

УЧЕБНИК

ДЛЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

СПЕЦИАЛЬНОСТЬ



РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА



ББК 32.849

УДК 621.397.6.2(075)

Р15

Авторы: П. П. Фомин, **Н. Н. Буга**, О. В. Головин, А. А. Кубицкий,
В. А. Левин, В. С. Плаксиенко, А. И. Тяжев, А. И. Фалько

Рецензенты: зав. кафедрой «Телекоммуникационные системы» Уфимского государственного авиационного технического университета доктор техн. наук, профессор *Л. Х. Султанов*; зав. кафедрой «Радиотехника» Марийского государственного технического университета, канд. техн. наук, профессор *А. Н. Громыко*

Р15 Радиоприемные устройства: Учебник для вузов / П. П. Фомин, Н. Н. Буга, О. В. Головин и др.; Под редакцией П. П. Фомина. – 3-е издание, стереотип. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 520 с.: ил.

ISBN 978-5-93517-373-7.

Изложены принципы построения, основные схемотехнические и системотехнические решения и теоретические основы работы радиоприемных устройств. Рассмотрены состояние и пути развития радиоприемных устройств систем радиосвязи, радиовещания и телевидения с использованием современной элементной базы, цифровой и микроволновой техники. В содержание учебника внесены изменения в соответствии с действующим государственным образовательным стандартом высшего профессионального образования.

Для студентов вузов и факультетов телекоммуникаций.

ББК 32.849

Адрес издательства в Интернет www.techbook.ru

ISBN 978-5-93517-373-7

© Фомин П. П., Буга Н. Н.,
Головин О. В. и др., 2003, 2007
© Оформление издательства
«Горячая линия – Телеком», 2007

СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АГ	– автогенератор
АД	– амплитудный детектор
АМ	– амплитудная модуляция
АО	– амплитудный ограничитель
АПЧ	– автоматическая подстройка частоты
АРСФ	– активный RC-фильтр
Атт	– аттенюатор
АУ	– арифметическое устройство
АХ	– амплитудная характеристика
АЦП	– аналого-цифровой преобразователь
АЧХ	– амплитудно-частотная характеристика
АЭ	– активный элемент
БАРУ	– быстродействующая автоматическая регулировка усиления
БИС	– большая интегральная схема
БРТР	– бортовой ретранслятор
БТ	– биполярный транзистор
ВАХ	– вольт-амперная характеристика
ВИП	– вторичный источник питания
ВУ	– вычитающее устройство
ВЦ	– входная цепь
ВЧ	– высокая частота
ВШП	– встречно-штыревой преобразователь
Г	– генератор
ГВЗ	– групповое время запаздывания
ГСТ	– генератор стабильного тока
ГТ	– гетеродинный тракт
ДБШ	– диод с барьером Шотки
ДВ	– длинные волны
ДГ	– диод Ганна
ДД	– динамический диапазон
ДЗПТШ	– двухзатворный полевой транзистор с затворами Шотки
ДКМ	– декаметровые волны
ДМВ	– дециметровые волны
ДПКД	– делитель частоты с переменным коэффициентом деления
ДР	– диэлектрический резонатор
ДУ	– дифференциальный усилитель

ДФ	– дискретный фильтр
ЖИГ	– железонитриевый гранат
ЗС	– земная станция
ЗУ	– запоминающее устройство
ИМС	– интегральная микросхема
ИНУН	– источник напряжения, управляемый напряжением
ИСЗ	– искусственный спутник Земли
ИТ	– информационный тракт
ИФД	– импульсный фазовый детектор
ИЧД	– импульсный частотный детектор
К	– коммутатор
КВ	– короткие волны
КПУ	– каскад предварительного усиления
КФ	– кварцевый фильтр
ЛАЧХ	– логарифмическая амплитудно-частотная характеристика
ЛЗ	– линия задержки
ЛПД	– лавинно-пролетный диод
МВ	– метровые волны
МП	– микропроцессор
МГЛ	– микрополосковая линия
МПС	– микропроцессорная система
МПФ	– монолитный пьезоэлектрический фильтр
МШУ	– малозумящий усилитель
НО	– направленный ответвитель
НЧ	– низкие частоты
НЭ	– нелинейный элемент
ОАВ	– объемные акустические волны
ОБ	– общая база
ОБП	– одна боковая полоса
ОВЧ	– очень высокие частоты
ОЗ	– общий затвор
ОИ	– общий исток
ОК	– общий коллектор
ОМЭВМ	– однокристалльная микроЭВМ
ООС	– отрицательная обратная связь
ОС	– обратная связь
ОУ	– операционный усилитель
ОЭ	– общий эмиттер
ПАВ	– поверхностные акустические волны
ПД	– пиковый детектор
ПКФ	– пьезокерамический фильтр
ПМФ	– пьезомеханический фильтр
ПОС	– положительная обратная связь

