + iI_{ГМ} = [-\chi_b - i\chi_m]\gamma(A_\delta)I_0. \quad (9.25)$$

Коэффициенты χ_b и χ_m являются функциями угла пролета на участке дрейфа:

$$\chi_b = (1 - \cos \omega t_w) / \omega t_w; \quad \chi_m = (\sin \omega t_w) / \omega t_w,$$

где $\omega t_w = \ell_w / v_{нас}$; $v_{нас}$ — скорость насыщения носителей; $\gamma(A_\delta) = 2J_1(A_\delta) / J_0(A_\delta)$ — коэффициент формы тока лавины; $J_1(A_\delta), J_0(A_\delta)$ — модифицированные функции Бесселя; аргумент $A_\delta = (2a' / \omega t_\delta) U_\delta$; $\omega t_\delta = \omega \ell_\delta / v_{нас}$; U_δ — амплитуда ВЧ

* Для расчета индуктивности $L_{ш}$ можно использовать соотношения, приведенные в Справочнике по волноводам под ред. Я.Н. Фельда. (М.: Сов. радио, 1952. — Гл. V. — С. 296).

Для согласования ЛПД с внешними цепями используют диск 2 или широкую втулку, которые образуют с нижней стенкой волноводной камеры радиальный резонатор длиной около $\lambda/4$. Связь с нагрузкой осуществляют через щелевую диафрагму и трансформирующий отрезок волновода 5. Напряжение питания подают по коаксиальной линии 6, где размещен ФНЧ.

При анализе конструкции следует учитывать, что каждый элемент несет несколько функциональных нагрузок из-за сложного характера взаимодействующих полей. Например, диск 2 не только является согласующим элементом, но и обеспечивает поддержание достаточного напряжения на диоде во время формирования тока лавины, а также уменьшает

напряжения на слое умножения; a' — коэффициент (размерность $1/V$), отображающий зависимость функции умножения числа носителей от амплитуды ВЧ поля. Электронный КПД диода

$$\eta_a = P_r / P_0 = 0,5 U_w I_{ГВ} / U_{но} I_0. \quad (9.26)$$

Для оценки эффективности можно принять $\omega t_w = 1,8 \dots 2,5$; $\omega t_\delta = 0,6 \dots 0,8$; $U_\delta = (0,15 \dots 0,2) U_{но}$; $a' = 0,1 \dots 0,2$. Как правило, $A_\delta \leq 6$, а амплитуда ВЧ напряжения на участке дрейфа $U_w < 0,5 U_{но}$.

При расчете КПД генератора следует учесть потери в теле диода r_s и в колебательной системе $r_{п.эк}$. Практически КПД внешних цепей из-за сильного влияния r_s оказывается порядка 0,5. В результате $P_{вмх} \approx 0,5 P_0 \eta_a$.

Колебательная система АГ должна обеспечить выполнение условий самовозбуждения. Частота генерации

$$\omega \approx \omega_0 [1 + (\chi_m + C_w / C_\delta) / (2Q_n \chi_b)], \quad (9.27)$$

где ω_0 — собственная частота эквивалентного контура в отсутствие тока в диоде; Q_n — нагруженная добротность колебательной системы (обычно $Q_n = 150 \dots 300$).

Реактивное сопротивление $x_{эк}$ на частоте ω_0 определяют из соотношения $x_{эк} = 1/(\omega_0 C_w) + 1/(\omega_0 C_\delta)$.

Вносимое сопротивление нагрузки рассчитывают по формуле

$$r_{п.эк} = \frac{(\omega_L^2 / \omega^2) \chi_b}{\omega C_w (1 - \omega_L^2 / \omega^2)} - r_s - r_{п.эк}, \quad (9.28)$$

где приведенная лавинная частота $\omega_L = \sqrt{\omega \gamma(A_\delta) I_0 / U_\delta C_\delta}$; $r_{п.эк} = (0,1 \dots 0,15) r_{п.эк}$.

Далее в соответствии с конструкцией генератора (см. рис. 9.19) проводим расчет внешних колебательных цепей. Для расчета сопротивления участка волновода ℓ_4 заменяем его последовательной цепочкой L_4, C_4, r_4 (рис. 9.20). При возбуждении в волноводе колебаний основного типа H_{101} на резонансной частоте $X_{C_4} = X_{L_4} = Z_4 = 1184(b/a)(\lambda_D / \lambda_0)^3$, где a и b — размеры волновода.

Для стабилизации частоты АГ на ЛПД применяют системы АПЧ или внешние высокодобротные резонаторы, связанные с волноводной секцией, где установлен ЛПД (см. рис. 9.4). Эталонные резонаторы, изготовленные из суперинвара, имеют добротность до 20 000. Коэффициент стабилизации частоты зависит от отношения добротностей резонаторов — эталонного и нагруженного волноводной секцией и от связи между резонаторами. Как показывают эксперименты, при отношении добротностей 50...100 долговременная нестабильность частоты уменьшается в 10...20 раз и составляет $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ в диапазоне температур ± 50 °С, а уровень частотного шума, определяющий кратковременную нестабильность частоты, снижается на 15...20 дБ [9.10].

9.7. Разработка трактов усиления СВЧ (УВЧ) и ПЧ

В § 9.3 были частично рассмотрены вопросы разработки структуры тракта усиления радиосигнала на выходной частоте, приведены соображения по построению многокаскадных усилителей на СВЧ транзисторах. Уровень выходной мощности усилителя зависит от характера трассы, числа передаваемых ТФ каналов (скорости передачи в цифровых РРС) и рабочей частоты. Мощность передатчика магистральной РРС может составлять единицы ватт; для малоканальных станций она меняется от 23 дБм в диапазоне 15 ГГц до 15 дБм в диапазоне 38 ГГц. Во многих передатчиках предусмотрена регулировка его выходной мощности. Для этого используют attenuаторы на pin-диолах,

устанавливаемые на входе усилительного тракта, и шлейфы, отводящие мощность на выходе передатчика. Шлейфы и переключаемые заградительные волноводы позволяют снижать мощность на 10...20 дБ. Что касается аттенуаторов на рiп-диодах, то их можно включать непосредственно в волновод (см. рис. 9.6). При использовании сдвоенных диодов (структур п-i-p-i-p) типа KA508A получаем простую диодную волноводную секцию. Изменением постоянного тока через диоды меняем их сопротивления и тем самым коэффициент отражения от диодной секции. Отраженную мощность отводят в балластную нагрузку циркулятора, устанавливаемого перед диодной секцией. Различные варианты схем аттенуаторов на волноводах и полосковых структурах с использованием рiп-диодов рассмотрены в [9.5, § 5.1; 9.11].

Дадим ряд рекомендаций по выбору типов и режимов усилительных приборов. На частотах до 6...8 ГГц используют биполярные и МДП-полевые транзисторы, выше этих частот — ПТШ. Параметры транзисторов и гибридных схем на их основе, выпускаемых в России, хорошо представлены в [1.2]. Наряду с изготовлением транзисторов ведущие фирмы-производители электронных приборов выпускают усилители, выполненные в виде отдельных СВЧ интегральных схем (чипов) или микромодули, которые состоят из нескольких каскадов усиления с необходимыми цепями согласования. Такие чипы и модули обычно имеют согласованные вход и выход с ПЛ сопротивлением 50 Ом. Часть модулей предназначена для широкополосного усиления с полосой в октаву и более. Для передатчиков РРС больше подходят усилители, рассчитанные на более узкий диапазон частот, но с высоким коэффициентом усиления. Так, в диапазоне 2,5...15 ГГц существуют различные модули с выходной мощностью 30...35 дБм и усилением не менее 35 дБ.

В верхней части сантиметрового диапазона и в миллиметровом диапазоне серьезную конструкцию ПТШ составляют новые типы транзисторов. Для частот выше 15...20 ГГц разработаны биполярные гетеротранзисторы. На частоте 30 ГГц на таком транзисторе при выходной мощности 26 дБм получено усиление 6 дБ. Для миллиметрового диапазона выпускают мощные транзисторы с высокой подвижностью электронов (НЕМТ). В усилительном модуле на таких транзисторах получена выходная мощность 3,5 Вт на 34,5 ГГц. Все эти транзисторы и усилительные модули оформлены в виде ИС, выполненных на основе микрополосковой технологии.

В структурах СВЧ усилителей широко используют циркуляторы для развязки отдельных групп каскадов, схемы сложения для увеличения выходной мощности. Пример построения многокаскадного усилителя для передатчика цифровой РРС диапазона 3,7...4,2 ГГц приведен на рис. 9.21 [1.45]. Усилитель состоит из трех модулей: входного с $P_{\text{вых}} = 500$ мВт, предоконечного с $P_{\text{вых}} = 1,5$ Вт и окончательного с $P_{\text{вых}} = 5$ Вт в номинальном режиме усиления. Цифрами на рис. 9.21 указаны уровни мощности в дБм (децибелах по отношению к 1 мВт). В выходных ступенях первого и третьего модулей применены

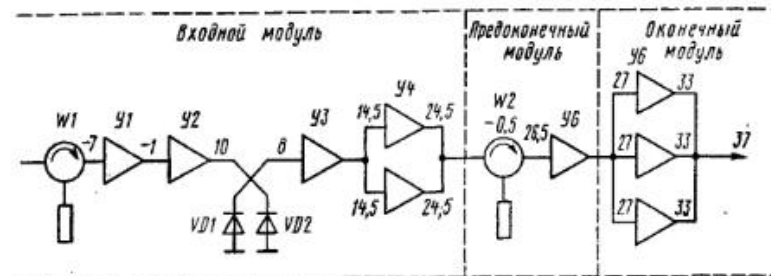


Рис. 9.21

схемы сложения мощностей. Для температурной стабилизации коэффициента усиления (допустимо отклонение в пределах 1 дБ в интервале температур 10...70 °С) использован управляемый от терморезисторов аттенуатор на рiп-диодах VD1 и VD2.

Главной проблемой, которую приходится решать при выборе режимов транзисторов, является снижение нелинейных искажений усиливаемых сигналов до допустимого уровня. В ЧМ РРС этот уровень зависит от числа ТФ каналов, в ЦРРС — от скорости передачи и вида манипуляции. Выходную мощность выпускаемых в настоящее время ЛБВ и транзисторов принято указывать на уровне компрессии 1 дБ ($P_{-1\text{дБ}}$), т.е. на уровне, где экспериментальный график $P_{\text{вых}} = f(P_{\text{вх}})$ отклоняется от прямой на 1 дБ. Этот режим обычно приемлем при усилении ЧМ радиосигналов или 4-ОФМ, но не годится для усиления сигналов КАМ, где существенно меняется амплитуда сигнала, причем требования к линейности усиления возрастают с увеличением числа позиций сигнала. Так, при усилении 16-КАМ максимальная мощность, снимаемая с ЛБВ или ПТ, должна быть снижена на 5...6 дБ по сравнению с $P_{-1\text{дБ}}$, а при усилении 64-КАМ — на 10 дБ. Это означает, что ЛБВ и транзисторы необходимо выбирать со значительным запасом по номинальной мощности и работать с низким КПД (транзисторы в режиме А). Так, в схеме рис. 9.22 при снижении уровня возбуждения и переводе транзисторов в режим А для сигнала 64-КАМ получена мощность 0,6 Вт при допустимых искажениях на выходе.

Тракт усиления сигнала промежуточной частоты (рис. 9.22) состоит из буферного усилителя, ПФ, корректора группового времени запаздывания (ХГВЗ) и выходного усилителя ПЧ У1. В соответствии с рекомендацией МККР на вход тракта ПЧ (сопротивлением 75 Ом) поступает сигнал с максимальным напряжением 0,3 В (эф). Нагрузкой выходного каскада является сопротивление варакторов смесителя СВЧ на ПЧ, величину которого, а также выходное напряжение $U_{\text{ПЧ}}$ определяют при расчете смесителя (см. § 9.4). В тракте ПЧ предъявляют жесткие тре-

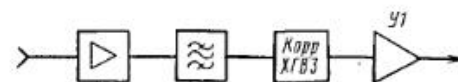


Рис. 9.22

бования к линейности фазовой характеристики (отклонение ХГВЗ не более 15 нс в полосе радиоканала при усилении 4-ОФМ и не более 2 нс при усилении 64-КАМ) и к равномерности АЧХ (отклонение не более 0,8 дБ при усилении 4-ОФМ и 0,2 дБ при усилении 64-КАМ). Чтобы в последующих каскадах СВЧ тракта искажения, вызванные паразитной амплитудно-фазовой конверсией, не выходили за допустимые пределы, интермодуляционные искажения должны быть ниже уровня сигнала более чем на 50 дБ.

Полосовой фильтр строят как пяти-семизвенный фильтр с характеристикой Баттерворта. Усилители сигнала выполняют на ИС широкополосных усилителей. Например, при усилении сигнала на $f_{ПЧ} = 70; 140$ МГц можно использовать ИС S872 фирмы Temic Semiconductors.

Схема обеспечивает усиление $K_p = 18...22$ дБ в полосе 30...500 МГц при выходной мощности 40 мВт и уровне интермодуляционных искажений менее -55 дБ. Другая ИС той же фирмы, S868T, обеспечивает при тех же параметрах выходную мощность 20 мВт. Пример построения структуры трактов ПЧ и СВЧ активного ретранслятора приведен в [9.5, § 9.3].

Список литературы к гл. 9

- 9.1. Радиорелейные и спутниковые системы передачи / А.С. Немировский, О.С. Данилович, Ю.И. Маримонт и др.; Под ред. А.С. Немировского. — М.: Радио и связь, 1986. — 392 с.
- 9.2. Поборчий Е.Д. Радиорелейное оборудование "Радуга-2" // Электросвязь. — 1991. — № 9. — С. 5-8.
- 9.3. Поборчий Е.Д., Радионов В.М., Райкин В.М. Радиорелейная система связи "Радиус" // Электросвязь. — 1996. — № 9. — С. 30-34.
- 9.4. Николаев А.Н., Сухомлин К.В., Широков В.Е. Передатчик радиорелейной станции 11 ГГц на двух лавинно-пролетных диодах // Электросвязь. — 1985. — № 7. — С. 20-22.
- 9.5. Твердотельные устройства СВЧ в технике связи / Л.Г. Гассанов, А.А. Липатов, В.В. Марков, Н.А. Могильченко. — М.: Радио и связь, 1988. — 288 с.
- 9.6. Полупроводниковые приборы. Диоды высокочастотные, диоды импульсные, оптоэлектронные приборы: Справочник / Под ред. А.В. Голомедова. — М.: КУБК-а, 1997. — 592 с.
- 9.7. Рыжков А.Е., Чечик И.Е. Оптимизация энергетических характеристик варакторных СВЧ смесителей // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника. — 1986. — Т. 29. — № 10. — С. 19-21.
- 9.8. Техническое состояние, тенденции развития и проектирования стабильных твердотельных генераторов и фильтров СВЧ малой мощности / А.И. Афанасьев, А.И. Алексейчик, Л.В. Бродуленко и др. // Обзоры по электронной технике. Сер. 1, СВЧ-техника. — М.: ЦНИИ "Электроника". — 1993. — Вып. 2. — 81 с.
- 9.9. Протопопов А.П. Расчет генератора СВЧ на полевом транзисторе с диэлектрическим резонатором // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. — 1986. — Вып. 8. — С. 20-22.
- 9.10. Полупроводниковые приборы на горячих электронах и их применение в радиотехнике и связи / С.А. Корнилов, К.Д. Овчинников, В.Е. Широков, А.П. Штагер. — Л.: Изд. ЛЭИС, 1988. — 56 с.
- 9.11. Балыко А.К., Залютдинова О.В., Ольчев В.М., Юсупова Н.И. Выключатели и аттенуаторы на р-п-диодах // Обзоры по электронной технике. Сер. Электроника СВЧ. — М.: ЦНИИ "Электроника". — 1991. — Вып. 7. — 71 с.

ГЛАВА 10 Передатчики спутниковых систем связи и вещания

10.1. Общие сведения

Спутниковые системы электросвязи (ССЭ или СССР) применяют с конца 60-х годов. К середине 80-х годов на них в мире приходилось около половины трафика. Полагают, что нагрузка ССЭ останется высокой и в будущем, несмотря на конкуренцию волоконно-оптической связи. Первые доказали свою эффективность не только при передаче сообщений на большие расстояния, но и в качестве региональных систем. Они используют радиоканалы, соединяя земные станции (ЗС) через бортовой ретранслятор (БР). Последний размещают на космических аппаратах — искусственных спутниках Земли (ИСЗ). Основными видами сообщений, которые передают по ССЭ, являются телевизионные программы (ТВ) и их звуковое сопровождение (ЗС), телефония (радиовещание — РВ), многоканальная телефония (МТФ) и различного рода дискретная информация. Частным случаем служит информация газетных полос и обмен данными в компьютерной сети.

Службу связи разделяют на фиксированную (ФСС) и подвижную (ПСС). До конца 80-х годов ССЭ использовали в основном как ФСС. В них выделяют связанные и вещательные системы. Последние называют еще и распределительными, а соответствующую передачу — циркулярной. Линии связи ЗС-БР в ФСС определяют как фидерные. Применение спутникового вещания в ФСС обеспечивает подачу радио- и телевизионных программ от источников их создания через центральную ЗС на узловые (УЗС) и абонентские (АЗС) земные станции и через них в системы эфирного вещания. Непосредственное вещание через БР отличается тем, что АЗС напрямую соединена с приемным устройством абонента. Вещательные системы однонаправленные — симплексные. Связные системы — дуплексные. В них соединяемые через БР земные станции равноправны и передача сообщений происходит в двух направлениях. Первоначально дуплексная связь по каналам ССЭ осуществлялась между узловыми ЗС с большой нагрузкой каналами МТФ. В последнее десятилетие XX века за рубежом широко применяют VSAT. Эта аббревиатура соответствует английскому наименованию — Very Small Aperture

Terminal, что дословно означает: терминал с очень малой апертурой (здесь — узкой диаграммой направленности антенн). Под терминалом понимают комплекс технических средств, обеспечивающий абоненту доступ к каналу связи. Системы VSAT предоставляют связь через бортовой ретранслятор широкому кругу абонентов. Последние работают на закрепленных или предоставляемых по требованию каналах. Разновидностью этих систем является абонентский терминал индивидуального пользования ("телефонная трубка").

Развитие космических исследований в России позволило успешно решить одну из основных проблем электросвязи — обеспечить устойчивый прием центральных программ радиовещания и телевидения на всей территории страны. Спутниковые линии связи используют также для централизованной передачи изображений газетных полос (ИГП) фототелеграфным способом, телефонных и телеграфных сообщений и для передачи данных.

Характеристики профессионального оборудования как ЗС, так и БР, в частности передатчиков, существенно зависят от орбиты спутника. Близкое к стационарному положению БР на геостационарной орбите (ГЕО) упрощает наведение на него приемной антенны. Небольшой пространственный дрейф БР легко отслеживается системой наведения антенны, а иногда допускает ее установку в фиксированное положение. Это достоинство ГЕО. Значительное удаление орбиты от поверхности Земли (38 000 км) требует применения передатчиков ЗС и БР значительной мощности и крупногабаритных антенн. Ретрансляторы размещаются на орбитах, лежащих в экваториальной плоскости, что затрудняет прием сигналов в высоких широтах.

Высокоширотные (приполярные) зоны обслуживают спутники, движущиеся по высоким эллиптическим орбитам (ВЭО). В апогее орбиты БР удален от Земли примерно на то же расстояние, что и спутник на ГЕО. В течение сеанса связи спутник перемещается по небесному своду, и антенна должна его отслеживать, а в конце сеанса — находить другой БР, входящий в зону видимости ЗС. Расстояние между БР и ЗС изменяется столь сильно, что приходится вводить регулировку мощности передатчика ЗС. В каждой из рассмотренных выше систем при большом удалении БР от Земли становится заметным запаздывание сигнала на трассе. Это создает определенные неудобства при обмене телефонными сообщениями.