Список принятых сокращений

НПП	– прикладной пакет программ
НПУ	– полупроводниковый параметрический усилитель
Пр	– приемник
ПТ	– полевой транзистор
ПТШ	– полевой транзистор с затвором Шотки
ПХ	– переходная характеристика
ПЧ	– преобразователь частоты
ПФ	– полосовой фильтр
РПДУ	– радиопередающее устройство
РПрУ	– радиоприемное устройство
РРЛ	– радиорелейная линия
РУ	– решающее устройство
РЭ	– регенерирующий элемент
С	– сумматор
СВ	– средние волны
СВЧ	– сверхвысокие частоты
СВП	– схема выработки порога
СМ	– смеситель
С/П	– сигнал/помеха
СПВ	– система персонального радиовызова
СУ	– сравнивающее устройство
СЦ	– согласующая цепь
СЧ	– синтезатор частот
С/Ш	– сигнал/шум
ТАУК	– тракт адаптации, управления и контроля
ТВЧ	– тракт высокой частоты
ТД	– туннельный диод
ТКЧ	– температурный коэффициент частоты
ТП	– точка покоя
ТРРЛ	– тропосферная радиорелейная линия
ТС	– телесигнализация
ТУ	– телеуправление
ТЧМ	– тракт частоты модуляции
УВЧ	– усилитель высокой частоты
УВОС	– устройство с взаимными обратными связями
УКВ	– ультракороткие волны
УП	– усилительный прибор
УПТ	– усилитель постоянного тока
УПЧ	– усилитель промежуточной частоты
УРЧ	– усилитель радиочастоты
УТ	– усилительно-преобразовательный тракт
УУ	– усилительное устройство
УЧМ	– усилитель частоты модуляции

УЭ	– усилительный элемент
Ф(t)	– фазовращатель
ФАПЧ	– фазовая автоматическая подстройка частоты
ФВ	– ферритовый вентиль
ФВЧ	– фильтр верхних частот
ФД	– фазовый детектор
ФМ	– фазовая модуляция
ФНЧ	– фильтр нижних частот
ФПЧ	– фильтр промежуточной частоты
ФР	– ферритовый резонатор
ФСИ	– фильтр сосредоточенной избирательности
ФЦ	– ферритовый циркулятор
ФЧХ	– фазочастотная характеристика
ЦАП	– цифро-аналоговый преобразователь
ЦСЧ	– цифровой синтезатор частот
ЦФ	– цифровой фильтр
ЧАПЧ	– частотная автоматическая подстройка частоты
ЧД	– частотный детектор
ЧМ	– частотная модуляция
ЭЛ	– электронная лампа
ЭМО	– электромагнитная обстановка
ЭМС	– электромагнитная совместимость
ЭМФ	– электромеханический фильтр

ПРЕДИСЛОВИЕ КО ВТОРОМУ ИЗДАНИЮ

Вышедшее в 1996 г. первое издание настоящего учебника соответствовало требованиям первого поколения Государственного образовательного стандарта высшего профессионального образования (ГОС ВПО) по специальности 201100 Радиосвязь, радиовещание и телевидение, не предусматривавшего изучение отдельного курса, посвященного усилительным устройствам. Это потребовало включения соответствующих материалов по основам усиления в учебник “Радиоприемные устройства”.

В соответствии с принятым в 2000 г. ГОС ВПО второго поколения по специальности 201100 направления подготовки дипломированного специалиста 654400 Телекоммуникации в цикле общепрофессиональных дисциплин предусматривается изучение курса “Основы схемотехники”, посвященного преимущественно принципам усиления сигналов и построения апериодических усилителей. Это позволило исключить из 2-го издания учебника “Радиоприемные устройства” главы, посвященные этим вопросам.

Вместе с тем, в новое издание учебника включены главы 7 и 9, в которых рассматриваются радиоприемные устройства с цифровой обработкой сигналов, а также принципы и техника разнесенного приема сигналов.

Сложность и многообразие современной радиоприемной техники делают обязательным условием усвоения содержащегося в учебнике материала прочное знание студентами предусмотренных ГОС ВПО и изучаемых ранее курсов: “Основы теории цепей”, “Электроника”, “Основы схемотехники”, “Теория электрической связи”, “Вычислительная техника и информационные технологии”, “Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства”.

В учебнике нашел отражение многолетний опыт преподавания курса “Радиоприемные устройства”, накопленный на соответствующих кафедрах Московского технического университета связи и информатики, С.-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Сибирского государственного университета телекоммуникаций и

информатики (Новосибирск), Поволжской государственной академии телекоммуникаций и информатики (Самара) и Таганрогского государственного радиотехнического университета.

Учебник написан коллективом авторов. Предисловие, гл.1 и § 2.8, 3.9–3.12, 10.1, 10.2, 10.7 написаны Н.Н. Фоминым, гл. 2 (кроме § 2.8), 4 и § 3.1–3.8 – А.И. Фалько, гл. 5 (кроме § 5.14, 5.15) и § 6.1–6.3, 6.8–6.11, 10.3, 10.6 – О.В. Головиным, гл.7 – А.И. Тяжевым, гл.8 – **Н.Н. Бугой**, гл.9 и § 5.14, 5.15 – В.С. Плаксиенко, § 6.4–6.6 – В.А. Левиным, § 10.5 – А.А. Кубицким, § 6.7 – совместно В.А. Левиным и Н.Н. Фоминым, § 10.4 – совместно О.В. Головиным и В.С. Плаксиенко.

ГЛАВА 1

НАЗНАЧЕНИЕ, СТРУКТУРЫ И ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

1.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ВИДЫ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

Радиоприемное устройство (РПрУ) – это комплекс электрических цепей, функциональных узлов и блоков, предназначенный для улавливания распространяющихся в открытом пространстве электромагнитных колебаний искусственного или естественного происхождения в радиочастотном ($3 \cdot 10^3 \dots 3 \cdot 10^{12}$ Гц) и оптическом ($3 \cdot 10^{12} \dots 3 \cdot 10^{16}$ Гц) диапазонах и преобразования их к виду, обеспечивающему использование содержащейся в них информации. Радиоприемные устройства являются важнейшими составными частями всех радиосистем, в том числе радиосвязи, радиовещания и телевидения, относящихся по информационному назначению к классу систем передачи информации из одних пунктов пространства в другие.

Функциональная схема радиосистемы этого класса представлена на рис.1.1. Радиопередающее устройство (РПДУ), РПрУ и среда распространения электромагнитных волн образуют радиоканал. В РПДУ подлежащая передаче информация в виде сообщения той или иной физической природы преобразуется в соответствующий электрический сигнал, который непосредственно или после кодирования модулирует высокочастотное несущее колебание, образуя радиосигнал. С помощью передающей антенны A_1 энергия радиосигнала преобразуется в энергию электромагнитного поля, распространяющегося в виде электромагнитных волн в окружающем пространстве. Посредством антенны A_2 энергия сильно ослабленного в месте приема электромагнитного поля высокой частоты преобразуется в энергию электрических колебаний, являющихся входным сигналом для собственно приемника. На выходе РПрУ в результате обратного электрофизического преобразования сигнал представляется в виде, необходимом для потребителя информации.

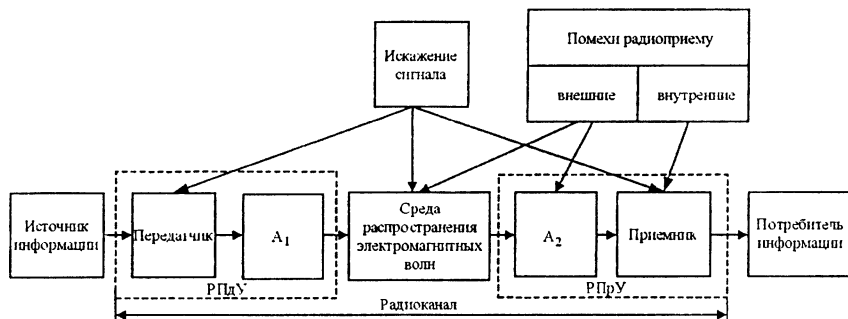


Рис. 1.1

В месте приема существуют также электромагнитные поля, создаваемые посторонними источниками естественного и искусственного происхождения. Соответствующие электромагнитные колебания воспринимаются РПрУ мешают приему полезного сообщения, т.е. являются так называемыми внешними радиопомехами. Кроме того, и в цепях самого РПрУ возникают различные побочные мешающие электрофизические явления, проявляющиеся в виде внутренних помех приему. Исходное сообщение в процессе прохождения по радиоканалу претерпевает нежелательные изменения, оцениваемые искажением сигнала. Искажения имеют место как вне приемопередающей аппаратуры, так и внутри нее. Первые связаны с рядом физических процессов, сопровождающих распространение электромагнитных волн, вторые обусловлены неидеальностью характеристик РПдУ и РПрУ.