10.2. Основные требования и параметры*

В спутниковом вещании различают диапазоны частот, выделяемые для передачи сигналов на линиях Земля — ИСЗ, и частоты распределительной сети ИСЗ — Земля. Распределительная сеть обеспечивает прием сигнала одного БР большим числом приемных пунктов.

* Раздел написан совместно с В.Е. Коротыным.

Передатчики земных станций работают на частотах 4,4...4,7; 5,7...6,4; 7,9...8,4; 10,95...11,20; 12,50...12,75; 14,0...14,5 ГГц и выше. Мощность передатчиков центральных ЗС составляет от единиц до десятка киловатт. Бортовые передатчики работают в качестве ретрансляторов сигналов земных станций. Их мощность невелика: от двухсот ватт (система "Экран") до нескольких десятков ватт на ствол. В большинстве случаев сигнал на борту не демодулируют, а спектр переносят в интервал частот распределительной сети. Приемопередающий тракт соединяют по промежуточной частоте (ПЧ). Для бортовых передатчиков характерно совместное усиление сигналов нескольких каналов одним усилителем. Полосы частот $\Delta f_{\text{ств}}$ ствола (канала связи, обеспечиваемого обычно одним трактом усиления) значительно шире, чем это необходимо даже для передачи сигналов, формируемых на крупных узлах связи. Полную загрузку канала БР в этом случае обеспечивает многостанционный доступ (МД) к нему. При МД ряд ЗС, иногда несколько десятков, работают в режиме передачи сигналов через один, общий для них ствол БР. Использовать общую полосу частот $\Delta f_{\text{ств}}$ многими ЗС позволяет разделение радиоканалов по частоте, времени или коду.

Частотное разделение (ЧР) осуществляют наиболее просто. В полосе ствола БР каждой из ЗС выделяют свой участок. Суммарное колебание усиливают в радиотракте ствола БР. Эффективность усилителя в таком режиме низкая. Это существенный недостаток МДЧР.

Возможности передающих устройств ЗС и БР используют лучшие при разделении радиоканалов по времени (ВР). В кадре сообщения каждой передающей ЗС выделен свой интервал времени. На приеме ЗС выбирает фрагменты кадра, адресованные ей. Участвующие в обмене сообщениями ЗС могут находиться в зонах, обслуживаемых разными антеннами БР. Соответствующую коммутацию каналов выполняют на борту. Система связи с МДВР требует синхронизации действий ЗС и БР со стороны управляющей ЗС. Последняя использует для связи с БР собственные, командные радиоканалы. По мере развития техники часть функций управляющей ЗС передают ретранслятору. Повышение эффективности усилителей БР при МДВР достигается усложнением аппаратуры ССЭ. На практике применяют оба названных выше способа МД. Высокой помехоустойчивостью и скрытностью передачи сигналов обладает разделение каналов по коду (МДКР). Сигналы при этом передают одновременно и в общей полосе частот как псевдошумовые. Сообщение меняет параметры псевдошумовой кадровой последовательности, которая известна только корреспондентам данной линии связи. Полученные модулированные кадровые последовательности являются управляющими (модулирующими) колебаниями для радиопередающего устройства. Доступность спутникового канала радиосвязи с МДЧР и МДВР для прослушивания посторонними делает МДКР и другие системы, обеспечивающие скрытность передачи сообщений, перспективными не только в военных применениях.

Обработка сигналов. Сигнал ТВ при передаче предискажают, подобно тому как это делают при ЧМ радиовещании, и по тем же сообра-

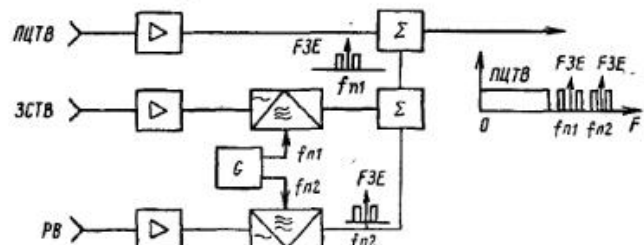


Рис. 10.1

жениям. Естественные свойства управляющего колебания восстанавливают в приемном устройстве. Улучшение соотношения сигнал-помеха для ТВ сигнала дает фильтр, ослабляющий низкие и средние частоты примерно на -12 дБ. Этим выравнивают распределение спектральной плотности модулированного колебания. Линейная предкоррекция видеосигнала делает его двухполярным и увеличивает пик-фактор. Последнее нежелательно, для сокращения динамического диапазона вводят двухстороннее ограничение (нелинейная предкоррекция). Требования электромагнитной совместимости спутниковых ЛС с радиорелейным выполняют введением в ТВ сигнал специальных сигналов дисперсии. Они уменьшают среднюю мощность помехи, которая может возникнуть в полосе любого ТЛФ канала РРС при ее работе на прием в полосе частот передачи БР. Причиной помехи может послужить неблагоприятное распределение спектральной плотности ТВ сигнала. Низкочастотный (единицы герц) сигнал дисперсии в приемном устройстве ЗС ослабляют благодаря фиксации уровня гашения. Указанные выше операции с ТВ сигналом выполняют на видеочастоте.

Частотное уплотнение сообщений. Рассмотрим в качестве примера модулирующий сигнал, принятый для системы "Москва". Вещание в ней идет через специальный ствол ИСЗ "Экспресс". Параметры ствола позволяют, пользуясь ЧР, вместе с ТВ изображением передавать два звуковых РВ сообщения (одно из них — звуковое сопровождение ТВ) и один канал ИГП. Звуковое сопровождение и сигнал РВ передают методом ЧМ поднесущих, которые выбраны равными $7,0$ и $7,5$ МГц соответственно. Номинальная девиация частоты поднесущих составляет ± 150 кГц. Уровни поднесущих выбраны такими, что девиация частоты излучения от каждой составляет $\pm 1,0$ МГц. Высшая модулирующая частота в канале звука — 10 кГц. Существует возможность еще больше увеличить пропускную способность канала за счет передачи на поднесущей частоте $8,2$ МГц сигналов ИГП или другой дискретной информации. Упрощенная структурная схема (рис. 10.1) иллюстрирует рассмотренные выше преобразования сигналов в модулирующее колебание. Расширение спектра модулирующего колебания до $8,5$ МГц и появление в нем двух ЧМ сигналов с постоянной амплитудой и медленно меняющейся частотой при фиксированной номинальной девиации частоты ухудшает помехозащищенность ТВ сообщения. Распределенным между сообщениями ресурсом является номинальная девиация

частоты: $\Delta f_{\text{ном}} = k(U_{\text{ТВ}} + U_{\text{п1}} + U_{\text{п2}}) = kU_{\text{мах}}$. Она выбрана равной 15 МГц. Девиацию частоты от ТВ сообщения уменьшают на $1 \dots 2$ дБ (от 15 до 13 МГц), что допустимо. Индекс модуляции для верхней модулирующей частоты при этом остается большим, чем два: $M_{\text{ТВв}} = \Delta f_{\text{ТВном}} / F_{\text{вТВ}} = 13 \cdot 10^6 / 6 \cdot 10^5 > 2$. Достаточную помехозащищенность РВ сообщений получают увеличением девиации частоты поднесущих, которую принимают в три раза большей, чем при радиовещании в диапазоне метровых волн. Во столько же раз возрастает индекс ЧМ на поднесущей и помехозащищенность этого сигнала. Полоса частот ЧМ сигналов на поднесущей существенно увеличивается. Приблизительно она равна $\Delta f_{\text{РВ}} = 2,2 F_{\text{в}} (1 + M_{\text{в}}) = 2,2 \cdot 10^4 (1 + 150 \cdot 10^3 / 10^4) = 352$ кГц. Разнос между поднесущими выбран с учетом ширины спектров ЧМ РВ сигналов: $f_{i2} - f_{i1} \approx 0,50$ МГц, что больше, чем найденная выше полоса $\Delta f_{\text{РВ}}$.

Временное уплотнение сообщений. На отечественных линиях ССЭ действует многоканальная аппаратура, формирующая цифровой информационный поток (ЦИП) из сигналов телефонии. В спутниковой системе "Орбита-РВ" длительность кадра выбрана равной 125 мкс. Ее делят поровну между сигналами многоканального цифрового РВ и МТФ с временным разделением каналов. Каналы РВ высшего класса качества передают, дискретизируя аналоговый сигнал с частотой $f_{\text{дис}} = 32$ кГц. Применяют десятиразрядное кодирование. Период следования отсчетов $T_0 = 1/f_{\text{дис}} \approx 30$ мкс. Это значительно меньше длительности полукадра. Последний содержит информацию о нескольких отсчетах из разных сообщений. В состав передающей аппаратуры введен временной компандер, в свою очередь сокращающий временной интервал между соседними отсчетами. Всего для сигналов РВ выделяют два ЦИП со скоростями $2,048$ Мбит/с. Передачу одного канала РВ по высшим классам качества обеспечивает ЦИП со скоростью 320 кбит/с. Объединяя ЦИП, аппаратура "Орбита-РВ" формирует модулирующий сигнал со скоростью около 10 Мбит/с. Это позволяет передавать в каждом из цифровых каналов ствола до шести РВ программ по высшему классу качества или десять по первому. Для радиопередатчика имеет значение единственный параметр ЦИП — его скорость.

В связных системах, в том числе подвижных, телефонию передают в основном в цифровой форме. Так работают на магистральных линиях и в системах VSAT. Скорость цифрового потока у последних принимается небольшой — от 64 кбит/с в режиме один канал на несущей и до $2,048$ Мбит/с при МТФ.

В системах централизованного и непосредственного вещания передача ТВ в цифровой форме вытесняет аналоговый вариант. Современные системы кодирования уменьшают скорость цифрового информационного потока (ЦИП), соответствующего ТВ сообщению, до 7 Мбит/с. Это позволяет разместить в полосе ствола до 10 ТВ каналов.

Управление колебаниями. Частотная модуляция служит основным способом при передаче ТВ сигналов в аналоговой форме. Многоканальная телефония применяет импульсно-кодовую модуляцию при

создании группового сигнала и фазовую (ФМ) или относительную ФМ (ОФМ) манипуляцию в радиочастотном тракте. Линии спутниковой связи являются элементами Единой автоматизированной сети связи. Требования к каналам связи задают для сети в целом. Передатчики ЗС и бортовые являются элементами тракта. Их параметры определяют в процессе проектирования линии с учетом свойств других элементов системы. Максимальную девиацию частоты в диапазонах ниже 10 ГГц принимают обычно 10...15 МГц. В диапазоне 12...14 ГГц из-за сильных селективных замираний в атмосфере рекомендуют меньшую девиацию ($\Delta f_{\max} = 6,0$ МГц). Исследования искажений ЧМ сигналов в радиочастотных трактах показали, что для высококачественной передачи необходима полоса частот 25...27 МГц для $\Delta f_{\max} = 6,0$ МГц и около 35 МГц при большей девиации. Отклонение АЧХ от среднего значения в полосе частот не должно превышать 1,0 дБ, а допустимое отклонение характеристики группового времени задержки (ХГВЗ) от среднего составляет единицы наносекунд. Такой тракт пригоден и для передачи информации в цифровой форме со скоростью несколько десятков мегабит в секунду. Многоканальная работа при ЧМ предъявляет высокие требования к линейности статической модуляционной характеристики модулятора. Коэффициент взаимомодуляционных искажений должен быть меньше -40 дБ. Этим требованиям отвечает ЧМАГ, упомянутый в гл. 9. Требования к линейности тракта усиления обсуждены в § 10.5.

Характерной особенностью передачи сигналов в ССЭ является та их обработка, которую выполняют на БР. Обязательной операцией является перенос радиосигнала из диапазона частот линии связи ЗС-БР на частоты передачи ретранслятора. Ее выполняют без демодуляции и обработкой сигнала не считают. Примером обработки сигнала на борту служит регенерация модулирующего цифрового потока, которая устраняет ошибки в кодовых посылках, возникающих на трассе ЗС-БР. Операции обработки осуществляют до модулятора передатчика БР.

Системы спутниковой электросвязи. В нашей стране действуют национальные системы вещания "Экран", "Москва" и "Москва глобальная", многофункциональная "Орбита", ведомственные ("Ямал" ОАО "Газпром") и региональные (табл. 10.1). Национальные системы созданы давно и нуждаются в модернизации. Первую по времени ввода в эксплуатацию ССЭ "Орбита" при модернизации переименовывают в "Рабиту". Система "Экран" также морально устарела, и ее предлагают заменить более совершенной. Дальнейшее развитие передающей техники спутниковой связи видят в увеличении числа стволов в одном ИСЗ. Прогнозируют, что умощнением тракта усиления и расширением его полосы частот число стволов на борту возрастет до 40 и более при близком к предельному уровню сигнала в каждом стволе. Предстоит и частично осуществлен перевод ТВ каналов на цифровой метод передачи. Большое внимание уделяют улучшению эксплуатационных характеристик оборудования, прежде всего увеличению срока службы БР. Усовершенствуют аппаратуру управления и коммутации с целью расширения возможности

Таблица 10.1

| Наименование | Система | | | ЗС | | | БР | | | | |
|----------------------------------|-----------------------|----------------------------|------------|-----------------------|-------------------------------|---------|--------|--------------------------|-------------------------------|----------------------|-------------------|
| | Сигналы (разделение) | Многофункциональный доступ | Модуляция | $P_{\text{эф}}$, кВт | $\Delta f_{\text{свз}}$, МГц | Спутник | Орбита | $f_{\text{полос}}$, ГГц | Число стволов (полоса частот) | $P_{\text{эф}}$, Вт | Год ввода системы |
| Орбита | ТВ, МТФ (ЧРК) | МДЧР | ЧМ | 3,0 | ≈6,0 | 37 | ВЭО | ≈4,0 | 8 | 10 | 1973 |
| Орбита-РВ | РВ, МТФ (ВРК) | МДВР | ФМ | 3,0 | ≈6,0 | 37 | ВЭО | ≈4,0 | 8 | 10 | - |
| Экран (непосредственное вещание) | ТВ, ЗС, РВ (ЧРК) | - | ЧМ | 5,0 | ≈6,2 | 24 | ГЕО | 0,7 | 1 | 200 | 1976 |
| Москва | ТВ, ЗС, РВ, ИГП (ЧРК) | - | ЧМ | 3,0 | ≈6,0 | 37 | ГЕО | 4,0 | 7 | - | 1979 |
| Интерспутник 1 класс/2 класс | ТВ, ЗС | - | ЧМ | 1,5/0,25 | ≈14/14 | 40/34 | ГЕО | 4,0/11,0 | 1 (40 МГц)/11 (34 МГц) | - | 1979 |
| НТВ (непосредственное вещание) | ТВ, ЗС | - | ФМ | - | 17,3...18,1 | 27 | ГЕО | 11,7...12,5 | 4 | - | 1995 |
| Кросна (VSAT) | МТФ (ВРК) | МДЧР | ФМ-2, ФМ-4 | 0,750...0,025 | - | - | - | - | - | - | - |
| Ямал | ТВ, ТФ, МТФ | МДЧР, МДКР | ФМ | 0,700...0,005 | ≈6,0 | - | - | ≈4,0, 11...12 | 28, 20 | - | 1999 2001 |

многостанционного доступа к каналу связи. Работа на борту идет, естественно, без присутствия обслуживающего персонала, но она находится под контролем управляющей ЗС.

Госкомитетом РФ по связи и информатизации совместно с Российским космическим агентством модернизируемый спутник "Ямал" рекомендован для использования в ФСС. Для обеспечения вещанием и связью высокоширотных территорий предлагают спутник "Полярная звезда", работающий на ВЭО. Система "Ямал" по времени создания является одной из последних и лучших в нашей стране. Ее основные характеристики в 1998 г.: число спутников — 2, орбита ГЕО, диапазон частот 6/4 ГГц, вид доступа МДЧР, скорость передачи информации от 2,4 кбит/с до 8,192 Мбит/с. Новую систему спутникового цифрового ТВ создает ОАО "Газком". В ней предусмотрена передача одной ТВ программы со скоростью ЦИП 7 Мбит/с в полосе частот 6 МГц или четырех со скоростью 32 Мбит/с в полосе 27 МГц. Земные станции системы связи "Ямал" имеют мощность передатчика от 5 до 700 Вт, диапазон частот приемника 3,65...4,15 МГц, а передатчика 5,975...6,425 ГГц. Шаг сетки несущих частот 2,5 кГц. Предусмотрена передача синхронных и асинхронных ЦИП со скоростью до 8,448 Мбит/с. Станции потребляют мощность от 1,5 до 18 кВт, наработка на отказ в районах Крайнего Севера не менее 15 тыс. ч.

Примером современного аппарата может служить и спутник "Экспресс-М", введенный в опытную эксплуатацию в 1999 г. Основные параметры его БР: орбита ГЕО, диапазон частот 14/11 ГГц, число стволов до 30, все с полосой частот 36 (72) МГц. Срок его службы предполагают довести до 12 лет. На модификации "Экспресс-Д", работающей в диапазоне 6/4 ГГц, размещают не менее 24 стволов с полосой 36 МГц. К новому поколению принадлежат и спутники серии "Галс".

Большое внимание уделяют созданию систем связи с помощью спутников на низких орбитах (сотни километров) и средних (около 1000 км) круговых орбитах. Бортовой ретранслятор на такой орбите имеет сравнительно небольшие зоны обслуживания и быстро уходит из зоны радиовидимости. К достоинствам таких орбит относят:

малое затухание на трассе, что позволяет применять сравнительно небольшие антенны и работать с маломощными передатчиками ЗС и БР;

малые массы соответствующих БР и невысокую стоимость их вывода на орбиту, значительно меньшую, чем при других орбитах; для их запуска можно использовать боевые ракеты, снимаемые с вооружения;

малое запаздывание сигнала на одном участке приемапередачи, которое способствует прохождению сигнала по цепочке бортовых ретрансляторов, что расширяет зону действия системы в целом.

В России, как и в других странах, рассчитывают на увеличение спроса на спутниковую подвижную связь. В настоящее время ведется разработка системы "Марафон" на базе спутников "Аркос", выводимого на ГЕО, и "Маяк", работающего на ВЭО. Данная система обеспечит связь между объектами воздушной, морской и сухопутной служб подвижной связи, работающими как на территории РФ, так и за ее пределами.

Отметим, что быстрое развитие различных ССЭ основывается на использовании канала радиопередачи с названными выше параметрами. Он пригоден для целей вещания и связи при всех вариантах многостанционного доступа как при аналоговом, так и при цифровом способе передачи сообщения.

Передачики тропосферных линий связи. Создание спутниковой связи повлияло на применение тропосферных линий, использующих эффект рассеяния дециметровых и сантиметровых волн на диэлектрических неоднородностях нижней части атмосферы Земли. Их по-прежнему применяют в качестве магистральных в малонаселенной и труднодоступной местности, в частности в районах Крайнего Севера. В основном тропосферную связь рассматривают как резервное средство, она же обеспечивает внутризональную и местную связь.

Мощность передатчиков определяется протяженностью участков переприема. На коротких, длиной менее 300 км, передают до 120 ТЛФ каналов при выходной мощности единицы киловатт. На более протяженных участках число каналов уменьшают до 12, а мощность доводят до десятка киловатт. Групповой сигнал формируют с помощью типовой аппаратуры методами частотного и временного разделения каналов. По Регламенту радиосвязи для тропосферных линий отведены полосы частот в диапазоне 0,8...8 ГГц. В отечественной практике используют диапазон 0,8...1,0 ГГц.