В зависимости от признаков, положенных в основу, существуют различные классификации РПрУ. По основному функциональному назначению РПрУ делят на профессиональные и вещательные. К *профессиональным* приемникам (в системах передачи информации) относятся РПрУ связные, телевизионные, телеметрические, телеуправления и др. *Вещательные* приемники обеспечивают прием программ звукового и телевизионного вещания. Их массовое производство и необходимость относительной дешевизны обуславливают сравнительно простые технические решения. Профессиональные РПрУ отличаются большей сложностью и стоимостью, зачастую соизмеримой со стоимостью передающего оборудования.

Среди связных различают РПрУ космических, международных, магистральных, внутризоновых, местных, технологических и других радиосистем передачи. Профессиональные телевизионные приемники используются в связных, сервисных и прикладных телевизионных системах. Приемники звукового вещания делятся на

монофонические, стереофонические и квадрофонические; вещательные телевизоры обеспечивают прием программ в системах монохромного и цветного вещания, в перспективных системах с высокой четкостью изображения и др.

В соответствии с рекомендациями Международного консультативного комитета по радио (МККР) при построении радиосистем передачи используется спектр радиочастот, разделенный на девять диапазонов (табл. 1.1). Современные РПРУ работают во всех этих радиодиапазонах, из которых наиболее широко используются диапазоны от НЧ до КВЧ включительно, а также на инфракрасных и видимых волнах оптического диапазона*.

Таблица 1.1

Классификация диапазонов волн

Диапазон	Диапазоны волн		Диапазоны частот	
	Наименование волн	Длины волн	Наименование частот	Частоты
4	Мириаметровые	100...10 км	Очень низкие (ОНЧ)	3...30 кГц
5	Километровые	10...1 км	Низкие (НЧ)	30...300 кГц
6	Гектометровые	1000...100 м	Средние (СЧ)	300...3000 кГц
7	Декаметровые	100...10 м	Высокие (ВЧ)	3...30 МГц
8	Метровые	10...1 м	Очень высокие (ОВЧ)	30...300 МГц
9	Дециметровые	100...10 см	Ультравысокие (УВЧ)	300...3000 МГц
10	Сантиметровые	10...1 см	Сверхвысокие (СВЧ)	3...30 ГГц
11	Миллиметровые	10...1 мм	Крайне высокие (КВЧ)	30...300 ГГц
12	Децимиллиметровые	1...0,1 мм	Гипервысокие (ГВЧ)	300...3000 ГГц
Оптический	Инфракрасные Видимые Ультрафиолетовые	100...0,74 мкм 0,74...0,38 мкм 0,38...0,01 мкм	–	3...30000 ТГц

* Как видно из табл. 1.1, диапазоном СВЧ согласно рекомендациям МККР следует называть сантиметровый (десятый), однако вследствие значительной общности схемных и конструктивных решений, а также элементной базы в отечественной и зарубежной литературе принято объединять под термином СВЧ, или «микроволновый», три диапазона: дециметровый, сантиметровый и миллиметровый.

Приемники различных диапазонов могут существенно отличаться по структуре, схемной и конструктивной реализациям, элементной базе, однако существуют РПРУ, которые обеспечивают прием в нескольких диапазонах («всеволновые»). Приемники звукового вещания работают в диапазонах волн: длинных (ДВ; НЧ), средних (СВ; СЧ), коротких (КВ; ВЧ), ультракоротких (УКВ; ОВЧ), дециметровых (ДМВ; УВЧ). Вещательные телевизоры осуществляют прием программ наземных телевизионных систем в метровом и дециметровом диапазонах. В дециметровом и сантиметровом диапазонах работают РПРУ радиорелейных и спутниковых систем связи и телевизионного вещания. Приемники систем прямой межспутниковой связи и телевизионных систем высокой четкости должны обеспечивать прием на миллиметровых, децимиллиметровых и оптических волнах.

По виду принимаемых сигналов приемники делят на два класса: непрерывных (аналоговых) и дискретных сигналов. По виду принимаемой информации различают РПРУ радиотелефонные, звукового вещания, факсимильные, телевизионные, радиотелеграфные, передачи данных и др. Существуют, особенно в системах радиосвязи, РПРУ, предназначенные для приема информации различных видов. В зависимости от вида используемой модуляции (манипуляции в случае дискретных сигналов) бывают приемники амплитудно-модулированных (АМ), частотно-модулированных (ЧМ), фазомодулированных (ФМ) сигналов, сигналов с одной боковой полосой (ОБП) и различными видами импульсной модуляции и др.

Кроме того, различают РПРУ:

по месту установки – стационарные, мобильные, бортовые переносные;

по способу питания – питаемые от сети переменного тока, от аккумуляторов, гальванических или солнечных батарей, с универсальным питанием;

по способу управления и коммутации – с ручным, частично или полностью автоматизированным, дистанционным, комбинированным управлением.

Первые РПРУ, пригодные для практического применения, были построены и продемонстрированы в 1895 г. русским физиком и электротехником А.С. Поповым, а также запатентованы итальянским изобретателем и предпринимателем Г. Маркони (1897 г.). Научной основой для создания этих устройств, положивших начало радиотехнике, послужили фундаментальные и прикладные физические исследования в области теории возбуждения, излучения и улавливания электромагнитных волн, проведенные во второй

половине XIX века Дж. Максвеллом, Г. Герцем, Э. Бранли, О. Лоджем, Н. Тесла и другими учеными. В качестве индикатора электромагнитных волн в этих РПрУ использовался так называемый когерер. Низкая чувствительность последнего, отсутствие усиления мощности принимаемых сигналов и резонансных колебательных систем существенно ограничивали радиус действия таких приемников и не позволяли реализовывать важную функцию избирательности полезного сигнала среди других сигналов и помех. На рубеже XIX–XX веков повышение чувствительности и избирательности РПрУ за счет замены когерера детектором, применения резонансных контуров и слухового приема, совершенствования антенн позволило реализовать весьма эффективные по тем временам военные и гражданские системы радиосвязи на суше и на море, а также провести ряд экспериментов по другим применениям радио (метеорология, определение местоположения объектов, отражающих радиоволны и др.).

Качественно новый полувековой этап развития техники РПрУ, как и всей радиотехники, начался с применения электронных ламп – диода (1904 г.), использовавшегося преимущественно в качестве детектора, и особенно триода (1907 г.), применение которого для усиления мощности принятых сигналов обеспечило многократное повышение чувствительности ламповых приемников по сравнению с детекторными. Предложенный в 1913 г. принцип регенеративного приема позволил еще более увеличить чувствительность и избирательность РПрУ прямого усиления. Уже в годы первой мировой войны приемники, в которых триоды использовались для усиления, детектирования и преобразования сигналов, обеспечивали устойчивую радиосвязь на расстояниях свыше тысячи километров.

В 1918 г. был разработан обладающий значительными преимуществами супергетеродинный метод приема, однако его широкое внедрение стало реальным только с появлением 1926–1930 гг. экранированных ламп – тетродов, пентодов и других многосеточных усилительно-преобразовательных ламп. С начала 30-х годов этот метод приема является основным во всем радиодиапазоне волн. Ведущие страны мира в 30–40 гг. приступили к серийному промышленному производству РПрУ различного назначения – в первую очередь для систем радиовещания, профессиональной радиосвязи и электронного телевидения.

В указанный период в связи с перегруженностью освоенных радиодиапазонов и потребностями высококачественного электронного телевидения усиленно изучался и осваивался диапазон УКВ, для повышения качества и надежности радиоприема разра-

батывались эффективные методы модуляции и борьбы с помехами. Были предложены и стали внедряться ЧМ, АМ с ОБП, ФМ и кодовая модуляции, освоены синхронный приём и прием телеграфных сигналов с улучшенным качеством. В годы второй мировой войны в связи с разработкой радиолокационных и радиорелейных систем начинается освоение дециметрового и сантиметрового диапазонов волн, получает развитие теория и техника радиоимпульсного приема. В конце 40-х годов были разработаны новые типы электронных приборов СВЧ (дисковые триоды, отражательные клистроны, лампы бегущей волны и др.) и освоены методы построения РПрУ этого диапазона.

В решении проблемы помехоустойчивости радиоприема возникло новое направление, основанное на изучении и использовании различий в статистических характеристиках сигналов и помех с помощью методов теории передачи информации. Одним из важнейших достижений на этом направлении было создание теории потенциальной помехоустойчивости приема (1946 г.), на базе которой развивается современная теория анализа и синтеза радиосистем, оптимальных по помехоустойчивости.

В 50-е годы начался новый этап развития техники радиоприема на основе достижений полупроводниковой электроники. Детекторные свойства пары «металл–полупроводник» нашли применение еще на заре радиотехники, а с использованием усилительных и генераторных свойств такой пары был даже создан высокочувствительный безламповый радиоприемник–кристадин (1923 г.). Широкому внедрению полупроводниковых приборов способствовало изобретение транзистора (1947 г.). Быстрый процесс «транзисторизации» привел к вытеснению электронных ламп из радиоприемной аппаратуры умеренно высоких частот, а разработка малошумящих полупроводниковых параметрических усилителей (ППУ) и появление туннельного диода (ТД), также использовавшегося для малошумящего усиления, «продвинули» этот процесс в СВЧ диапазон. В 60-х годах начинает развиваться микроэлектроника, и 80-е годы характеризуются широким внедрением в РПрУ сначала аналоговых, а затем и цифровых интегральных микросхем (ИМС), что наряду с дальнейшим повышением надежности и улучшением массогабаритных и энергетических показателей радиоприемников позволило осуществлять сложные, ранее нереализуемые принципы и методы приема и обработки сигналов.