Для линий тропосферной связи большое значение имеет борьба с селективными замираниями. В системе "Сатурн" с этой целью применяют разнесение передаваемого сигнала по пространству и частоте. Создают два радиоканала, в каждом из них формируется сигнал на трех разнесенных по частоте поднесущих. Все вместе они образуют сетку из шести эквидистантных частот, используемых для передачи одного сообщения. На приеме осуществляется обработка сигнала, которая обеспечивает высокую надежность канала связи в любых метеорологических условиях во все времена года. Требования к передающей части тракта передатчиков тропосферной связи в целом те же, что и для обычных РРС.

Большой интерес проявляют к подвижным средствам, в том числе для ведомственных систем. Они широко распространены в военных применениях [10.6]. Различают тяжелые (с мощностью передатчиков до 10 кВт), средние (2,5 кВт) и легкие подвижные станции. Используют диапазоны 0,75...1,00; 2,0...2,5; 4,4...5,0 и 7,1...8,5 ГГц.

Оконечные усилители мощности станций различного назначения от 1 кВт строят на многорезонаторных клистродах и ЛБВ. В возбуждителях применяют синтетизаторы с дискретной сеткой частот при шаге 2,5 кГц и более. Аппаратура подвижных станций обеспечивает передачу 60 и более каналов телефонии в аналоговой или цифровой форме. Как и в стационарных станциях, основными способами управления колебаниями служат частотная модуляция и фазовая манипуляция. Другие сведения о передатчиках спутниковых и тропосферных линий связи приведены в [1.1], специальные вопросы рассмотрены в [10.2-10.6].

10.3. Составление структурной схемы

Рассмотрим в качестве примера укрупненную структурную схему (рис. 10.2) передатчика ЗС, обслуживающего два ствола. Их высокую надежность обеспечивает резервирование замещением. В каждом стволе один передатчик работает, другой — резервный. Сигнал того ствола, который служит для передачи программ телевидения (ПТВ), создают в аппаратуре уплотнения телевизионного канала (АУТК). Второй ствол используют для многоканальной телефонной связи. Его групповой сигнал создают в каналообразующей аппаратуре (КОА). Он за счет вторичного уплотнения может включать в себя сигналы многоканальной телеграфии, а также использоваться для передачи данных. Выходы передатчиков соединяют с антенно-волноводным трактом (АВТ) через разделительный фильтр (ФР), подобный применяемому в ТВ радиостанциях.

Обратимся к структурной схеме собственно передатчика. Она отличается от рассмотренных в гл. 9 введением оконечного усилителя мощности на клистроне или ЛБВ (рис. 10.3). На схеме весь предварительный тракт условно показан как ЧМ модулятор 1, подробнее раскрыты элементы оконечного каскада. На входе установлен аттенуатор 3, регулирующий уровень мощности возбуждения, корректор ХГВЗ 5, если он необходим, и развязывающие устройства 2, 4, 6. Последние обеспечивают работу предварительного тракта на согласованную нагрузку, согласование корректора по входу и выходу, а также независимость характеристик усилителя от длины соединительного фидера между источником возбуждения, которым в данном случае служит элемент 6, и усилителем 7. В качестве развязывающих устройств применяют ферритовые вентили и циркуляторы. Оконечный усилитель нагружают на фидер с небольшим КСВН. Это достигают включением развязывающего устройства высокого уровня 8. Высшие гармонические колебания на выходе усилителя ослабляет фильтр 9.

В бортовых, а иногда и в земных передатчиках применяют совместное усиление сигналов нескольких стволов в общем тракте (режим МДЧР). Для примера изображена схема совместного усиления сигналов двух стволов (рис. 10.4). Модуляцию осуществляют на ПЧ, которую выбирают такой же, как и в РРС (см. гл. 9). Имеется два модулятора М1 и М2 — по одному для каждой частоты излучения f_{01} и f_{02} . Модулиро-

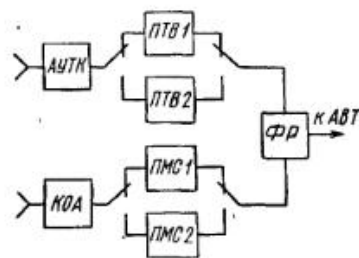


Рис. 10.2

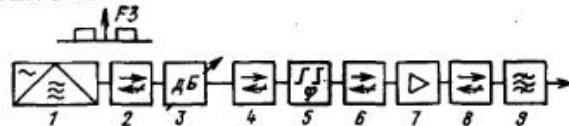


Рис. 10.3

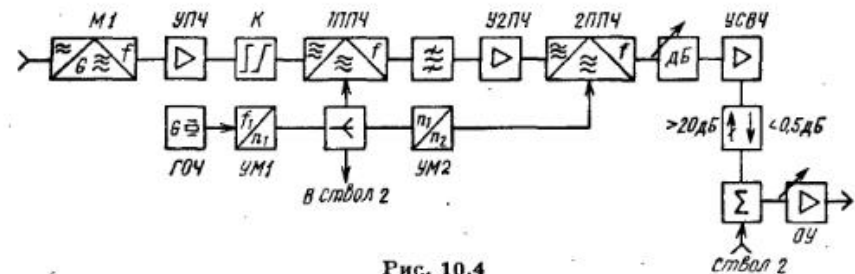


Рис. 10.4

ванные колебания частот излучения получают с помощью смесителей 1ПЧ и 2ПЧ (повышающих преобразователей частоты). На схеме они показаны как модуляторы, что отвечает принципу их действия. Две ступени повышающих преобразователей частоты с промежуточными частотами 70 и 1000 МГц применяют для лучшего подавления неиспользуемых продуктов преобразования частоты. Генератор опорных частот (ГОЧ) — общий. Частоту его колебаний стабилизируют с помощью кварцевого резонатора. Колебания ГОЧ служат для создания гетеродинных частот f_{r1} и f_{r2} , которые получают на выходах умножителей УМ1 и УМ2. Другие, более сложные варианты построения устройств формирования гетеродинных колебаний, образующих сетку частот, даны в гл. 4. Усиление модулированных колебаний осуществляют сначала отдельно, а потом совместно, как показано на рис. 10.4. Раздельное усиление снижает уровень взаимомодуляционных искажений, но усложняет схему. Сложение сигналов на частотах излучения выполняют с помощью разделительного фильтра или посредством мостовой схемы. В последнем случае половину мощности каждого из трактов рассеивают в балластном резисторе моста сложения. Оконечный усилитель (ОУ) работает в режиме совместного усиления двух модулированных колебаний.

Структурная схема передатчика бортового ретранслятора включает (рис. 10.5) усилитель промежуточной частоты (УПЧ), повышающие преобразователи частоты (один или два) и усилитель мощности (УМ). Такую же схему имеют одностольные передатчики ЗС, когда они служат ретрансляторами сигналов РРС, соединяющих источник формирования программ со станцией спутниковой связи.

Обсудим один из возможных вариантов построения структурной схемы передатчика дальней тропосферной линии связи (рис. 10.6). Блок формирования на ПЧ сигналов, подлежащих передаче по радиоканалу, условно показан как ЧМ модулятор. Способ формирования радиосиг-

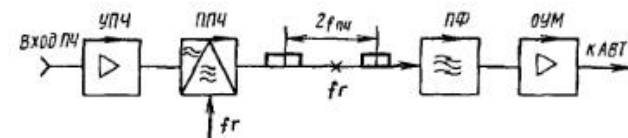


Рис. 10.5

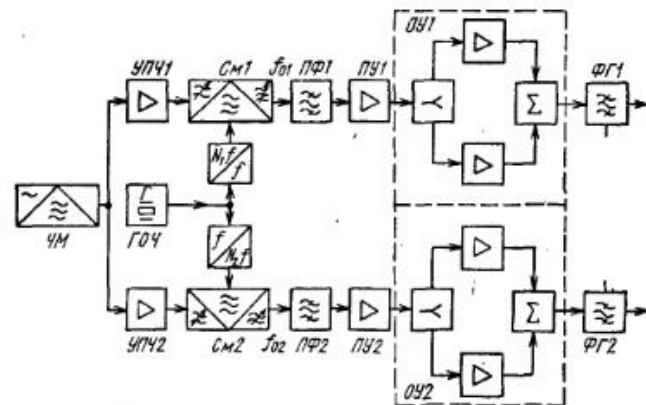


Рис. 10.6

налов аналогичен принятому в схеме рис. 10.4. В дальнейшем их усиливают, а иногда и излучают раздельно. Для получения на выходе радиоканалов требуемой мощности и повышения надежности оконечные усилители строят по схеме сложения мощностей.

Разработку структурной схемы начинают с выбора номинальной мощности и числа оконечных усилителей. Соображения по выбору ЭВП даны в § 1.5. Для выбранного прибора по паспортным данным находим число источников питания, их напряжения и токи. Коэффициент усиления принимается номинальным $K_{Pном}$, а мощность предварительного тракта $P_{возб} \approx 2P_{\sim}/K_{Pном}$. Двукратный запас мощности $P_{возб}$ необходим для покрытия потерь во входной цепи оконечного усилителя (см. рис. 10.3). Тракт предварительного усиления проектируют по рекомендациям гл. 9.

10.4. Построение схемы оконечного усилителя

Выходная цепь. Возбуждаемому электронным потоком резонатору, связанному с нагрузкой фидерной линией, соответствует эквивалентная схема (рис. 10.7, а). Наведенный ток протекает во внешней цепи, представленной парой комплексных проводимостей Y_{xN} и $Y_{внN}$. Собственная ("холодная") проводимость Y_{xN} складывается из проводимости потерь G_{xN} в резонаторе и реактивной составляющей $iB_{xN} = i(1 + \Delta f_{xN}/f_N)/Z_{CN}$. В этой формуле Z_{CN} — характери-

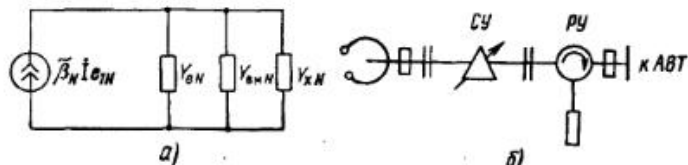


Рис. 10.7

стическое сопротивление резонатора; Δf_{xN} — расстройка ненагруженного резонатора относительно его резонансной частоты f_N . Последнюю принимают равной частоте излучения (несущей). Активная составляющая $G_{внN}$ проводимости $Y_{внN}$ учитывает передачу энергии в полезную нагрузку (фидер). Она зависит от величины сопротивления связи резонатора с фидером. Реактивная составляющая $iB_{внN}$ появляется при работе на несогласованный фидер. Процесс взаимодействия электронов с электрическим полем зазора порождает проводимость электронного потока $Y_{eN} = G_{eN} + iB_{eN}$. Частотные свойства резонатора определяет полная проводимость $Y_N = Y_{xN} + Y_{внN} + Y_{eN}$. На резонансной частоте $\text{Re } Y_N = G_N = G_{xN} + G_{внN} + G_{eN}$, а мнимая $\text{Im } Y_N = 0$. Эквивалентное, пересчитанное к зазору сопротивление нагрузки $R_{эN} = 1/(G_{внN} + G_{xN})$. Цепь возбуждается генератором тока, комплексная амплитуда которого $I_N = \beta_N I_{e1N}$. Она задана коэффициентом электронного взаимодействия β_N и первой гармоникой конвекционного тока I_{e1N} . Эта функция практически линейна при небольших относительных амплитудах напряжения на зазоре, когда $\xi_N = U_N/E_a \leq 0,8$. Напряжение на зазоре $U_N = \beta_N I_{e1N}/Y_N = \beta_N I_{e1N} Z_N$.

При увеличении коэффициента использования напряжения ξ_N рост КПД замедляется вследствие уменьшения наведенного тока. Это обстоятельство учитывают в эквивалентной схеме введением зависимости тока генератора (коэффициента взаимодействия β_N) и проводимости G_{eN} от напряжения U_N .

Выходную цепь характеризуют коэффициентом передачи $K_{вых} = U_H/U_N$, где комплексные амплитуды напряжения U_H на нагрузке (падающей волны в выходном фидере), и U_N на зазоре. Он равен $K_{вых} = \sqrt{\delta_{внN} W_{\phi}/Z_{CN}}$.

В передатчиках спутниковой и тропосферной связи чаще всего используют клистроны с внутренними резонаторами (рис. 10.7, б). Выходной резонатор такого прибора имеет фиксированную связь с нагрузкой (фидерной линией). Эквивалентное сопротивление нагрузки выходного резонатора $R_{эN}$, пересчитанное к зазору, при работе на согласованный фидер ($K_{СВН} \approx 1$) определяет конструкция прибора. Оно не регулируется. Максимальный КСВН на выходном фидере (в месте соединения последнего с ЭВП) не превышает обычно 1,1...1,2, но активная и реактивная составляющие входного сопротивления фидера все же зависят от длины фидера. Вносимое реактивное сопротивление компенсируют соответствующей расстройкой резонатора. Изменения активной составляющей входного сопротивления не желательны. Их устраняют включением в выходной фидер согласующего устройства (СУ).

Цепи промежуточных резонаторов. Преимущественное распространение имеют одиночные контуры. Их цепи подобны выходной, если конструкция прибора предусматривает связь с внешней нагрузкой. Чаще их затухание подбирают введением специальных поглощающих покрытий. Требуемую проводимость G_{xN} устанавливают при изготовлении прибора так, чтобы иметь необходимое полное затухание данного резонатора.

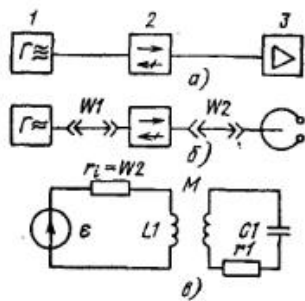


Рис. 10.8

Входная цепь (рис. 10.8, а) включает источник возбуждения 1, развязывающее ферритовое устройство — вентиль или циркулятор 2, входной резонатор и соединительные фидеры W1 и W2. Развязывающее устройство обеспечивает работу возбудителя на согласованную нагрузку и независимость АЧХ клистронного усилителя от длины фидерной линии, соединяющей его вход с возбудителем. Возможность такого влияния вызвана отсутствием согласования на фидере W2. Связь его с резонатором подбирается такой, которая позволяет использовать частотные свойства входного контура при формировании АЧХ усилителя в целом. Мощность возбуждения клистронного усилителя в соответствии с принятой схемой входной цепи определяют как мощность падающей волны во входном фидере W2. В полосе частот значительная ее часть отражается от нагрузки. Развязывающее устройство рассчитывают на рассеяние мощности не меньшей, чем $P_{\text{вх}}$. При анализе частотных характеристик вводят в рассмотрение комплексный коэффициент передачи $K_{\text{вх}}$, под которым понимают отношение амплитуд напряжения U_1 на входном ($n = 1$) зазоре и падающей волны $U_{\text{вх}}$ во входном фидере, т.е. $K_{\text{вх}} = U_1/U_{\text{вх}}$. Амплитуда $U_{\text{вх}}$ задана ЭДС ϵ генератора напряжения с внутренним сопротивлением $r_i = W_{\text{вх}}$ (где $W_{\text{вх}}$ — волновое сопротивление фидера): $U_{\text{вх}} = \epsilon/2$. ЭДС определяется мощностью возбуждения $\epsilon = \sqrt{8P_{\text{вх}}W_{\text{вх}}}$. Отсюда следует $K_{\text{вх}} = 2U_1/\epsilon = \sqrt{\delta_{\text{вх}}/(Z_{C1}W_{\text{вх}})}Z_1$, где Z_{C1} — характеристическое сопротивление входного резонатора; Z_1 — полное сопротивление, пересчитанное к зазору. Пример схемы клистронного усилителя дан в § 7.4. Входную и выходную цепи ЛБВ строят аналогично клистронным.

10.5. Выбор режима усилителей

При рассмотрении параметров ламп СВЧ в § 1.5 отмечалось, что клистроны и ЛБВ желательно применять в режимах, которые определены техническими условиями на изделие. Режимом усилителя задают значения токов и напряжений в его схеме. Принятая у тетродных и транзисторных ГВВ классификация режимов для клистронных не пригодна. Выбор режима подразумевает установление значений напряжения на аноде E_a , тока катода I_k и мощности возбуждения $P_{\text{вх}}$, обеспечивающих получение требуемой мощности $P_{\text{н}}$ в нагрузке. Такой подход позволяет ограничиться рассмотрением «внешних» параметров прибора СВЧ. Амплитудная характеристика (АХ) представляет зависимость мощности в нагрузке $P_{\text{н}}$ от мощности возбуждения $P_{\text{вх}}$ при постоянных E_a и I_k (рис. 10.9). Нелинейные свойства усилителя выражаются в уменьшении коэффициента усиления мощности $K_P = 10 \lg(P_{\text{н}}/P_{\text{вх}})$ в сравнении с малосигнальным по мере роста уровня входной мощности.

Они обусловлены особенностями процессов группировки электронов и их взаимодействия с электрическим полем у клистрона в выходном зазоре. В качестве оптимального на рис. 10.9 принят режим, в котором уменьшение усиления равно -4 дБ.

В передатчиках с угловой модуляцией нелинейность АХ значения не имеет. Выбор режима, близкого к максимальному, дает в этом случае высокие энергетические показатели и способствует уменьшению паразитной АМ.

Тем не менее паразитная АМ на входе прибора должна быть возможно меньше. В клистролах и ЛБВ имеет место преобразование АМ входного колебания в сопутствующую ФМ выходного, называемое амплитудно-фазовой конверсией (АФК). Данное свойство приборов с длительным взаимодействием отражает фазоамплитудная характеристика (ФАХ) $\Delta\varphi = f(P_{\text{вх}})$. В любом случае окончательно режим определяют по выполнению требований к качеству передачи сообщений и совершают это на этапе натурного эксперимента.

Клистроны и ЛБВ усилителей мощности ЗС при передаче сигналов на борт ИСЗ, находящегося на геостационарной орбите, работают в стационарных режимах. Перемещение ретранслятора по ВЭО делает желательной регулировку уровня излучаемой мощности ЗС по мере изменения высоты орбиты. Наиболее проста регулировка мощности возбуждения, она может быть глубокой и не влияет на параметры канала связи. Недостатком ее является уменьшение и без того невысокого КПД усилителя. Это не только ведет к излишним затратам энергии источников питания, но и требует внимания к проблеме рассеяния тепла на коллекторе. Экономичнее регулировка мощности клистронного усилителя изменением ускоряющего напряжения, но она не может быть глубокой. Более чем двукратное снижение уровня выходной мощности по отношению к номинальной ухудшает параметры передающего тракта. Непросто выполнить и регулировку высокого ускоряющего напряжения.

Для выбора режима совместного усиления сигналов, передаваемых ЗС одновременно на двух несущих частотах, служат результаты их расчетов на ЭВМ и экспериментальные данные [10.7]. Характерные данные представлены на рис. 10.10 и 10.11. На первом даны значения уровня комбинационных колебаний третьего порядка K_3 от величины потерь мощности прибора. Последние оценивают отношением пиковой мощности сигнала к номинальной, т.е. $P'_{\text{пик}} = P_{\text{пик}}/P_{\text{ном}}$. Мощные сигналы, естественно, порождают более высокий уровень комбинационных колебаний и заметно ослабляют друг друга (рис. 10.11), снижая примерно на 3 дБ коэффициент усиления при максимальном использовании прибора по сравнению с усилением в линейном режиме.