В настоящее время техника радиоприема развивается по следующим основным направлениям:

дальнейшее освоение наиболее высокочастотных диапазонов волн, включая миллиметровый, децимиллиметровый и оптический;

широкое внедрение методов и средств цифровой обработки сигналов, микропроцессорной и вычислительной техники для автоматизации РПрУ;

совершенствование методов борьбы с помехами;

значительное улучшение качественных показателей РПрУ, увеличение функциональной сложности приемной техники;

повышение степени интеграции функциональных узлов и блоков РПрУ.

1.2. СТРУКТУРА И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

В соответствии с занимаемым в радиоканале местом РПрУ должны обеспечивать следующие основные функции:

выделение полезного сигнала из смеси с шумом или другими мешающими сигналами;

усиление полезного сигнала;

ослабление мешающего действия помех, присутствующих во входных колебаниях;

детектирование радиочастотных сигналов с целью формирования колебаний, соответствующих передаваемому сообщению.

Помимо указанных основных функций для многих современных РПрУ характерно выполнение и других сложных функций, например: частотное преобразование принимаемых радиосигналов с целью перенесения в область частот, где обеспечиваются наилучшие условия их обработки; изменение параметров РПрУ для достижения заданного или наилучшего качества его работы (адаптация) при изменениях электромагнитной обстановки в месте приема, определяемой совокупностью всех помех.

Обобщенная структурная схема, отражающая основные функции РПрУ, представлена на рис.1.2. Она состоит из пяти функциональных блоков–трактов.

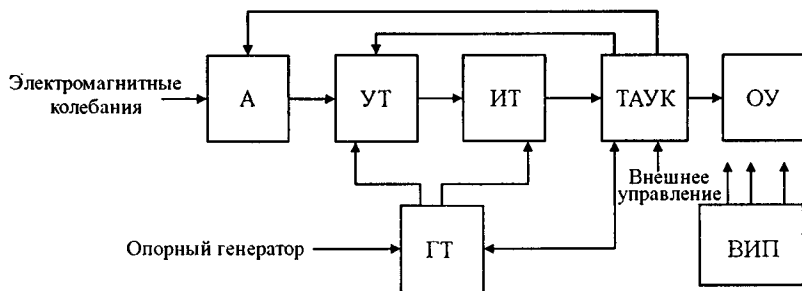


Рис. 1.2

В усилительно-преобразовательном тракте (УТ) осуществляется выделение полезных сигналов из всей совокупности поступающих от антенны А сигналов и помех, не совпадающих по частоте с полезным сигналом, и усиление последнего до уровня, необходимого для нормальной работы последующих каскадов. Хотя в УТ с сигналом могут производиться некоторые нелинейные процедуры (смещение спектра, ограничение амплитуды и др.), в принимаемую информацию указанный тракт существенных искажений не вносит и в этом смысле его можно считать линейным.

В информационном тракте (ИТ) осуществляется основная обработка сигнала с целью выделения содержащейся в нем информации (демодуляции) и ослабление мешающего воздействия помех. При этом важнейшей задачей является выделение информации с максимальной достоверностью – так называемый оптимальный прием. Для этого в составе ИТ предусматриваются оптимальный фильтр, цепи последетекторной обработки, следящие системы частотной (ЧАПЧ) и фазовой (ФАПЧ) автоматической подстройки частоты, используемые для демодуляции сигнала, а также для его поиска и сопровождения по частоте, фазе и задержке.

Гетеродинный тракт (ГТ) преобразует частоту собственного или внешнего опорного генератора и формирует сетки частот, необходимые для работы преобразователей частоты в УТ, следящих систем и устройств обработки сигнала в ИТ. Зачастую это сложное самостоятельное устройство – синтезатор частот (СЧ), обеспечивающий работу и других подсистем радиосистемы, прежде всего РПРУ.

Тракт адаптации, управления и контроля (ТАУК) позволяет осуществлять ручное, дистанционное и автоматизированное управление режимом работы РПРУ (включение и выключение, поиск и выбор сигнала, адаптация к изменяющимся условиям работы и т.д.) и отражает качество его работы на соответствующих индикаторах. В оконечном устройстве (ОУ) энергия выделяемого сигнала используется для получения требуемого выходного эффекта – акустического (телефон, громкоговоритель), оптического (кинескоп, дисплей), механического (печатающее устройство).