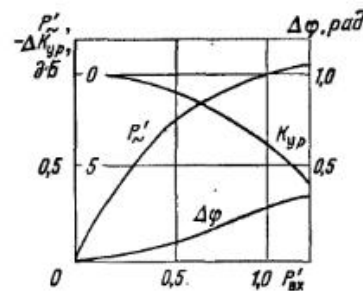


Рис. 10.9

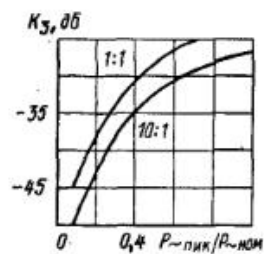


Рис. 10.10

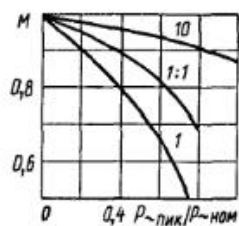


Рис. 10.11

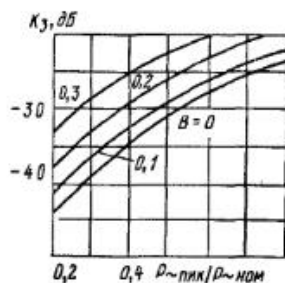


Рис. 10.12

Совместное усиление сильного и слабого сигналов (отношение мощностей 10:1) при допустимом уровне комбинационного колебания (около -30 дБ) приводит к более чем двукратной потере мощности прибора. Слабый сигнал при этом уже не отвечает исходному отношению мощностей 10:1. Ослаблен и сильный сигнал. Уровень слабого сигнала по отношению к сильному уменьшен так, что их отношение мощностей составляет в номинальном режиме 10:0,05 (рис. 10.11). На этом рисунке параметр M указывает отношение мощности сигнала в двухчастотном режиме к его же мощности в одночастотном, когда мощность возбуждения поддерживают неизменной.

Бортовые ретрансляторы проектируют с учетом возможного их применения в режиме МДЧР. В таких режимах, как и в рассмотренном выше, причиной взаимомодуляционных искажений служит не только нелинейность АХ, но и ФАХ прибора. У приборов СВЧ роль АФК велика, а иногда и является определяющей при выборе режима усилителя. Современные методы исследования преобразования спектра сигнала в цепях с комплексной нелинейностью, т.е. обладающих АХ и ФАХ, позволяют анализировать богатые спектры входных сигналов [10.8]. Некоторые из результатов таких исследований используем ниже при выборе режимов усилителей на клистропах и ЛБВ. В практически значимых случаях нормированную АХ этих СВЧ приборов можно представить в виде $U'_{\text{вых}} = 2J_1(1,8U'_{\text{вх}})$, где J_1 — функция Бесселя первого рода первого порядка, $U'_{\text{вых}}$ — нормированная к номинальной амплитуда выходного сигнала ($U'_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}/U_{\text{ном}} \leq 1$), а $U'_{\text{вх}}$ — то же для входного ($U'_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}/U_{\text{ном}} \leq 1$).

Зависимость начальной фазы от амплитуды (ФАХ) аппроксимируем параболой: $\Delta\Phi = B(U'_{\text{вх}})^2$, где B — коэффициент, связанный с приводимым в справочных данных коэффициентом АФК ($K_{\text{АФК}}$) соотношением $B = 4,6K_{\text{АФК}}$, причем B выражено в рад, а $K_{\text{АФК}}$ — в рад/дБ. Значения коэффициента B у современных приборов лежит в интервале 0,12...0,25 рад. Уже при $B = 0,125$ вклад АФК в интермодуляционные колебания равен вкладу от нелинейности АХ. Для выбора режима усилителя воспользуемся номограммой (рис. 10.12). На ее оси абсцисс отложены потери мощности прибора. По оси ординат даны уровни комбинационных колебаний третьего порядка. Комбинационные колебания

более высоких порядков пренебрежимо малы. Номограмма построена для двухчастотного равноамплитудного колебания. С ее помощью по заданному пиковому уровню сигнала и допустимому уровню интермодуляционных искажений, пользуясь справочным значением $K_{\text{АФК}}$, находят номинальную мощность прибора СВЧ — клистропа или ЛБВ.

Простота реализации МДЧР послужила причиной его широкого применения в аппаратуре со стандартными радиотрактами. Пик-фактор сигнала v при многостанционном доступе зависит от числа каналов доступа, но для более чем 10 каналов меняется мало. Для равноамплитудных колебаний пик-фактор $v = 10 \lg N_c$, где N_c — число сигналов, передаваемых на отдельных поднесущих. Значение пик-фактора в 10 дБ считают квазимаксимальным. Десятичастотный равноамплитудный сигнал близок по своим свойствам к "белому" шуму. В качестве испытательных сигналов на линиях с МДЧР применяют четырехчастотное равноамплитудное колебание или окрашенный шум (белый в полосе ствола). Исследования показали, что для клистронов и ЛБВ допустимо применять двухчастотный испытательный сигнал. При этом уровни комбинационных колебаний связаны с уровнями четырехчастотного и десятичастотного колебаний соотношениями

$$K_{3(4)} = K_{3(2)} + 3,5 \pm 0,1 \text{ дБ} \quad \text{и} \quad K_{3(10)} = K_{3(2)} + 5,4 \pm 0,25 \text{ дБ}.$$

В скобках указано число колебаний. Напомним, что по определению уровень комбинационных $K_3 < 0$ и, следовательно, искажения при двухчастотных колебаниях наименьшие. Выбирая режим работы прибора при МДЧР, воспользуемся номограммой (рис. 10.12) и приведенными выше соотношениями.

Обратимся теперь к применению клистронов и ЛБВ в системе МДВР. Вопросы оптимизации линий спутниковой связи при передаче высокоскоростных цифровых потоков обсуждались в [10.9]. Для реализации высокой пропускной способности линий спутниковой связи при заданной достоверности передачи сообщения в системах типа МДВР необходимо минимизировать энергетические потери, возникающие при прохождении сигнала двукратной относительной фазовой манипуляции (ДФМ). Эти потери возникают из-за ограничения полосы частот спутникового тракта передачи и неидеальности работы цепей синхронизации когерентного модема (цепи восстановления несущей и тактовой частот). Ограничение полосы передаваемых частот, неравномерность амплитудно-частотной и неидеальность фазочастотной характеристик радиотракта приводят к возникновению межсимвольных искажений. Дрожание фазы тактовой и несущей частот, обусловленное флуктуационными помехами, действующими на входах фильтров в цепях синхронизации модема, также вызывают межсимвольные искажения. Последние приводят к энергетическим потерям, именуемым линейными, так как отражают ухудшение качества приема по названным выше причинам. Они, как правило, сравнительно невелики.

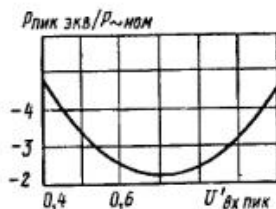


Рис. 10.13

При прохождении сигнала ДОФМ через элемент с комплексной нелинейностью возникают межсимвольные искажения и, кроме того, происходит снижение спектральной плотности мощности сигнала в фиксированной полосе частот приема из-за расширения спектра усиленного сигнала. Энергетические потери, обусловленные этими факторами, соответственно называют нелинейными. Они обычно преобладают над линейными. Здесь эквивалентную мощность определяют по качеству

приема. Увеличение энергетических потерь эквивалентно снижению мощности принимаемого сигнала и ухудшению отношения сигнал-шум. Совокупность линейной и нелинейной составляющих характеризует полные энергетические потери анализируемой системы. Исследования [10.9] позволили определить оптимальный режим передачи сигналов в системах с МДВР по каналам, рассчитанным на работу в режимах МДЧР. Напомним, что при усилении сигналов ДОФМ в радиоканале имеет место глубокая, иногда близкая к 100 % модуляция по амплитуде. Моделирование на ЭВМ показало, что при уменьшении уровня сигнала ДОФМ на входе типового тракта усиления БР суммарные потери сначала снижаются, а затем вновь растут. Зависимость энергетических потерь, выраженная в децибелах, от уровня сигнала на выходе нелинейного элемента приведена на рис. 10.13. Эквивалентные энергетические потери определялись по вероятности ошибок во время приема сигнала ДОФМ. При квазипиковом уровне сигнала на входе нелинейного элемента ($U'_{вх} = 1$) его средняя мощность дает положение рабочей точки на амплитудной характеристике нелинейного элемента в области перехода от квазилинейного участка характеристики в область насыщения. Пиковая мощность сигнала ДОФМ переводит прибор в область насыщения, что ведет к резкому росту эквивалентных энергетических потерь мощности. Минимум этих потерь достигался при квазипиковом уровне сигнала на входе нелинейного элемента, соответствующем относительному уровню $U'_{вх} = 0,7$. Расчетные энергетические потери составили при этом 2,5 дБ. Результат проверен экспериментально на линии спутниковой связи. По командам с земной станции менялся коэффициент усиления тракта промежуточной частоты бортового ретранслятора, что соответствовало изменению уровня входного сигнала на входе нелинейного элемента. Экспериментально был найден оптимальный коэффициент усиления, при котором энергетические потери составили менее 3 дБ.

Физический смысл полученного результата состоит в следующем. В области насыщения (область, соответствующая $U'_{вх} \geq 0,8$) энергетические потери растут вследствие нелинейных искажений, приводящих к снижению спектральной плотности сигнала ДОФМ в полосе приема и к увеличению межсимвольных искажений под действием интермодуляционных искажений. В части, соответствующей квазилинейной амплитудной характеристике ($U'_{вх} \geq 0,6$), снижение вероятности тест-сигнала об-

условлено уменьшением выходной мощности бортового ретранслятора, которое сопровождается на приеме ухудшением отношения сигнал-шум. Уровень входного сигнала $U'_{вх} \approx 0,7$ является оптимальным, так как нелинейные искажения, определяемые максимальным уровнем сигнала, еще незначительны, а выходная мощность достаточно велика. Согласно сказанному выше в каналах МДВР оптимальная квазипиковая мощность сигнала примерно вдвое меньше номинальной мощности усилителя.

10.6. Расчет ГВВ на пролетных клистронах

Особенности расчета режима и проектирование цепей.

Расчет режима подразумевает установление значений напряжения на аноде E_a , тока катода I_k и мощности возбуждения $P_{вх}$, обеспечивающих получение требуемой мощности P_{\sim} в нагрузке при допустимом уровне нелинейных искажений. Такой подход позволяет ограничиться рассмотрением "внешних" параметров прибора; его АХ и ФАХ, что и сделано выше. В каналах многостанционного доступа усилители должны иметь близкие к линейным амплитудную и укладываемые в трафареты допусков частотные характеристики — АЧХ и ХГВЗ. Важно, что вопросы получения требуемых мощности в нагрузке и частотных характеристик для клистронного ГВВ решают совместно [10.10]. Мощность P_{\sim} стремятся получить при максимальном полном КПД. Его определяют как произведение $\eta = \eta_e \eta_k$ электронного и контурного КПД. Контурный обычно высок, что позволяет оптимизировать значение η_e . Выбор последнего основан на результатах исследований с помощью ЭВМ процесса преобразования кинетической энергии сгруппированного электронного потока в энергию радиочастотных колебаний. Они показывают, что оптимальное значение коэффициента использования напряжения $\xi_N = U_N/E_a$ на выходном зазоре составляет 1,2...1,3.

Отметим, что в силу соизмеримости времени пролета электронами зазора с периодом радиочастотных колебаний при названных значениях ξ_N возврата электронов не происходит, все они движутся в зазоре поступательно. Требуемые напряжения реализуют надлежащим выбором сопротивления нагрузки $R_{\sim N}$, пересчитанного к зазору. Значение КПД зависит еще и от конструкции зазора, а также величины нормированной амплитуды первой гармоники конвекционного тока $I'_{e1N} = I_{e1N}/I_k$. Для хорошо сгруппированного электронного потока $I'_{e1N} \in [1, 2 \dots 1, 6]$. Зависимость электронного КПД от сопротивления $R_{\sim N}$ называют нагрузочной характеристикой (рис. 10.14). Ее рассчитывают на ЭВМ, вводя нормированную переменную $R'_{\sim N} = R_{\sim N}/R_0$. Благодаря применению нормированных переменных нагрузочные характеристики имеют обобщенный характер и справедливы для приборов с различными абсолютными значениями напряжения E_a , тока I_k и сопротивления $R_{\sim N}$. Оптимальные значения $R'_{\sim N} \in [1, 5 \dots 2, 0]$. Спад КПД после максимума связан не с возвратом электронов (перенапряженный режим), а с ухудшением их торможения при возрастающем времени пролета зазора.

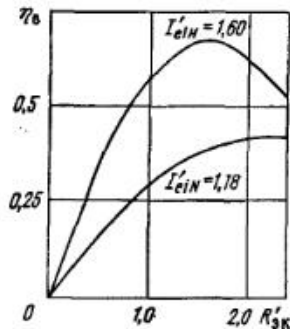


Рис. 10.14

Определение исходных данных к расчету режима. Для расчета режима клистронного усилителя необходимо знать величины нормированных тока I'_{e1N} и сопротивления R'_{3N} . Значением тока будем задаваться, сопротивление оценим расчетным путем. По определению $R_{3N} = 1/(G_{xN} + G_{внN}) = Z_{CN}Q_{3N}$. Сопротивление Z_{CN} обусловлено в основном двумя параметрами конструкции, характеризующими сосредоточенную емкость зазора, а именно радиусом пролетного канала r_k и расстоянием d между торцами труб, которые образуют зазор. Приближенно $Z_{CN} \approx 100(d/2r_k)^{0,3}$. Отсутствие сведений о значениях d и r_k заставляет пользоваться ориентировочной оценкой.

Для мощных приборов дециметрового диапазона $Z_{CN} = 120 \dots 140$ Ом, сантиметрового $Z_{CN} = 80 \dots 100$ Ом. Значением Z_{CN} зададимся. Добротность $Q_{3N} = 1/\delta_{3N}$. Затухание $\delta_{3N} = \delta_N - \delta_{eN}$, где δ_N — полное затухание выходного резонатора, а δ_{eN} — его слагаемое, которое учитывает влияние на частотные свойства резонатора активной составляющей электронной проводимости (см. § 10.4). Полное затухание δ_N определим по известным паспортным данным: полосе усилителя Δf_y и отклонению M АЧХ в ней. Обычно отклонение АЧХ выходной цепи $M_{внх} = (0,5 \dots 0,8)M$. Введем вспомогательный параметр h , который связан с M отношением $M = 10 \lg(1 + h)$. Отсюда следует $h_N = 10^{10 \lg M_{внх}}$. Затухание $\delta_N = \Delta f_y / (f_N \sqrt{h_N})$. Рассчитаем затухание $\delta_{eN} = Z_{CN} G'_{eN} / R_0$. Нормированную активную проводимость G'_{eN} определяют геометрические размеры зазора. Приближенно ее можно принять $0,10 \dots 0,14$. Сопротивление $R_{3N} = Z_{CN} / (\delta_N - \delta_{eN})$. Номинальное значение $R_0 = E_{a,ном} / I_{k,ном}$. Корректность решения проверим по окончании поверочного расчета режима сопоставлением найденного и паспортного значений КПД. Их возможное расхождение связано с ориентировочным выбором значения Z_{CN} и приближенным расчетом затухания δ_N . Контурный КПД выходного резонатора $\eta_k = 1 - \delta_{xN} / \delta_{3N}$. Затухание ненагруженного резонатора составляет $(0,5 \dots 1,0) \cdot 10^{-3}$.

Расчет режима. Его полезно выполнить даже в том случае, когда работа ведется в режиме, указанном в паспорте прибора. Являясь поверочным, он позволяет понять особенности выбора напряжения анода и тока катода, уяснить взаимосвязь двух важнейших параметров усилителя — КПД и полосы. Тот же порядок расчета используют для определения режима при работе с пониженным против номинала уровнем мощности в нагрузке.

Исходными данными к расчету являются требуемая мощность P_{\sim} в нагрузке, сопротивление R_{3N} , КПД $\eta_{внх}$ выходной цепи, фидера и включенных в него элементов ($\approx 0,8$), микропереванс A_μ электронного потока. Последний находят с помощью формул из § 1.5 при номинальных E_a и I_k .

Амплитуда напряжения на зазоре $U_N = \sqrt{2P_{\sim} R_{3N} / \eta_{внх}}$. Амплитуда первой гармоники наведенного тока $I_{н1N} = 2P_{\sim} / (U_N \eta_{внх})$. Амплитуда первой гармоники конвекционного тока $I_{e1N} = I_{н1N} (1 + R'_{3N} G'_{eN}) / \{\beta_N [1 - 0,06(\xi_{0N}^2 + a_\mu)]\}$. Коэффициент взаимодействия $\beta_N = 0,8 \dots 0,9$. Поправка ξ_{0N}^2 учитывает нелинейную зависимость между наведенным и конвекционным током. Она равна той нормированной к анодному напряжению амплитуде ВЧ напряжения на зазоре, которая получается при расчете наведенного тока по формулам малого сигнала, т.е. без учета нелинейных явлений в зазоре выходного резонатора: $\xi_{0N} = I'_{e1N} R'_{3N} / (1 + R'_{3N} G'_{eN})$. Коэффициент a_μ учитывает уменьшение наведенного тока, вызываемое различием начальных скоростей электронов на входе в выходной зазор (так называемый "разброс скоростей"); $a_\mu = \sqrt{A_\mu}$. Вычислим значение ξ_{0N} , для чего зададимся относительной амплитудой конвекционного тока I'_{e1N} . Ее определяют процессы в группирователе клистрона. В широкополосных клистронах, когда полоса выходной цепи мало отличается от полосы усилителя, рекомендуют взять $I'_{e1N} = 1,3 \dots 1,4$. Ток катода $I_k = 1,05 I_{e1N} / I'_{e1N}$.

Коэффициент запаса 1,05 учитывает токораспределение в лампе. Из-за несовершенства фокусировки небольшая часть тока катода попадает на анод до выходного резонатора. Этот ток минимален в статическом режиме и несколько увеличивается при подаче на вход клистрона мощности возбуждения. В режиме усиления ток анода может заметно превышать значение $0,05 I_k$ за счет электронов, оседающих на анод за выходным зазором. В любом случае должно выполняться условие $I_a \leq I_{a,макс}$. Ток коллектора клистрона $I_{кол} = I_k - I_a$.

Напряжение источника анодного питания, которое необходимо для получения расчетного тока катода, $E_a = (I_k / A)^{2/3} = 10^4 \cdot 10^{2 \lg(I_k / A)} / 3$. Мощность, подводимая к лампе от источника анодного напряжения, $P_0 = E_a I_k$. Коэффициент полезного действия усилителя $\eta = P_{\sim} / P_0$.

Систему охлаждения обычно проектируют так, чтобы отводить тепло, образующееся в статическом режиме. В таком случае подводимая мощность P_0 равна мощности рассеяния на коллекторе и аноде. Распределение мощности рассеяния зависит от токопрохождения, которое оценивается коэффициентом $n_T = I_{кол} / I_k$. Здесь $n_T \geq 0,95$, поэтому практически вся мощность, подводимая от источника ускоряющего (анодного) напряжения, рассеивается на коллекторе клистрона. В режиме усиления мощность, рассеиваемая электродами, уменьшается: $P_{рас} = P_0 - P_{\sim}$. Строгая оценка мощностей, рассеиваемых электродами клистрона, затруднена, поскольку электроны покидают зазор с различными скоростями. Часть из них попадает на анод за выходным зазором и увеличивает ток этого электрода. Полагая скорости всех электронов на выходе из последнего зазора одинаковыми, определим приближенно мощности, рассеиваемые коллектором и анодом, приняв $n_T \leq 0,8$. Тогда $P_{рас,кол} = n_T P_{рас}$, $P_{рас,а} = P_{рас} - P_{рас,кол}$.

Определение коэффициента усиления. Корректный расчет усиления при малой погрешности определения характеристик сопроти-

влений резонаторов и параметров электронного потока выполняют на ЭВМ. В связи со сказанным примем K_P , указанный в паспорте прибора.

Проектирование резонансных цепей клистрона. Частотные характеристики клистронного усилителя получают, исследуя его комплексный коэффициент усиления: $\tilde{K}_P = \dot{U}_n / \dot{U}_{вх}$, задаваемый отношением амплитуд напряжений падающих волн в нагрузочном \dot{U}_n и входном $\dot{U}_{вх}$ фидерах. По определению $\tilde{K}_P = \tilde{K}_{вх} \tilde{K}_N \tilde{K}_{вых}$. Выше введены коэффициенты передачи входной $\tilde{K}_{вх}$ и выходной $\tilde{K}_{вых}$ цепей. Для расчета $\tilde{K}_N = \dot{U}_n / \dot{U}_1$ удобно ввести понятие средней крутизны $\tilde{S}_{n,n+r} = \dot{I}_{n+r} / \dot{U}_n$. Она связывает ток \dot{I}_{n+r} , питающий соответствующий контур, и напряжение \dot{U}_n на n -м зазоре. Крутизна участка клистрона, включающего пространство группирования между n -м и $(n+r)$ -м зазорами, в котором под действием напряжения на n -м зазоре создается ток в цепи $(n+r)$ -го, $\tilde{S}_{n,n+r} = S_m \sin(\gamma_p L_{n,n+r}) \exp(-i\pi/2)$.

В этой формуле $S_m = 0,5\beta_n \beta_{n+r} q_s G_0$. Постоянная q_s учитывает влияние сил пространственного заряда на группировку электронов ($q_s \approx 10/\sqrt{A_\mu}$). Расстояние между центрами зазоров $L_{n,n+r}$, а фазовая постоянная плазмы $\gamma_p = 2\pi f_0 / v_0 q_s$, где v_0 — постоянная скорость электронов. Пролетные трубы ориентировочно можно считать такими, что $\gamma_p L_{n,n+r} = 1$ рад. Приближенно максимальная крутизна $S_m = (0,10 \dots 0,15) \sqrt{A_\mu E_a}$, где A_μ — в мкА/В^{3/2}, E_a — в кВ, S_m — в мА/В. Усиление на участке между двумя зазорами $\tilde{K}_{n,n+r} = \dot{U}_{n+r} / \dot{U}_n = \tilde{S}_{n,n+r} \tilde{Z}_{n+r}$.

Многорезонаторный клистрон подобен многокаскадному усилителю, но отличается от него тем, что каждую пару зазоров с подключенными к ним резонаторами и пролетным пространством между ними можно считать усилительным каскадом. Четырехрезонаторный клистрон приводится в эквивалентной схеме (рис. 10.15). На ней даны усилители не только с расположенными рядом резонаторами, но и учитывающие влияние так называемых несоседних резонаторов. Результирующей ко-

эффициент усиления $\tilde{K}_N = (1 + \tilde{F}_N) \prod_{n=1}^{N-1} \tilde{K}_{n,n+r}$.

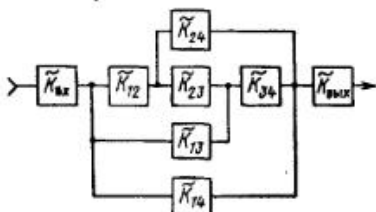


Рис. 10.15

В этой формуле функция \tilde{F}_N учитывает роль усилительных каскадов с несоседними резонаторами. Она слабо влияет на среднее в полосе значение усиления, но вносит значительную неравномерность АЧХ. Если пренебречь влиянием сомножителя $(1 + \tilde{F}_N)$, то параметры цепи усилителя можно рассчитать так же, как для полосового фильтра. Ошибка при этом оказывается недопустимо большой, и ее трудно скорректировать в натурном экспе-

Таблица 10.2

| C_0 | δ'_1 / Ω'_1 | $\delta'_2 / -\Omega'_2$ | $\delta'_3 / -\Omega'_3$ |
|-------|-------------------------|--------------------------|--------------------------|
| 8,0 | 0,625 | 0,376 | 0,251 |
| | 0,136 | 1,02 | 1,03 |
| 6,0 | 0,625 | 0,397 | 0,230 |
| | 0,183 | 1,02 | 1,03 |
| 4,0 | 0,624 | 0,442 | 0,189 |
| | 0,282 | 1,01 | 1,03 |
| 3,0 | 0,617 | 0,488 | 0,158 |
| | 0,385 | 1,01 | 1,02 |

Таблица 10.3

| C_0 | $\delta'_1 / -\Omega'_1$ | δ'_2 / Ω'_2 | $\delta'_3 / -\Omega'_3$ | δ'_4 / Ω'_4 |
|-------|--------------------------|-------------------------|--------------------------|-------------------------|
| 4,0 | 0,504 | 0,344 | 0,253 | 0,098 |
| | 0,201 | 0,644 | 1,02 | 1,02 |
| 3,5 | 0,515 | 0,331 | 0,264 | 0,090 |
| | 0,170 | 0,675 | 1,02 | 1,02 |
| 3,0 | 0,529 | 0,311 | 0,278 | 0,086 |
| | 0,131 | 0,710 | 1,02 | 1,01 |

рименте. Для уточнения параметров резонаторов предлагаются табл. 10.2 и 10.3. Более подробные сведения имеются в [10.10]. При составлении таблиц считалось, что полоса усилителя определяется его выходной цепью. Группирователь (все пролетные пространства и резонаторы, кроме выходного) формирует АЧХ тока I_{e1N} с малой неравномерностью. Характеристика тока аппроксимирована по Чебышеву. В таблицах даны нормированные к полосе $\Delta f'_y = (\Delta f_y / f_0)$ затухания $\delta'_n = \delta_n / \Delta f'_y$ и удвоенные расстройки $\Omega'_n = 2(f_n - f_0) / \Delta f'_y$. Полное сопротивление эквивалентного контура $Z_n = Z_{cn} / \{ \Delta f'_y [\delta'_n + (\Omega'_n - \Omega'_n)] \}$. Параметром таблиц служит постоянная $C_0 = Z_c S_m / \Delta f'_y$.

Результаты расчета нормированных δ'_n и абсолютных δ_n затуханий, добротностей $Q_n = 1/\delta_n$, расстроек Ω'_n и $\Delta f_n = f_n - f_0$ полезно свести в таблицу. Этими сведениями пользуются разработчики приборов. Значения затуханий и расстроек и необходимые пределы их регулирования уточняют на этапе ОКР при создании лампы. При эксплуатации усилителя подстройка резонаторов нежелательна. Приборы настраивают на требуемые частотные характеристики на заводе-изготовителе или в процессе их подготовки к установке в действующую аппаратуру.

Определение требований к источникам питания. Нелинейным режимам, которые характерны для аппаратуры ЗС, свойственна слабая чувствительность КПД к вариациям напряжения анода E_a . Паразитная АМ определяется в этом случае пульсациями подводимой мощности, ее глубина (по напряжению) $M_{AM} = 5\Delta E_a / 4E_a$. Определяющей является паразитная фазовая модуляция. Расчетные формулы для этого случая при квазилинейном усилении даны в § 7.4.

Пример. Выполним поверочный расчет номинального режима усилителя на клистроне КУ-371. Его параметры даны в § 1.5. Определим недостающее для расчета. Подводимая мощность $P_0 = P_{\sim} / \eta = 2,5 / 0,40 = 6,25$ кВт. Ток катода $I_k = P_0 / E_a = 6,25 / 9,0 \approx 0,70$ А. Первеанс $A = I_k / E_a^{3/2} = 0,70 / (9 \times 10^3 \sqrt{9 \cdot 10^3}) \approx 0,82$ мкА/В^{3/2}. Последнее ниже обозначено A_μ . Сопротивление $R_0 = E_{a,ном} / I_{k,ном} = 9,0 / 0,7 \approx 12,8$ кОм.

Приступим к поверочному расчету. Найдем сопротивление R_{2N} . Положим, что отклонение $M_{вых}$ от максимума в полосе 28 МГц составит 1 дБ. Несущую частоту выберем равной 4,5 ГГц. Параметр $h_N = 10^{0,1 \log M_{вых}} - 1 = 0,259$. Полное затухание $\delta_N = \Delta f_y / (f_N \sqrt{h_N}) = 28 / (4500 \cdot \sqrt{0,259}) = 0,0122$. Сопротивление Z_{CN} примем равным 90 Ом. Затухание $\delta_{eN} = Z_{CN} G'_{eN} / R_0 = 90 \cdot 0,10 / 12800 = 0,0007$. Сопротивление $R_{2N} = Z_{CN} = 90 / (0,0122 - 0,0007) = 7,83$ кОм. Нормированное сопротивление $R_{2N} = R_{2N} / R_0 = 7,83 / 12,8 = 0,61$. Это существенно ниже оптимального, что позволяет предположить применение двухконтурной выходной цепи

Таблица 10.4

| n | 1 | 2 | 3 | 4 |
|--------------------|-------|-------|--------|--------|
| δ'_n | 0,626 | 0,376 | 0,230 | — |
| δ_n | 0,004 | 0,023 | 0,0014 | 0,0122 |
| Ω'_n | 0,183 | -1,02 | 1,03 | 0 |
| Δf_n , МГц | 2,56 | -14,3 | 14,4 | 0 |
| Q_n | 257 | 427 | 619 | 82 |

(см. рис. 10.14). Пусть АЧХ цепи максимально плоская, увеличение сопротивления $R_{\Sigma N}$ для отклонения $M_{\text{вых}} = 1$ дБ достигает тогда двукратного. Теперь $R_{\Sigma N(2)} = 2R_{\Sigma N} = 2 \cdot 7,83 \approx 15,7$ Ом, а нормированное сопротивление $R_{\Sigma N} = 2 \cdot 0,61 = 1,22$ и можно рассчитывать на получение близкого к паспортному значения КПД. Напряжение $U_N = \sqrt{2P_{\Sigma} R_{\Sigma N}} = \sqrt{2 \cdot 2,5 \cdot 15,7} = 8,85$ кВ. Первая гармоника наведенного тока $I_{\Sigma 1N} = 2P_{\Sigma}/U_N = 2 \cdot 2,5/8,85 = 0,56$ А. Для определения тока $I_{\Sigma 1N}$ зададимся его нормированным значением $I'_{\Sigma 1N} = 1,3$ и найдем параметры $a_{\mu} = \sqrt{A_{\mu}} = \sqrt{0,82} = 0,91$ и $\xi_{0N} = \beta_N I'_{\Sigma 1N} R'_{\Sigma N} / (1 + R'_{\Sigma N} G'_{eN}) = 0,8 \cdot 1,3 \cdot 1,22 / (1 + 1,22 \cdot 0,10) = 1,13$. Ток $I_{\Sigma 1N} = I_{\Sigma 1N} (1 + R'_{\Sigma N} G'_{eN}) / \beta_N [1 - 0,06(\xi_{0N}^2 + a_{\mu})] = 0,56(1 + 1,22 \cdot 0,10) / 0,8[1 - 0,06(0,91 + 1,13)] = 0,89$ А. Ток катода $I_k = 1,05 I_{\Sigma 1N} / I'_{\Sigma 1N} = 1,05 \cdot 0,89 / 1,3 = 0,72$ А. Напряжение $E_a = (I_k/A)^{2/3} = 10^{2 \log(I_k/A_{\mu})/3} = 10^{2 \log(0,72/0,82)/3} = 9,2$ кВ.

Рассчитаем затухания δ_N и расстройку Δf_n относительно центральной частоты f_0 полосы Δf_y . Максимальная крутизна $S_m = (0,10 \dots 0,15) \sqrt{A_{\mu} E_a} = 0,15 \times \sqrt{0,82 \cdot 9,2} = 0,41$ мА/В. Параметр таблиц $C_0 = Z_c S_m / \Delta f_y = 90 \cdot 0,41 \times 10^{-3} / (28/4500) = 5,9$. Такое значение C_0 обеспечивает высокое усиление уже в четырехрезонаторном приборе, что и соответствует его паспорту. Различие в значениях параметров в соседних строках табл. 10.2 и 10.3 невелико, допустимо принять параметры ближайшей строки, в примере с параметром $C_0 = 6,0$. Рассчитаем, пользуясь данными в таблице нормированными затуханиями δ'_n и расстройками Ω'_n , их абсолютные значения. Результаты сведем в табл. 10.4. На этом проектирование усилителя закончим.

Список литературы к гл. 10

- 10.1. Системы спутниковой связи / А.М. Бонч-Бруевич, В.Л. Быков, Л.Я. Кантор и др.; Под ред. Л.Я. Кантора. — М.: Радио и связь, 1992. — 224 с.
- 10.2. Кантор Л.Я., Минашин В.П., Тимофеев В.В. Спутниковое вещание. — М.: Радио и связь, 1981. — 282 с.
- 10.3. Справочник по спутниковой связи и вещанию / Г.Б. Аскинази, В.Л. Быков, Л.Я. Кантор и др. — М.: Радио и связь, 1983. — 280 с.
- 10.4. Яковлев Л.И., Дедюкин Г.В., Каграминов Э.С. Тропосферная связь. — М.: Воениздат, 1984. — 256 с.
- 10.5. Симонов М.М., Поволоцкий И.С. Стратегия развития системы спутниковой связи России // Технология и средства связи. — 1997. — № 2. — С. 68–73.
- 10.6. Техника электросвязи за рубежом: Справочник / Л.И. Яковлев, В.Д. Федоров, Г.В. Дедюкин и др. — М.: Радио и связь, 1990. — 256 с.
- 10.7. Гребнева Р.К., Забалканский Э.С., Клименко М.И. Исследование искажений сигналов в клистронном усилителе при двухчастотном режиме // Изв. вузов СССР, Радиоэлектроника. — 1983. — Т. 26, № 7. — С. 92–94.
- 10.8. Забалканский Э.С., Левин М.Е. Преобразование спектра в усилителях с комплексной нелинейностью // Радиотехника. — 1993. — № 2–3. — С. 15–18.
- 10.9. Гребельский М.Д., Панков Г.Х., Цирилин В.М. Оптимизация линий спутниковой связи при передаче скоростных цифровых потоков // Электросвязь. — 1979. — № 12. — С. 17–20.
- 10.10. Хайков А.Э. Клистронные усилители. — М.: Радио и связь, 1974. — 392 с.

ГЛАВА 11

Передатчики радиостанций систем наземной подвижной радиосвязи

11.1. Основные требования к передатчикам радиостанций систем подвижной радиосвязи*

При проектировании передатчиков базовых и абонентских станций систем подвижной радиосвязи в качестве исходных данных принимают параметры соответствующих стандартов: диапазон рабочих частот, ширину радиоканала, вид модуляции, мощность. Для аналоговых систем сотовой связи с частотной модуляцией, развернутых в России, они приведены в табл. 11.1, для цифровых сотовых систем — в табл. 11.2 [11.1, 11.2]. Характеристики основных стандартов транкинговых систем даны в табл. 11.3 [11.2, 11.3]. Данные отечественных зональных систем "Алтай" и ВОЛЕМОТ приведены в табл. 11.4 [11.4]. Как следует из табл. 11.1–11.3, для сотовых систем границы частотных диапазонов определены жестко, в то время как для транкинговых систем указаны максимальные и минимальные частоты, предоставляемые Регламентом радиосвязи, внутри которых национальные службы (в России Государственная Комиссия по радиочастотам) выделяют рабочие полосы для отдельных систем. При этом должен быть обеспечен разнос частот между каналами передачи и приема, не менее:

| | |
|----------------------------------|----------|
| Для диапазона 136...174 МГц..... | 4; 6 МГц |
| Для диапазона 403...470 МГц..... | 10,0 МГц |
| Для диапазона 820...960 МГц..... | 45 МГц |

Причем частота передачи базовой станции (БС) должна быть выше частоты передачи абонентской (подвижной, мобильной) станции (АС). Так, в России для региональных транкинговых систем рекомендованы полосы частот 301...308/337...344, 412...417/422...427 МГц.

В аналоговых транкинговых системах с ЧМ разнос между частотными каналами может составлять как 12,5, так и 25 кГц. При разнесе в 25 кГц и соответствующей ширине канала максимальная девиация

* § 11.1 написан вместе с К.О. Величко.

Таблица 11.1

| Стандарт | AMPS | NMT-450 |
|---------------------------------|-----------|-------------|
| Рабочий диапазон БС-АС, МГц | 870...890 | 463...467,5 |
| Рабочий диапазон АС-БС, МГц | 825...845 | 453...457,5 |
| Девияция частоты (пиковая), кГц | 12 | 5 |
| Ширина радиоканала, кГц | 30 | 25/12,5 |
| Число каналов | 666 | 180/360 |
| Максимальная мощность БС, Вт | 100* | 50* |
| Максимальная мощность АС, Вт | 3 | 15**/2 |

* На входе устройства сложения (комбайнера).
** Для возимых радиостанций.

частоты $\Delta f_{\max} = 5$ кГц. При сужении полосы канала до 12 кГц девиация может быть снижена до 2,5 кГц. В сотовых системах, например в NMT-450, при сужении полосы канала до 12,5 кГц девиация остается неизменной, а сужение полосы обеспечивается фильтрацией на ПЧ в приемнике. Как показывают контрольные измерения, уровень нелинейных искажений при этом возрастает незначительно.

Из табл. 11.1-11.3 следует, что существует шкала мощностей АС в зависимости от того, является АС носимой или возимой. Так, АС системы GSM-900 разделены на 5 классов по мощности: 20; 8; 5; 2; 0,8 Вт. Более сложно определить мощность передатчика БС. Обычно их максимальные мощности в 5...10 раз превышают мощности АС. БС тоже разделяют на классы по величине мощности. В стандарте GSM-900 существуют 8 классов БС: 320; 160; 80; 40; 20; 10; 5; 2,5 Вт. Для системы NMT-450 выпускают станции, где максимальная мощность одного передатчика составляет 50 и 12 Вт. Однако эта мощность существенно превышает (иногда в несколько раз) мощность на входе антенны ввиду того, что базовые станции являются многоканальными, с совместной работой нескольких передатчиков на одну общую для них антенну.

В проспектах, рекламных изданиях и описаниях БС обычно указывают мощность передатчика одного частотного канала на входе антенны. При этом в системах цифровой связи БС может включать от 1-2 до 6 приемопередающих модулей и от 4 до 16 приемопередатчиков в системах аналоговой связи. Все передатчики, размещенные в одном шкафу, а иногда и в нескольких шкафах БС, подсоединяют к антенне (фидеру) через сумматор, часто называемый комбайнером. Сумматор должен обеспечить как сложение мощностей отдельных передатчиков, работающих на общую нагрузку, так и развязку их выходов друг относительно друга, чтобы предотвратить появление интермодуляционных искажений. На практике используют два типа сумматоров: широкополосные и фильтровые.

Широкополосные сумматоры строят на основе квадратурных мостов сложения мощности на отрезках коаксиальных линий (гл. 3, рис. 3.46). Схема сложения мощностей четырех передатчиков приведена на рис. 11.1. Мощности складывают попарно; при этом каждый сумматор вносит затухание, равное 3 дБ, и половина мощности со входов выделяется в балластных нагрузках R_6 . Квадратурный мост обеспечивает

Таблица 11.2

| Стандарт | GSM-900 | GSM-1800 (1900) | ADC (D-AMPS) | Qualcomm CDMA | DECT |
|-----------------------------|--------------------|--------------------|--------------------|--------------------|--------------------|
| Рабочий диапазон БС-АС, МГц | 935...960 | 1805...1880 | 869...894 | 869...894 | 1880...1900 |
| Рабочий диапазон АС-БС, МГц | 890...915 | 1930...1990 | 1930...1990 | 1930...1990 | 1880...1900 |
| Разделение каналов | Частотно-временное | Частотно-временное | Частотно-временное | Частотно-временное | Частотно-временное |
| Число каналов на несущую | 8 | 8 | 3 | 55...62 | 12 |
| Ширина радиоканала, кГц | 200 | 200 | 30 | 1250 | 1728 |
| Скорость передачи, кбит/с | 271 | 271 | 48,6 | 1228 | 1152 |
| Вид модуляции | ЧММС | ЧММС | $\pi/4$ -ОФМ | 4-ОФМ | Гауссова ЧММС |
| Мощность АС, Вт | 2...20 | 0,25...2 | 0,6...3 | 0,6...3 | 0,25 |

Таблица 11.3

| Стандарт | Smarfrank 2 | Startsite | LTR (MNS) | EDACS | MPT-1327 | TETRA |
|-------------------------------------|-------------------------------------|------------------------|---|------------------------|--|--|
| Диапазоны частот ¹ , МГц | 146...174 301...344 403...470 | 136...174 403...470 | 851...870/ 806...825 ² 935...940/ 896...901 | 136...174 403...470 | 146...174 301...344 385...429 433...470 | 390...395/ 380...385 ² 450...470/410...430 915...921/870...876 |
| Модуляция при передаче речи | Аналог ЧМ | Аналог ЧМ | Аналог ЧМ | Аналог ЧМ ³ | Аналог ЧМ | Цифровая ⁴ $\pi/4$ -ОФМ |
| Сетка частот, кГц | 12,5 | 12,5 | 12,5 | 12,5 | 12,5 | 25 |
| Максимальная мощность АС, Вт | 25 | 25 | 15...35 | 6...20 | 10...20 | >10 |

¹ По данным выпускаемой приемопередающей аппаратуры. ² В числителе в канале БС \rightarrow АС, в знаменателе в канале АС \rightarrow БС.
³ Возможен переход на цифровой стандарт [11.2]. ⁴ При 4 каналах на одну несущую и скорости передачи 33,8 кбит/с.