Вторичный источник питания (ВИП) преобразует энергии первичного источника в форму, удобную для использования непосредственно в РПРУ. В ВИП может осуществляться преобразование напряжения, выпрямление, фильтрация, стабилизация.

Радиоприемные устройства обладают всеми свойствами, характерными для подсистем сложной системы. Они взаимодействуют с другими элементами радиосистемы (РПДУ, антенной, устройствами управления и контроля и др.), с окружающей средой и оператором. Иерархичность структуры РПРУ проявляется в том,

что отдельные тракты, блоки и узлы являются управляющими для одних и управляемыми для других элементов подсистемы. Поскольку прием полезных сигналов всегда осуществляется в условиях воздействия недетерминированных, непредсказуемых помех, функционирование приемной подсистемы носит стохастический характер.

Рассмотренная структурная схема является наиболее общей, однако в конкретных РПрУ отдельные связи между трактами и даже некоторые тракты могут отсутствовать или выполнять более ограниченный набор функций, при этом упрощение структуры приемного устройства и ограничение функций отдельных трактов снижают полноту реализации возможностей радиоприема. Наибольшая эффективность приема достигается при объединении нескольких РПрУ в радиоприемные системы, управляемые на основе адаптивных алгоритмов. В таких системах каждое РПрУ принимает одну и ту же информацию в различных условиях приема (на разных частотах, в пространственно разнесенных точках, с разными антеннами и т.д.) и под управлением компьютера осуществляется обработка всех принятых сигналов или выделение сигнала, соответствующего наилучшим условиям приема. В системах радиосвязи часто используется прием многоканальных сообщений. В РПрУ таких систем имеется дополнительный тракт разделения каналов с последующими ОУ в каждом канале.

В курсе «Радиоприемные устройства» традиционно основное внимание уделяется изучению УТ и демодуляторов в ИТ, в то время как ряд других блоков и узлов ИТ, ГТ и ТАУК рассматриваются более поверхностно, поскольку их подробное изучение является предметом таких учебных дисциплин, как «Космические и наземные системы радиосвязи и сети телерадиовещания», «Телевидение», «Радиопередающие устройства», «Микропроцессоры и цифровая обработка сигналов» и др. По этой же причине ОУ и ВИП здесь не рассматриваются вовсе.

1.3. ПОКАЗАТЕЛИ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

Качественные показатели РПрУ определяются электрическими, конструктивно-эксплуатационными и производственно-экономическими характеристиками.

Одна из важнейших электрических характеристик радиоприемника – *чувствительность*, под которой понимают способность приемника принимать слабые сигналы. Количественно чувствительность оценивается минимальной ЭДС в антенне E_{A0} (для РПрУ умеренно высоких частот) или номинальной мощностью P_{A0} (для РПрУ СВЧ) нормально модулированного сигнала, при которых на выходе приемника сигнал воспроизводится с требуемым качест-

вом. Под требуемым качеством обычно понимается либо получение заданного уровня сигнала на выходе, обеспечивающего нормальное функционирование ОУ при определенном отношении мощности сигнала к мощности шумов (С/Ш), либо реализация одного из вероятностных критериев принятого сигнала. Данное определение справедливо для тех случаев, когда внешние помехи мало влияют на прием, что характерно, например, для приемников со сравнительно малым усилением в УТ, принимающих достаточно сильные сигналы. При этом чувствительность ограничена усилением УТ: чем выше усиление, тем больше уровень сигнала на выходе РПрУ и тем легче получить нужное качество приема.

Однако в реальных условиях эксплуатации РПрУ чаще имеют место ситуации, когда пренебречь влиянием помех на радиоприем нельзя. Если сигнал и помеха соизмеримы, увеличение усиления УТ не приводит, очевидно, к росту чувствительности и, таким образом, наименьший уровень сигнала, который может быть принят, определяется фактически уровнем не самого сигнала, а помех. Воздействующие на приемник помехи могут быть как внешними (от других радиосистем, индустриального или природного происхождения), так и внутренними (шумы), причем даже если внешние помехи отсутствуют, на выходе РПрУ всегда присутствуют внутренние помехи, обусловленные в основном его флуктуационными шумами. В последнем случае предел чувствительности приемника определяется его внутренними шумами. Такое положение особенно характерно для РПрУ диапазона СВЧ, в котором уровень внешних помех сравнительно мал и решающее значение имеют внутренние шумы. Чувствительность, ограниченную внутренними шумами, количественно оценивают реальной или пороговой чувствительностью, коэффициентом шума или шумовой температурой.