Таблица 11.4

| Рабочий диапазон БС-АС, МГц | Рабочий диапазон АС-БС, МГц | Девияция частоты (пиковая), кГц | Ширина радиоканала, кГц | Число каналов | Мощность БС, Вт (по одному каналу) | Мощность АС, Вт |
|-----------------------------|-----------------------------|---------------------------------|-------------------------|---------------|---|--------------------------|
| 337,1375...341,8125 | 301,1375...305,8125 | 5 | 25 | 188 | >2,3 Вт ¹ (на входе антенны) | ≥ 7 Вт ² |

¹ При сложении мощностей четырех передатчиков на одну антенну по мостовой схеме.
² Мощность носимых АС системы "Алтай" 1 Вт.

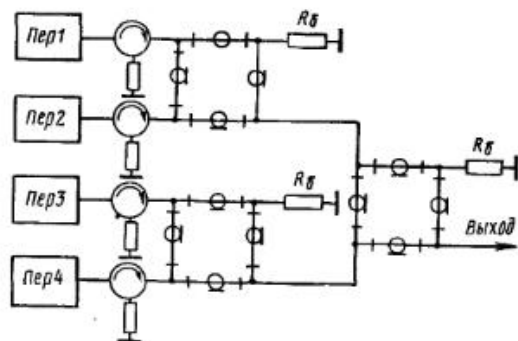


Рис. 11.1

развязку между входами двух передатчиков порядка 25 дБ в относительной полосе частот около 5 %. Для дополнительной развязки плеч на выходе каждого передатчика устанавливают циркуляторы, обеспечивающие затухание отраженной волны не менее 20 дБ. Потери прямой волны в циркуляторах составляют 0,15...0,25 дБ. Следовательно, при сложении мощностей четырех передатчиков по схеме рис. 11.1 потери в сумматоре $L_{\text{сум}} \geq 7$ дБ. Достоинством схемы рис. 11.1 является ее широкополосность, возможность в процессе работы изменения рабочей частоты, что иногда требуется для организации режима прыгающей частоты в радиосети.

Значительно более эффективными являются фильтровые сумматоры, построенные с использованием узкополосных фильтров (рис. 11.2). Каждый фильтр (резонатор) настроен на определенный частотный канал передачи; при переходе на другую частоту используют как ручную, так и программную настройку резонаторов с помощью штырей, меняющих резонансные частоты контуров $W1-Wn$. При реализации этой схемы решают сложные технологические проблемы получения высокодобротных резонаторов. При использовании фильтровых сумматоров существует минимально допустимый разнос между соседними каналами. На частотах вблизи 450 МГц он составляет 175...250 кГц, в диапазоне 800...1000 МГц — 200...600 кГц. Потери в сумматоре на фильтрах в зависимости от технологических решений и разноса по частоте $L_{\text{сум}} = 1...3$ дБ. Поэтому фильтровые сумматоры предпочтительнее широкополосных. Их можно использовать и при организации в сотах режима прыгающей частоты, если число передатчиков БС соответствует числу выделенных частот. В этом случае каждый передатчик работает на постоянной частоте, а при смене кадров коммутируют информационные сигналы на входах передатчиков.

Дополнительные потери в тракт передачи вносит антенный коммутатор (дуплексер), необходимый при работе приемных и передающих устройств на общую антенну. Их оценивают величиной $L_{\text{дуп}} \approx 1$ дБ. Если ввести потери в фидере антенны $L_{\text{ф}}$, то общие потери в тракте

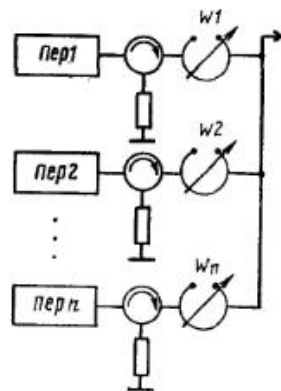


Рис. 11.2

передачи составляют $L_{\text{сум}} + L_{\text{дуп}} + L_{\text{ф}}$. Потери в фидере стараются снижать до 1...1,5 дБ, размещая иногда оконечные усилители мощности непосредственно на мачтах. При известной после выполнения частотно-территориального планирования сети подвижной связи мощности излучения БС $P_{\text{БС}}$ в частотном канале мощность передатчика рассчитывают по соотношению

$$10 \lg(P_{\text{пер}}/P_{\text{БС}}) \text{ (дБ)} = L_{\text{сум}} \text{ (дБ)} + L_{\text{дуп}} \text{ (дБ)} + L_{\text{ф}} \text{ (дБ)}^* \quad (11.1)$$

Качественные показатели передатчиков аналоговых систем подвижной связи с ЧМ выше, чем передатчиков низовой связи [1.1, гл. 8.5]. Так, в радиостанциях сотовой связи с ЧМ нелинейные искажения при измерениях на частоте 1 кГц не должны превышать 2...2,5 % и быть не более 5 % в радиостанциях транкинговой связи. Мощности побочных излучений не должны превышать 1 мВт. Относительная нестабильность частоты АС с ЧМ составляет $(2...5) \cdot 10^{-6}$ и обеспечивается опорным кварцевым генератором. В передатчиках БС с ЧМ относительная нестабильность частоты порядка $(1...2) \cdot 10^{-7}$, а в передатчиках БС цифровых систем снижается до $5 \cdot 10^{-8}$. Такую нестабильность обеспечивают либо высокочастотные кварцевые эталоны частот, либо синхронизация синтезаторов частот тактовой частотой группового канала сети, связывающей БС с центром коммутации подвижной связи. Относительная нестабильность частоты АС цифровых систем при синхронизации от БС достигает $1 \cdot 10^{-7}$. В передатчиках цифровых станций важным параметром является допустимое паразитное отклонение фазы на интервале передачи одного бита. В системах с гауссовской частотной модуляцией с минимальным сдвигом (ГЧММС) среднеквадратическая ошибка не должна превышать 5°, а пиковая ошибка 20°.

11.2. Разработка структурных схем передающих устройств радиостанций подвижной связи

Конструктивно абонентскую станцию (АС), которую часто называют подвижной или мобильной станцией, выполняют как одноплатный приемопередатчик (рис. 11.3). В этой структуре собственно к передатчику относятся формирователь радиосигналов и усилитель мощности (УМ). Элементами приемного тракта являются: малозумящий усилитель радиочастоты (УРЧ), смеситель, УПЧ и демодулятор. Блок обработки информационных сигналов (речи и данных), синтезатор частот и антенный коммутатор обеспечивают работу как передатчика, так и приемника. Важные задачи в радиостанции возложены на процессорный блок. Кроме программного управления станцией процессорный блок выполняет

* В описаниях и спецификациях радиоаппаратуры систем подвижной связи широко используют определение мощностей в дБм, что составляет $10 \lg P \text{ (мВт)}$.

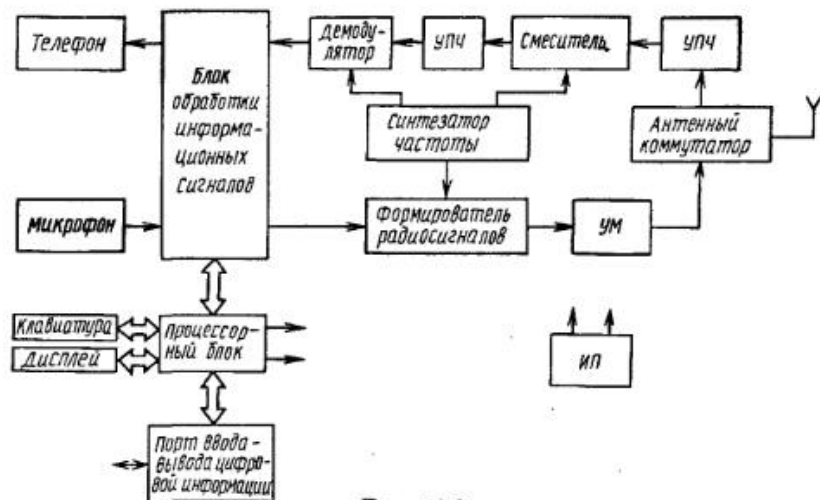


Рис. 11.3

значительную часть операций по обработке информационных сигналов при передаче и приеме. В станциях цифровой радиосвязи с временным сдвигом каналов приема и передачи информации один синтезатор частот обеспечивает стабилизацию несущей (центральной) частоты радиосигнала передатчика и гетеродина приемника. Радиостанции других систем, прежде всего аналоговых с ЧМ, имеют сдвоенные синтезаторы частот, один для передатчика, другой для приемника. Антенный коммутатор (дуплексер), служащий для разделения радиосигналов передачи и приема, состоит из двух полосовых фильтров: одного, включенного на выходе передатчика, другого — на входе приемника.

Отметим характерные особенности радиостанций подвижной связи: широкое использование в станциях специализированных БИС и СБИС, разрабатываемых фирмами-производителями радиоаппаратуры для конкретных систем подвижной связи, что обуславливает разнообразие используемой элементной базы в абонентских и базовых станциях одного и того же стандарта, выпускаемых различными фирмами;

синтез несущих частот на основе быстроперестраиваемых синтезаторов с импульсно-фазовой автоподстройкой частоты (ИФАПЧ) с внешней или собственной кварцевой стабилизацией частот;

переход к обработке информационных сигналов в цифровом виде в процессорном блоке;

программное управление мощностью передатчика (напряжения питания подают на узлы передатчика только при переходе станции в активный режим, в ряде цифровых систем с учетом речевой активности абонента);

регулировки выходной мощности передатчика, например в АС GSM, от 43 до 13 дБм с шагом 2 дБм;

использование в АС мощностью 1...2 Вт элементной базы с низковольтным напряжением питания (3,5...5 В).

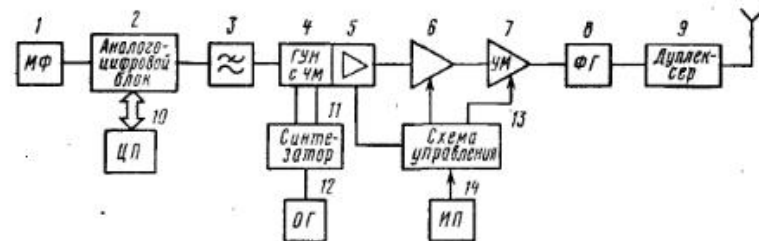


Рис. 11.4

Рассмотрим построение структурных схем передатчиков аналоговых и цифровых систем подвижной связи.

На рис. 11.4 приведена типовая структурная схема передающей части АС с ЧМ. Сигнал с микрофона 1 поступает в аналого-цифровой блок 2, где его усиливают и преобразуют в цифровой вид с помощью импульсно-кодовой модуляции (ИКМ). Фильтрацию с предвыскажениями (подъем верхних частот), регулировку уровня передачи, компрессию, ввод цифровых последовательностей сигналов управления — все эти операции выполняет центральный процессор ЦП 10. Обработанный сигнал в цифровом виде возвращают в блок 2, где с помощью ЦАП и ФНЧ 3 получают аналоговый сигнал модуляции.

Модуляцию осуществляют в ГУН с ЧМ (ЧМАГ) 4, как правило, на выходной частоте, хотя существует аппаратура с модуляцией на промежуточной частоте ПЧ ($f_{пч} = 45 \dots 80$ МГц). В этом случае передатчик строят по схеме рис. 9.1 с трактом ПЧ и повышающим УВЧ смесителем. При выполнении ГУН по трехточечной схеме на транзисторе снимаемый с него сигнал имеет мощность порядка -10 дБм, что требует последующих ступеней усиления 5 до уровня 13...15 дБм. ГУН и усилители радиочастот УРЧ 5 строят на маломощных и малошумящих транзисторах. В схеме рис. 11.4 ГУН является перестраиваемым в рабочем диапазоне частот, центральная часть ЧМ сигнала стабилизирована синтезатором с кольцом ИФАПЧ 11. Стабильность частоты обеспечивает опорный кварцевый автогенератор ОГ 12.

Усилитель мощности имеет предварительные каскады усиления 6 и окончательный УМ 7. Весь тракт усиления радиосигнала неперестраиваемый, включая фильтр гармоник ФГ 8 и дуплексер 9. Полоса усиления равна рабочему диапазону передатчика, приведенному в табл. 11.1–11.4. Число каскадов усиления зависит от выбранной элементной базы. Так, в носимой АС транкинговой связи "Леско 310-Р33Н" мощностью 1 Вт, диапазона 301...308/337...344 МГц и ГУН с ЧМ построен на специализированной ИС, за которой следует двухкаскадный предварительный транзисторный УРЧ и выходной УМ, построенный также на ИС [11.5]*. Параметры ИС УМ приведены ниже в § 11.3. Наконец, долж-

* См. сайт Интернета <http://www.lesko.ru>. Фирма "Леско" выпускает радиооборудование (АС и БС) стандартов МРТ-1327, "Алтай" и ВОЛЕМОТ в диапазонах 301...308, 337...344, 385...429 и 433...470 МГц.

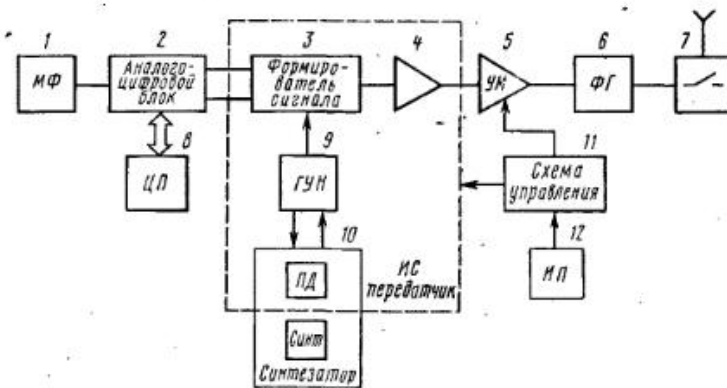


Рис. 11.5

на быть предусмотрена система управления питающими напряжениями 13 для оперативного включения и выключения передатчика и регулировки его мощности.

Структурная схема передатчика АС цифровой связи приведена на рис. 11.5. Из сравнения схем рис. 11.4 и 11.5 видно, что в них много общего. Но есть и важные различия в построении возбудителя передатчика и в функциях, выполняемых центральным процессором (ЦП). Речевой сигнал с микрофона 1 преобразуют в блоке 2 в цифровой (ИКМ) и передают в ЦП 8 для выполнения всего комплекса процедур кодирования, перемежения, пакетирования и шифрации (например, в системе GSM). Далее, поскольку в системах цифровой подвижной связи используют квадратурные виды модуляции, ЦП в соответствии с передаваемой по радиоканалу последовательностью логических нулей и единиц осуществляет цифровой синтез двух модулирующих сигналов u_{MI} и u_{MQ} для реализации требуемого по стандарту вида модуляции: 4-ОФМ, $\pi/4$ -ОФМ, ГЧММС — с необходимой низкочастотной цифровой фильтрацией.

При модуляции $\pi/4$ -ОФМ каждой паре передаваемых по радиоканалу бит соответствует фазовый сдвиг, приведенный в табл. 11.5.

Диаграмму сигнала $\pi/4$ -ОФМ определяют 8 возможных состояний; допускаемые переходы показаны на рис. 11.6 [11.6]. Из рис. 11.6 следует, что в процессе передачи каждый из квадратурных модулирующих сигналов изменяет

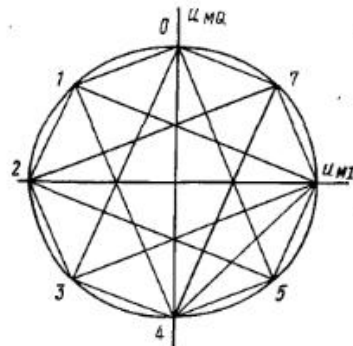


Рис. 11.6

Таблица 11.5

| Биты (I, Q) | Фазовый сдвиг |
|-------------|---------------|
| (1, 1) | $\pi/4$ |
| (0, 1) | $3\pi/4$ |
| (0, 0) | $-3\pi/4$ |
| (1, 0) | $-\pi/4$ |

свою величину, принимая одно из пяти дискретных нормированных значений (1; 0,707; 0; -0,707; -1).

Сигнал ГЧММС для передачи цифровой последовательности со скоростью B [бит] можно представить в виде

$$u_{ГЧММС} = U \sin\{\omega_0 + \Delta\omega_0(t) ** h_{Г}(t)\}t,$$

где $**$ обозначена операция свертки функций; $\Delta\omega_0(t)$ — последовательность прямоугольных биполярных импульсов длительностью $1/B$ и с уровнями $\Delta\omega_0(t) = 2\pi B/4$ при передаче "0" и $\Delta\omega_0(t) = -2\pi B/4$ при передаче "1";

$$h_{Г}(t) = \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} P_B \exp\left(-\frac{2\pi^2 P_B^2}{\ln 2} t^2\right)$$

— импульсная характеристика гауссовского фильтра; P_B — полоса пропускания на уровне -3 дБ. Обозначая $\Delta\omega_{Г}(t) = \Delta\omega_0(t) ** h_{Г}(t)$, получаем

$$u_{ГЧММС} = U(u_{MI} \cos \omega_0 t + u_{MQ} \sin \omega_0 t),$$

где $u_{MI} = \sin\left(\int_{-\infty}^t \Delta\omega_{Г}(t) dt\right)$ и $u_{MQ} = \cos\left(\int_{-\infty}^t \Delta\omega_{Г}(t) dt\right)$ — квадратурные модулирующие сигналы, которые ЦП формирует в цифровом виде.

Вернемся к структуре (рис. 11.5). Сигналы u_{MI} и u_{MQ} , сформированные ЦП 8, следуют в блок 2, где с помощью ЦАП и ФНЧ их переводят в аналоговую форму и подают на формирователь радиосигналов 3. ГУН 9 генерирует несущую (центральную) частоту радиоканала, которую стабилизируют системой ИФАПЧ (синтезатор 10). Стабилизацию частоты можно осуществить путем ее синхронизации внешним сигналом (в передатчиках радиостанций GSM) либо от опорного кварцевого генератора. Формирователь сигнала строят на ИС с выходной мощностью 0...5 дБм. Тракт усиления радиочастоты состоит из предварительного усилителя 4 и оконечного УМ 5. Далее следуют фильтр гармоник 6 и дуплексер 7. В АС с временным сдвигом между передаваемыми и принимаемыми пакетами (GSM, DECT) дуплексер заменяют электронным переключателем. Синтезатор, а часто и ГУН выполняют на ИС*. Ряд фирм при массовом производстве используют специализированные СБИС. Например, в АС системы GSM, выпускаемой фирмой Siemens, функциональные узлы УВЧ диапазона, обведенные штриховой линией на рис. 11.5, размещены на одной СБИС (PMB2240), названной "передатчиком". Эту ИС используют в АС двух диапазонов: 900 и 1800 МГц.

* Блок 10, синтезатор, состоит из двух функциональных узлов: предварительного делителя УВЧ диапазона (ПД) и элементов петли ИФАПЧ (синт.). Более подробно его структура рассмотрена далее в § 11.3.

Переход в диапазон 1800 МГц осуществляют переводом УМ 5 в режим удвоения частоты и переключением фильтра гармоник. Для АС и БС системы DECT фирмы Siemens применяют СБИС передатчика PMB2220 с выходной мощностью 0,25 Вт в непрерывном режиме, что позволяет обойтись без дополнительного УМ.

Передатчики базовых станций также строят по схемам рис. 11.4 и 11.5. Отличия состоят в конструктивном выполнении, в реализации выходных УМ, фильтров гармоник и дуплексеров. Так, часто передатчик и приемник одного канала размещают на отдельных модулях. В БС цифровой связи с временным или частотно-временным разделением каналов могут быть заняты все m временных интервалов кадра, а не один или несколько, как у АС. Поэтому при одинаковой пиковой мощности передатчиков БС и АС (см. мощности, приведенные в табл. 11.2) средняя мощность передачи АС (и, что очень важно, средняя потребляемая и рассеиваемая мощности) будут меньше, чем у БС. Процессоры обработки многоканальных сигналов в БС гораздо сложнее процессоров обработки сигнала одного канала в АС. АС должны удовлетворять исключительно жестким ограничениям по массо-габаритным показателям и потребляемой мощности. Похожие требования предъявляют и к БС систем, работающим на частотах выше 1500 МГц, где БС часто устанавливают на мачтах, фонарных столбах, стенах зданий, непосредственно у антенны.

При выходной мощности передатчика $P_{\text{вых}} > 10$ Вт выходные УМ БС размещают в отдельном блоке. Поскольку фильтр гармоник пропускает сигналы во всей полосе рабочего диапазона, иногда его делают общим и ставят после суммирующего устройства, на выходе шкафа передатчика. После сумматора размещают и дуплексер при работе приемников и передатчиков БС на одну антенну.

11.3. Разработка отдельных функциональных узлов

Генераторы, управляемые напряжением. Генераторы, управляемые напряжением, строят по обычным трехточечным схемам. В схеме емкостной трехточки (рис. 11.7, а) обозначены частотозадающие элементы. Все остальные элементы обеспечивают подачу питающих напряжений и блокировку по радиочастоте. Индуктивность контура выполнена в виде короткозамкнутого отрезка коаксиальной или полосковой линии W1. Эквивалентная схема контура АГ представлена на рис. 11.7, б. Перестройку частоты в рабочем диапазоне осуществляют подачей на варикап VD1 управляющего напряжения, снимаемого с выхода синтезатора частоты (рис. 11.8). В передатчиках аналоговых систем связи в ГУН осуществляют и частотную модуляцию. Для этого обычно в контур АГ включают дополнительный варикап VD2, хотя возможно перестройку частоты и модуляцию осуществить одним варикапом.

При разработке ГУН для диапазона рабочих частот подбирают варикап VD1 (табл. 8.1; [9.6]). Добротность варикапа Q_V на рабочей

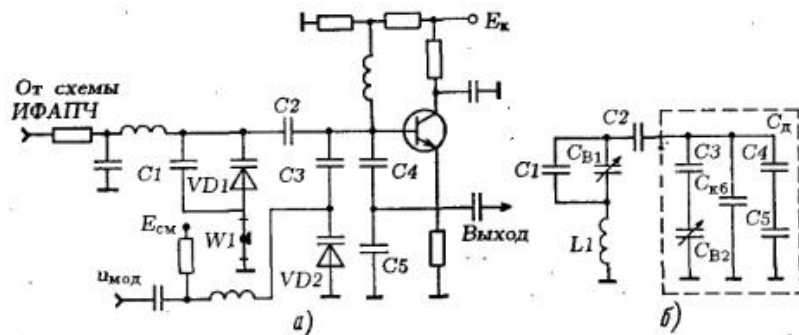


Рис. 11.7

частоте должна быть не хуже 30. Далее ведут расчет в такой последовательности.

1. Определяем максимальное и минимальное значения емкости выбранного варикапа C_{B1} (рис. 11.7, б):

$$C_{B1 \max} = \frac{C_0(E_\varphi + E_0)^n}{(E_\varphi + U_{\min})^n} \quad (11.2)$$

$$C_{B1 \min} = \frac{C_0(E_\varphi + E_0)^n}{(E_\varphi + U_{\max})^n} \quad (11.3)$$

В (11.2) и (11.3) C_0 — номинальная емкость варикапа при номинальном напряжении E_0 ; $E_\varphi = 0,7$ — контактная разность потенциалов, $n = 0,5; 2,5$ — показатель степени характеристики диода с резким или сверхрезким переходом. Максимальное U_{\max} и минимальное U_{\min} управляющие напряжения целесообразно брать в пределах от 6...8 до 12...18 В с размахом между ними не менее 5...6 В. Емкость варикапа на средней частоте $f_{cp} = \sqrt{f_{\max} f_{\min}}$ равна $C_{B1} = \sqrt{C_{B1 \max} C_{B1 \min}}$.

2. Находим эквивалентную емкость $C_{св}$, включенную последовательно с варикапом VD1 в контур, из выражения

$$\left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}}\right)^2 = \frac{C_{B1 \max} + C_1}{C_{B1 \min} + C_1} \cdot \frac{C_{B1 \min} + C_1 + C_{св}}{C_{B1 \max} + C_1 + C_{св}} \quad (11.4)$$

Вначале полагаем $C_1 = 0$ и рассчитываем $C_{св}$. Если $C_{св} > 3...4C_{B1}$ или отрицательно, то перестройка частоты в заданных пределах выбранным варикапом невозможна. Если $C_{св} < C_{B1}$, то варикап позволяет получить существенно большее перекрытие по частоте f_{\max}/f_{\min} , чем требуется. В этом случае целесообразно выбрать $C_{св} \approx C_{B1}$, а параллельно варикапу подключить дополнительный конденсатор C_1 , величину которого при выбранном $C_{св}$ определяют, решая заново уравнение (11.4).

3. Определяем параметры контура. Эквивалентная емкость контура $C_3 = (C_{B1} + C_1)C_{св}/(C_{B1} + C_1 + C_{св})$. Характеристическое сопротивление контура $\rho = 1/2\pi f_{cp} C_3$. Эквивалентная добротность контура $Q \leq (0,75...0,5)Q_V(C_{B1} + C_1 + C_{св})/C_{св}$.

4. Выбираем транзистор по рабочей частоте и допустимому уровню шума и рассчитываем его режим с учетом обеспечения условия баланса амплитуд АГ. По эквивалентному сопротивлению нагрузки транзистора $R_{н}$ находим коэффициент включения транзистора в схему $p_T = \sqrt{R_{н}/\rho Q}$. Сопротивление емкости делителя C_d на рис. 11.7, б $x_{cd} = p_T \rho$. Сопротивление емкости

$$x_{C2} = \rho - x_{cd} - x_{B1} x_{C1} / (x_{B1} + x_{C1}) > 0. \quad (11.5)$$

Если условие (11.5) не выполнено, то следует менять параметры схемы или варикапа.

5. Напряжение радиочастоты на варикапе VD1 не должно превышать обратного смещения $U_{VD1} [B] < U_{min} - 1 [B]$. Следовательно, напряжение радиочастоты на коллекторе транзистора $U_{к1} < U_{VD1} x_{cd} / x_{CB1}$. При невыполнении данного условия следует уменьшить ток транзистора, изменить коэффициент обратной связи или выбрать другой транзистор.

6. Далее производят расчет частотного модулятора на варикапе VD2. Так как относительная девиация частоты очень мала, то следует обратить внимание на повышение уровня модулирующего напряжения. Варикап VD2 выбирают с резким переходом ($n = 0,5$). Целесообразно на VD2 в режиме молчания установить смещение $E_{BT} \approx 6$ В и уменьшать коэффициент включения VD2 в схему. Для этого подбирают $C_3 < 0,2 C_{B2}$ и $k_d = C_3 / (C_3 + C_{B2}) < 0,2$, где C_{B2} — емкость варикапа VD2 в отсутствие модуляции. Тогда амплитуда модулирующего напряжения на варикапе VD2

$$U_{mod} = 4 E_{BT} (\Delta f_{max} / f_{cp}) (C_3 + C_{B2}) / (p_T k_d C_3).$$

7. Определяют остальные элементы контура, в том числе емкости C4 и C5 по выбранному в АГ коэффициенту обратной связи $\beta_{oc} = C_5 / C_4$.

Следует отметить, что в последние годы выявилась тенденция выполнять ГУН, в том числе ГУН с ЧМ, на ИС, выпускаемых для рабочих диапазонов систем подвижной связи. Такие схемы имеют входы для напряжения, изменяющего центральную частоту ГУН, и для подачи модулирующего сигнала.

Синтезаторы. Синтезаторы в передатчиках радиостанций подвижной радиосвязи строят на основе колец ИФАПЧ. Как правило, синтезатор состоит из двух функциональных устройств: ИС ПД — предварительного делителя с переключаемым коэффициентом деления на $p/(p+1)$ и собственно ИС синтезатора, содержащего три ДПКД и импульсно-фазовый или импульсный частотно-фазовый детектор (ИФД, ИЧФД) (рис. 11.8). На вход ПД подают напряжение с ГУН, на вход ДПКД_R — колебания опорной частоты, выход ПД соединяют со входом ИС синтезатора. Необходимость использования ПД вызвана тем,

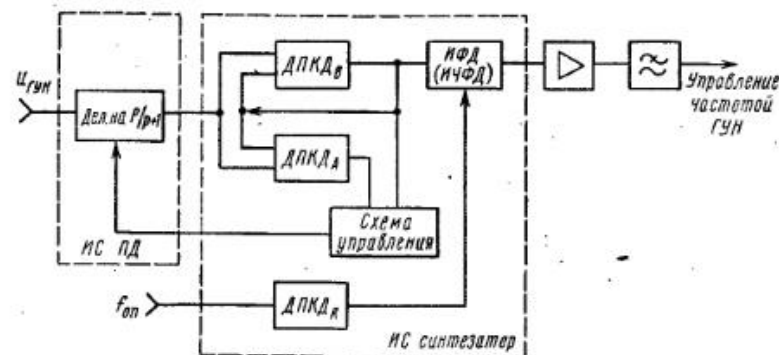


Рис. 11.8

что счетчики с переменным (целочисленным рядом) коэффициентом деления (ДПКД) не работают на частотах выше 30...70 МГц, что требует предварительного деления частоты ГУН.

Принцип работы схемы (рис. 11.8) состоит в следующем. Частоту напряжения ГУН делят в ПД на p или на $p+1$; выходные импульсы с ПД поступают на два управляемых счетчика: ДПКД_А с коэффициентом деления A и ДПКД_В с коэффициентом деления B . В начале каждого цикла деления ПД производит деление на $p+1$. Импульсы с его выхода идут на оба счетчика ДПКД_А и ДПКД_В. При окончании счета ДПКД_А, коэффициент деления в котором A меньше, либо равен B , выходной импульс с ДПКД_А через схему управления переводит ПД в режим деления на p , и продолжается счет только в счетчике ДПКД_В. Как только счетчик ДПКД_В закончит счет, его выходной сигнал, являющийся выходным сигналом ДПКД в целом, переведет ПД в режим деления на $p+1$ и произведет установку счетчиков ДПКД_А и ДПКД_В в начальные состояния A и B . Далее начнется новый цикл деления. Таким образом, коэффициент деления

$$N_{дпкд} = (p+1)A + (B-A)p = Bp + A. \quad (11.6)$$

В схеме (рис. 11.8) нельзя получить непрерывный целочисленный ряд значений $N_{дпкд}$ ниже

$$N_{min} = p(p-1). \quad (11.7)$$

При этом $B_{min} \geq A_{max} = p-1$.

При разработке синтезатора необходимо выбрать ИС и рассчитать программно-устанавливаемые значения коэффициентов деления ДПКД_В, ДПКД_А и ДПКД_Р. Процесс расчета поясним на примере. Проектируем синтезатор для передатчика БС системы GSM. Диапазон несущих частот 935,2...959,8 МГц с сеткой $\Delta f_c = 0,2$ МГц. Пусть частота колебаний опорного генератора $f_{ог} = 5,2$ МГц. Для реализации схемы будем использовать ИС, применяемые фирмой Siemens.

Таблица 11.6

| Тип ИС | Коэффициент деления | Входная частота, МГц |
|----------|---------------------|----------------------|
| РМВ 2313 | 64/65; 128/129 | <1100 |
| РМВ 2314 | 64/65; 128/129 | <2300 |

Таблица 11.7

| f , МГц | $N_{\text{ДПКД}}$ | A | B |
|-----------|-------------------|-----|-----|
| 935,2 | 4676 | 4 | 73 |
| 935,4 | 4677 | 5 | 73 |
| ... | ... | ... | ... |
| 958,6 | 4798 | 62 | 74 |
| 958,8 | 4799 | 63 | 74 |

Таблица 11.8

| Наименование ИС | Фирма-изготовитель | Диапазон рабочих частот, МГц | Коэффициенты деления ДПКД | | | Частота $f_{\text{ог}}$, МГц | $E_{\text{ДПЧ}}$, В |
|-----------------------|---|---|--|-----------|-----------------|-------------------------------|----------------------|
| | | | A | B | R | | |
| РВМ2341 | Infineon Technologies Motorola ¹ | 50...2500 | 32/33; 64/65 | 3...4095 | 3...4095 | <100 | 2,7...4,5 |
| МС145220 | | 40...1100 | 32/33; 64/65 | 10...4095 | 1 или 10...8191 | 2...15 ² | 2,7...5,5 |
| UMA1017M UMA1018M | Philips Semiconductors | 50...1250 50...1250 20...300 ³ | Общий коэффициент деления 512...131071 | 8...2074 | 5...40 | 2,7...5,5 | |
| UMA1019AM UMA1019M | | 1000...1700 1700...2400 | | | | | |
| UMA1020AM | | 1000...1700 20...300 ³ | | | | | |
| UMA1020M | | 1700...2400 20...300 ³ | | | | | |

¹ ИС содержит два независимых ДПКД_A, ДПКД_B, ДПКД_R, два частотно-фазовых детектора и может обеспечивать работу двух независимых колец ИФАПЧ.

² При использовании встроенного кварцевого ОГ; при внешнем ОГ $f_{\text{ог}} = 4... \dots 27$ МГц.

³ В ИС введена вторая петля ИФАПЧ для синтеза частот в указанном диапазоне.

ИС синтезатора РМВ 2306 с параметрами:
частота входного сигнала при работе в режиме переключаемых счетчиков A и $B < 65$ МГц;
коэффициент деления: ДПКД_A = 0...127; ДПКД_B = 3...4095; ДПКД_R = 3...65535;

схемы содержат детекторы захвата частоты ГУН.

ИС предварительных делителей (табл. 11.6)

Напряжение питания схем 2,7...4,5 В.

Выбираем схему ПД РМВ 2313 и устанавливаем коэффициенты деления ПД 64/65. Требуемые значения $N_{\text{ДПКД}} = f_{\text{ГУН}}/\Delta f_c$ в зависимости от несущей частоты радиоканала приведены в табл. 11.7.

Минимальное значение B получаем как целую часть частного от деления $N_{\text{ДПКД}}/P$, а A рассчитываем из соотношения (11.6). Коэффициент деления ДПКД_R $f_{\text{ог}}/\Delta f_c = 26$.

В последние годы появились ИС синтезаторов, содержащие в одном корпусе предварительный делитель на 15/16, 32/33 или 64/65, счетчики ДПКД_A, ДПКД_B, ДПКД_R и импульсные частотно-фазовые детекторы. Схемы построены по комбинированной технологии на биполярных и МОП-транзисторах и предназначены для работы в диапазоне частот до 1...2,5 ГГц. Параметры некоторых типовых схем синтезаторов приведены в табл. 11.8.

При проектировании на выходе ИС синтезатора устанавливают дополнительный усилитель постоянного тока для получения требуемых пределов управляющего напряжения на ГУН и ФНЧ. В передатчиках аналоговых систем с ЧМ при автоподстройке центральной частоты ЧМАГ частота среза ФНЧ кольца ИФАПЧ должна быть много меньше минимальной частоты модуляции, что при $F_{\text{min}} = 300$ Гц требует установки двухзвенного RC-фильтра с частотой среза порядка 100 Гц. При смене частот для более быстрого установления частоты ФНЧ замыкают накоротко и включают после захвата частоты ГУН по сигналу с детектора захвата. Процессом смены частот управляет ЦП.

Формирователи цифровых сигналов. Формирователи цифровых сигналов строят исключительно на БИС квадратурных балансных смесителей (квадратурных фазовых модуляторов), аналогичных рассмотренным в гл. 9 (см. рис. 9.16). Для передатчиков систем подвижной связи выпускают специализированные БИС, работающие в частотных диапазонах, выделенных для соответствующих стандартов. Так, фирма Siemens производит БИС РМВ 2200Т и РМВ 2205Т со следующими параметрами:

Диапазон рабочих частот (несущие частоты):

| | |
|---|---------------|
| РМВ 2205Т | 120...800 МГц |
| РМВ 2200Т | 800...970 МГц |
| Диапазон модулирующих частот | 0...400 МГц |
| Подавление несущей на выходе | 35 дБ |
| Асимметрия боковых полос, не хуже | -42 дБ |
| Подавление комбинационных третьего порядка | 42 дБ |
| Подавление удвоенной несущей частоты | 38 дБ |
| Входная мощность: | |
| на уровне компрессии 1 дБ | 5 дБм |
| в сверхлинейном режиме, при формировании сигналов | |
| КАМ | 0 дБм |

Схемы предназначены для формирования сигналов 4-ОФМ, 8-ОФМ, ЧММС, 16-КАМ, 64-КАМ. Структура БИС приведена на рис. 11.9. Схема обладает полной симметрией: на нее подают противофазные напряжения несущей частоты u_f , \bar{u}_f , схема имеет два симметричных входа для синфазного $u_{\text{М1}}$, $\bar{u}_{\text{М1}}$ и квадратурного $u_{\text{МQ}}$, $\bar{u}_{\text{МQ}}$ модулирующих сигналов и симметричный выход сформированного сигнала $u_{\text{вых}}$, $\bar{u}_{\text{вых}}$. Для получения двух ортогональных (сдвинутых по фазе на 90°) несущих частот входной несущей умножают на 2, получают на выходе буфера два противофазных колебания удвоенной частоты u_{2f} и \bar{u}_{2f} , частоту каждого из которых далее делят на 2. Балансные модуляторы построены по схеме коммутируемых ключей. На выходе схемы стоит линейный усилитель.

Усилители мощности радиочастоты. Структура и выбор схемы выходного каскада усилителя мощности (УМ) зависят от уровня

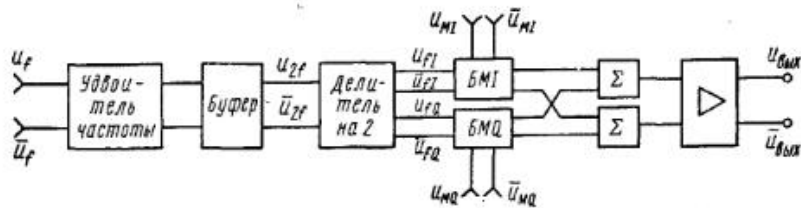


Рис. 11.9

мощности, имеющейся элементной базы, требований к управлению усилителем (регулировка мощности, время включения). Основная тенденция в построении трактов усиления радиочастоты передатчиков систем подвижной связи состоит в широком использовании специализированных модулей. Так как тракты усиления мощности узкополосны, то модули выпускают для частотных диапазонов, выделенных соответствующим системам. Так, Воронежский НИИ электромеханики выпускает набор усилительных модулей для транкинговых систем (табл. 1.4) [1.5.3]. Модули представляют собой многокаскадные усилители на биполярных транзисторах с двухконтурной фильтрующей системой на выходе. Ослабление второй гармоники не менее 20...39 дБ. Неравномерность усиления в полосе рабочих частот менее 1 дБ. КПД модуля 40%. Возможна регулировка мощности изменением напряжения смещения на транзисторах.

Другой пример усилительного модуля — схема M68710EL фирмы "Мицубиси", использованная в радиостанции "Леско 310-Р33Н" [11.5]. Основные характеристики схемы:

| | |
|---|---------------|
| Диапазон частот | 270...330 МГц |
| Выходная мощность | 2 Вт |
| КПД | 40% |
| Подавление второй гармоники на выходе | 20 дБ |
| Напряжение питания стока | 6 В |
| Напряжение питания затвора | 3,5 В |
| Коэффициент усиления | 40 дБ |

Модуль построен на двух УМ с использованием полевых транзисторов. Регулировку выходной мощности осуществляют изменением напряжения на затворах транзисторов.

Следует сказать особо об элементной базе для УМ передатчиков сотовых систем. Генераторные транзисторы общего назначения для частот 450, 800...2000 МГц рассчитаны на использование в широкополосных усилителях. При их применении в передатчиках БС и АС коэффициенты усиления мощности оказываются низкими.

Быстрое распространение сотовых систем в мире породило настоящий бум производства БС, и особенно АС. Так как УМ БС и АС узкополосны, то ведущие фирмы-производители электронной аппаратуры начали выпускать специальные транзисторы для БС и АС конкретных систем сотовой связи. Для УМ БС основным типом прибора является мощный биполярный транзистор, хотя ряд фирм производят и специальные полевые МДП-транзисторы. Транзисторы рассчитаны на узкие

Таблица 11.9

| F, МГц | Фирма | P _{вых} , Вт | K _p , дБ | |
|----------|-------------------------------|-----------------------|---------------------|------|
| 900 | <i>Биполярные транзисторы</i> | | | |
| | Ericsson | 150 | 9 | |
| | GHZ | 60 | 9 | |
| | M/A-COM | 150 | 10 | |
| | Motorola | 150 | 7 | |
| | Philips | 150 | 7,5 | |
| | Thompson | 150 | 8,5 | |
| | 1800...2000 | Ericsson | 100 | 7,5 |
| | | GHZ | 60 | 8 |
| | | M/A-COM | 60 | 8 |
| Motorola | | 60 | 9,4 | |
| 900 | <i>Полевые транзисторы</i> | | | |
| | Ericsson | 90 | 14 | |
| | Motorola | 85 | 15 | |
| | 1800...1900 | Ericsson | 30 | 9,5 |
| | | Motorola | 30 | 11,5 |

полосы частот в диапазонах 450, 800, 900, 1800...2000 МГц. Выпускают также транзисторы, работающие в диапазоне 1400...1600 МГц, для спутниковой телефонии и цифрового радиовещания. Приборы, кроме собственно транзисторов, содержат входные и выходные согласующие устройства со стандартным входным и выходным сопротивлением, обычно 50 Ом. Напряжение питания составляет 24...28 В. В табл. 11.9 приведены предельные значения мощности транзисторов, достигнутые рядом фирм (для повышения мощности в одном корпусе размещают 2 или 4 идентичных транзистора, включенных по схеме сложения мощности или по двухтактной схеме)*.

Параметры транзисторов СВЧ-УВЧ диапазонов, выпускаемых в России, приведены в [1.2.3, 1.2.4].

Весьма специфичными являются транзисторы УМ АС. В сотовых АС УМ обычно однокаскадный, ему предшествует ИС. Применяемые транзисторы — МДП-полевые с низковольтным питанием. В корпусе прибора расположены входное и выходное согласующие устройства. Например, фирма NEC** выпускает приборы с напряжением питания 3...4,8 В, обеспечивающие на частоте 0,9 ГГц выходную мощность 35 дБм при коэффициенте усиления мощности 13...14 дБ и КПД 58...60%, а на частотах 1,8...1,9 ГГц выходную мощность 30...33 дБм при коэффициенте усиления мощности 10...13 дБ и КПД 45...55%.

При усилении сигналов ЧММС, 4-ОФМ, π/4-ОФМ мощность с транзистора снимают на уровне компрессии 1 дБ. Это приблизительно соответствует граничному режиму усиления. В ЧМ передатчиках можно

* Johansson T. The transistor, with emphasis on its use for radio frequency communications // Linköping. — 1998. — 168 p.

** Данные взяты из публикаций журнала NEC Research & Development за 1997-1998 гг. (Япония).

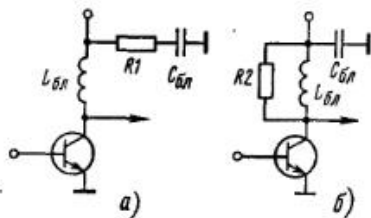


Рис. 11.10

использовать перенапряженный режим. Транзисторы УМ работают с отсечкой, близкой к 90° . При отсутствии в каскаде регулировки мощности базу или затвор подсоединяют через резистор к корпусу.

В оконечных УМ БС для повышения выходной мощности применяют схемы сложения мощности или строят каскад по двухтактной схеме. Переходы от несимметричного возбуждения к симметричному и обратно выполняют на четвертьволновых коаксиальных линиях по схеме рис. 3.13,2 или рис. 7.18. Межкаскадные связи выполняют по одноконтурной схеме. На выходе оконечного УМ ставят в зависимость от требуемого коэффициента фильтрации гармоник колебательную систему в виде одного или двух П-образных контуров*. Расчет режимов транзисторов, колебательных систем и согласующих устройств выполняют по методикам, изложенным в гл. 2 и 3.

При расчете элементов в цепях питания УМ следует предусмотреть меры по подавлению паразитных колебаний. Узкополосные УМ ОВЧ и УВЧ диапазонов весьма склонны к паразитным колебаниям на частотах ниже рабочей. Поэтому фирмы-производители специализированных усилительных модулей специально оговаривают отсутствие паразитных колебаний в их изделиях [1.5.3]. Для подавления паразитной генерации в цепи питания коллектора ставят антипаразитные резисторы. На рис. 11.10,а сопротивление резистора R1 порядка единиц ом; на рис. 11.10,б сопротивление резистора R2 берут равным $(30 \dots 50)R_э$, где $R_э$ — сопротивление нагрузки транзистора на радиочастоте.

Регулировку выходной мощности, как правило, предусматривают во всех передатчиках АС и БС. Выполняют ее программно, по командам с ЦП или контроллера станции. Число уровней (дискретов) мощности зависит от стандарта и назначения станции. Так, регулировка выходной мощности АС цифровых систем предусмотрена протоколами радиointерфейса. Мощность БС меняют в зависимости от размера обслуживаемой соты (зоны). На практике применяют различные методы регулировки мощности: изменением напряжения смещения, изменением напряжения питания коллектора (стока), изменением мощности возбуждения УМ. Для регулировки смещения на затворе (базе) транзистора в АС используют ИС источников питания с программной установкой выходного напряжения.

* Как было сказано в § 11.2, в БС может стоять общий фильтр гармоник после сумматора.

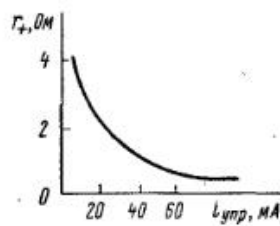


Рис. 11.11

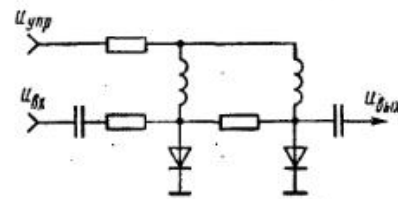


Рис. 11.12

В УМ ЧМ сигнала, когда транзистор работает в перенапряженном режиме, эффективна регулировка напряжения питания коллектора (стока). Выходная мощность при этом меняется пропорционально квадрату напряжения питания. Наконец, во многих станциях регулируют мощность возбуждения, используя, по существу, систему программированного АРУ. В некоторых действующих станциях в первых каскадах предварительного усиления стоят управляемые аттенюаторы на рпн-диодах. Сопротивлением рпн-диода для тока радиочастоты можно управлять, меняя проходящий через него управляющий ток. Типичная зависимость сопротивления рпн-диода r_+ от тока управления приведена на рис. 11.11 (диод КА507, [9.6]). В обратном смещенном состоянии рпн-диод имеет сопротивление, в сотни раз превышающее r_+ . Типичная схема аттенюатора приведена на рис. 11.12. Появление БИС усилителей мощности на частотах до 2 ГГц позволяет решать задачу управления мощностью возбуждения изменением коэффициента усиления сигнала в БИС.

Как в АС, так и в БС должно быть обеспечено требуемое быстродействие включения и выключения питания УМ. Например, в передатчиках станций системы GSM время включения-выключения не должно превышать 10 мкс при изменении выходной мощности от 0 до номинальной. Для питания АС используют ИС источников с высоким быстродействием; в БС на выходе коллекторных (стоковых) выпрямителей транзисторов УМ устанавливают быстродействующие электронные ключи.

Список литературы к гл. 11

- 11.1. Громаков Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. — М.: ЭКО-ТРЕНДЗ. — 1999. — 239 с.
- 11.2. Бабков В.Ю., Вознюк М.А., Дмитриев В.И. Системы мобильной связи. — Спб: ГУТ. — 1998. — 330 с.
- 11.3. Транкинговые системы радиосвязи / В.М. Тамаркин, В.Б. Громов, С.И. Сергеев и др. — М.: МЦНиТИ. — 1997. — 108 с.
- 11.4. Гинзбург В.М., Берлин А.Н. Автоматическая радиотелефонная связь. Система "ВОЛЕМОТ". — Спб: ГУТ, 1995. — 83 с.
- 11.5. Руководство по сервисному обслуживанию радиостанций "Леско 310-R33H" и ее модификаций. — Изд. фирмы "Леско", 1998.
- 11.6. Ратынский М.В. Основы мобильной связи. — М.: Радио и связь, 1998. — 248 с.

Оглавление

| | |
|---|-----------|
| Предисловие | 3 |
| Глава 1. Общие вопросы проектирования | 5 |
| 1.1. Задачи проектирования | 5 |
| 1.2. Основные характеристики передатчика, определяющие выбор схемных и режимных решений | 7 |
| 1.3. Полупроводниковые приборы в мощных каскадах передатчиков | 9 |
| 1.4. Электроракумные приборы в мощных каскадах передатчиков | 46 |
| 1.5. Пролетные клистроны и ЛБВ | 57 |
| 1.6. Общие рекомендации по построению структурной схемы тракта радиочастоты передатчика | 61 |
| 1.7. Выбор схемного построения ГВВ | 70 |
| 1.8. Обеспечение надежности передатчика при проектировании | 73 |
| 1.9. Обеспечение допустимого теплового режима транзисторов, радиоламп, радиодеталей | 80 |
| 1.10. Вопросы техники безопасности, охраны труда и окружающей среды при проектировании | 83 |
| 1.11. Использование ЭВМ и сети "Интернет" при проектировании | 86 |
| Список литературы к гл. 1 | 91 |
| Глава 2. Расчет режимов генераторов с внешним возбуждением | 94 |
| 2.1. Исходные данные для расчета ГВВ | 94 |
| 2.2. Особенности схем построения и режимов работы транзисторных ГВВ | 94 |
| 2.3. Расчет ГВВ на биполярных транзисторах | 106 |
| 2.4. Расчет ГВВ на МДП-транзисторах | 116 |
| 2.5. Расчет ГВВ на транзисторах с барьером Шоттки | 118 |
| 2.6. Ключевые ГВВ на биполярных и полевых МДП-транзисторах | 124 |
| 2.7. Особенности проектирования модульных транзисторных каскадов | 160 |
| 2.8. Проектирование систем воздушного охлаждения транзисторных ГВВ | 168 |
| 2.9. Расчет лампового ГВВ с резонансной нагрузкой | 171 |
| 2.10. Расчет ламповых ГВВ с распределенным усилением | 177 |
| 2.11. Расчет устойчивости и функций ГВВ | 187 |
| Список литературы к гл. 2 | 197 |

| | |
|---|------------|
| Глава 3. Проектирование и расчет межкаскадных цепей связи, цепей согласования и коррекции, устройств сложения и деления | 199 |
| 3.1. Исходные данные для проектирования | 199 |
| 3.2. Проектирование и расчет цепей связи на реактивных элементах | 200 |
| 3.3. Проектирование и расчет цепей связи с применением трансформаторов на ферритах | 216 |
| 3.4. Проектирование и расчет широкодиапазонных выходных цепей связи ГВВ | 234 |
| 3.5. Проектирование и расчет широкодиапазонных входных цепей связи ГВВ | 241 |
| 3.6. Проектирование и расчет цепей коррекции АЧХ мощных транзисторов | 244 |
| 3.7. Проектирование и расчет синфазных и противофазных мостовых схем сложения и деления мощности | 263 |
| 3.8. Проектирование и расчет квадратурных схем сложения и деления мощности | 271 |
| 3.9. Проектирование и расчет резонансных выходных фильтрующих систем | 283 |
| 3.10. Проектирование и расчет широкодиапазонных выходных фильтрующих систем | 291 |
| 3.11. Проектирование и расчет элементов колебательных систем на отрезках коаксиальных и полосковых линий | 302 |
| 3.12. Выбор стандартных радиодеталей для цепей связи, согласования, коррекции, фильтрации и питания; расчет катушек индуктивности | 312 |
| Список литературы к гл. 3 | 324 |
| Глава 4. Возбудители передатчиков | 326 |
| 4.1. Требования к стабильности частоты передатчиков | 326 |
| 4.2. Исходные данные для проектирования возбудителя | 330 |
| 4.3. Применение типовых возбудителей, синтезаторов частот, опорных генераторов | 337 |
| 4.4. Основные этапы разработки возбудителя, выбор его функциональной схемы | 340 |
| 4.5. Тракт преобразования частот возбудителя | 343 |
| 4.6. Формирование видов работ в возбудителе | 348 |
| 4.7. Расчет системы фазовой АПЧ | 353 |
| 4.8. Расчет транзисторного автогенератора | 361 |
| Список литературы к гл. 4 | 368 |
| Глава 5. Радиовещательные передатчики с двухполосной и однополосной амплитудной модуляцией диапазонов НЧ, СЧ и ВЧ | 369 |
| 5.1. Особенности системы информационного радиовещания и характеристики передатчиков для этой системы | 369 |
| 5.2. Структурные схемы радиовещательных передатчиков | 370 |
| 5.3. Ориентировочный расчет радиовещательного передатчика по структурной схеме | 380 |
| 5.4. Анодная и анодно-экранная модуляция в вещательных передатчиках | 381 |

| | |
|--|------------|
| 5.5. Мощные усилители модулированных колебаний с АМ и ОМ с автоматическим регулированием режима..... | 397 |
| 5.6. Мощные модуляционные устройства для передатчиков с анодной и анодно-экранной модуляцией..... | 402 |
| 5.7. Вещательные транзисторные передатчики..... | 434 |
| 5.8. Использование бигармонического режима для повышения энергетических показателей каскадов передатчиков..... | 442 |
| 5.9. Выходные колебательные системы вещательных передатчиков..... | 452 |
| 5.10. Особенности передатчиков для синхронного вещания, для передачи точных и эталонных частот..... | 465 |
| Список литературы к гл. 5..... | 467 |
| Глава 6. Передатчики с однополосной модуляцией ВЧ диапазона для фиксированной и подвижной служб..... | 469 |
| 6.1. Общие сведения..... | 469 |
| 6.2. Структурные схемы однополосных радиопередатчиков..... | 470 |
| 6.3. Групповой сигнал в тракте однополосного передатчика..... | 475 |
| 6.4. Порядок проектирования передатчика с ОМ..... | 477 |
| 6.5. Технический расчет параметров режима выходного каскада... .. | 482 |
| 6.6. Расчет элементов схем..... | 487 |
| 6.7. Аналоговые и цифровые однополосные модуляторы..... | 492 |
| 6.8. Отрицательная обратная связь в передатчиках с ОМ..... | 499 |
| 6.9. Расчет промышленного КПД передатчика с ОМ..... | 501 |
| Список литературы к гл. 6..... | 502 |
| Глава 7. Вещательные передатчики изображения очень высоких и сверхвысоких частот..... | 504 |
| 7.1. Общие сведения..... | 504 |
| 7.2. Разработка структуры возбуждителя ТВРС..... | 506 |
| 7.3. Разработка структуры усилителя мощности..... | 511 |
| 7.4. Разработка схем и расчет усилителей мощности на тетрадах и клистродах..... | 519 |
| 7.5. Проектирование клистронного УМ..... | 527 |
| 7.6. Проектирование транзисторных усилителей мощности телевизионных радиостанций..... | 532 |
| 7.7. Проектирование каскадов тракта ПЧ радиосигнала изображения..... | 540 |
| 7.8. Передатчики цифрового наземного телевидения..... | 545 |
| Список литературы к гл. 7..... | 548 |
| Глава 8. Передатчики радиовещательные диапазона ОВЧ и телевизионные канала звукового сопровождения..... | 549 |
| 8.1. Основные параметры..... | 549 |
| 8.2. Структурные схемы..... | 551 |
| 8.3. Аналоговые частотные модуляторы..... | 557 |
| 8.4. Цифровые частотные модуляторы..... | 565 |
| 8.5. Усилители ЧМ колебаний..... | 569 |
| 8.6. Нагрузочные и входные цепи усилителей..... | 572 |
| 8.7. Расчет мостовых устройств на отрезках связанных линий..... | 579 |

| | |
|--|------------|
| 8.8. Расчет промышленного КПД..... | 581 |
| Список литературы к гл. 8..... | 581 |
| Глава 9. Передатчики радиорелейных систем связи..... | 582 |
| 9.1. Вводные замечания..... | 582 |
| 9.2. Основные требования к передатчикам РРС..... | 583 |
| 9.3. Построение структурных схем передатчиков РРС..... | 585 |
| 9.4. Проектирование высокоэффективных СВЧ смесителей передатчиков..... | 591 |
| 9.5. Проектирование модуляторов передатчиков РРС..... | 598 |
| 9.6. Проектирование генераторов на полевых транзисторах и ЛПД..... | 600 |
| 9.7. Разработка трактов усиления СВЧ (УВЧ) и ПЧ..... | 603 |
| Список литературы к гл. 9..... | 606 |
| Глава 10. Передатчики спутниковых систем связи и вещания..... | 607 |
| 10.1. Общие сведения..... | 607 |
| 10.2. Основные требования и параметры..... | 608 |
| 10.3. Составление структурной схемы..... | 616 |
| 10.4. Построение схемы оконечного усилителя..... | 618 |
| 10.5. Выбор режима усилителей..... | 620 |
| 10.6. Расчет ГВВ на пролетных клистродах..... | 625 |
| Список литературы к гл. 10..... | 630 |
| Глава 11. Передатчики радиостанций систем наземной подвижной радиосвязи..... | 631 |
| 11.1. Основные требования к передатчикам радиостанций систем подвижной радиосвязи..... | 631 |
| 11.2. Разработка структурных схем передающих устройств радиостанций подвижной связи..... | 635 |
| 11.3. Разработка отдельных функциональных узлов..... | 640 |
| Список литературы к гл. 11..... | 649 |