Избирательностью (селективностью) называется способность РПрУ выделять полезный сигнал, ослабляя действие мешающих сигналов (помех). Основана она на использовании тех или иных различий полезных и мешающих сигналов: направления прихода и времени действия, поляризации, амплитуды, частоты и фазы.

Пространственная избирательность достигается с помощью остронаправленных приемных антенн или путем электронного управления синтезированной диаграммой направленности фазированной антенной решетки. *Поляризационная избирательность* реализуется также приемной антенной, настраиваемой на вид поляризации волны полезного сигнала. *Временная избирательность* (при приеме импульсных сигналов) достигается отпиранием приемника только на время действия полезного сигнала.

Основное же значение имеет *частотная избирательность*, поскольку в системах радиосвязи, радиовещания и телевидения сигналы обычно отличаются по частоте и их разделение осуществляется с помощью резонансных цепей и фильтров. Различают односигнальную и эффективную частотную избирательность.

Односигнальная избирательность определяется амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) фильтров УТ приемника при действии на его входе только одного малого сигнала (полезного или мешающего), не вызывающего нелинейных эффектов. Нормированной АЧХ УТ называют величину

$$\gamma(f) = K(f)/K_0, \quad (1.1)$$

где $K(f)$ – модуль коэффициента усиления (передачи) УТ по напряжению на произвольной частоте f ; K_0 – резонансный коэффициент усиления на частоте настройки приемника f_0 . Количественно односигнальная избирательность РПрУ оценивается величиной, обратной (1.1):

$$Se = K_0/K(f) \quad (1.2)$$

и определяет ослабление помехи при заданной ее расстройке $\Delta f = f - f_0$ относительно f_0 . Зависимость $Se(\Delta f)$ называется характеристикой односигнальной избирательности (рис.1.3, а). Поскольку в современных РПрУ пределы изменений $Se(\Delta f)$ весьма значительны, обычно используется оценка избирательности в децибелах: $Se \text{ [дБ]} = 20 \lg [K_0/K(\Delta f)]$ (рис.1.3, б). Наибольший интерес представляют величины избирательности на частотах, вблизи или на которых в УТ могут попасть помехи. Исходя из этого избирательность РПрУ часто характеризуется рядом численных значений для определенных побочных каналов приема: $Se_i = K_0/K_{ni}$, где K_{ni} – коэффициент усиления (передачи) УТ на частоте помехи f_{ni} i -го побочного канала приема.

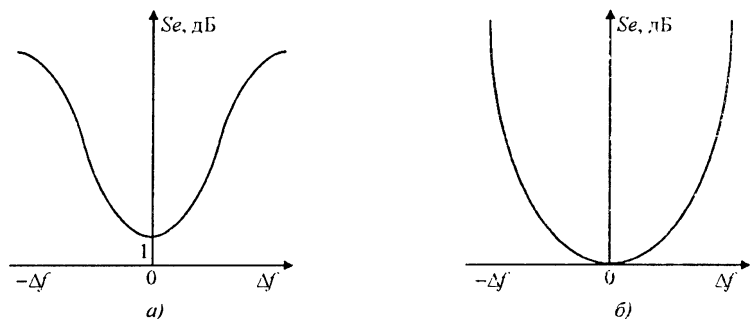


Рис. 1.3

Идеальной характеристикой избирательности является прямоугольная с полосой пропускания, равной ширине спектра полезного сигнала, в пределах которой $Se=1$, а за ее пределами $Se \rightarrow \infty$. При такой характеристике обеспечиваются неискаженное воспроизведение спектра сигнала и бесконечно большое подавление любой внеполосной помехи. Для оценки степени близости реальной характеристики избирательности к идеальной используется коэффициент прямоугольности $k_{п\gamma} = P_{\gamma}/P_{0,7}$ где $P_{0,7}$ – полоса пропускания УТ на уровне $1/\sqrt{2} \cong 0,707$ (3 дБ) и P_{γ} – полоса на заданном уровне γ , который выбирается равным одному из значений: 0,1; 0,01; 0,001 и т.д. Для идеальной характеристики $k_{п\gamma}=1$, т.е. избирательность тем выше, чем ближе коэффициент прямоугольности к единице. Реже степень близости реальной характеристики избирательности к идеальной оценивают средней крутизной ее скатов или ослаблением при заданной расстройке от частоты f_0 .

В большинстве систем радиосвязи и радиовещания полезный сигнал принимается на фоне одной или нескольких значительных по уровню внеполосных помех, при этом даже незначительная нелинейность УТ приводит к таким эффектам, как перекрестная модуляция, сжатие амплитуды, блокирование, интермодуляция. Перекрестная модуляция проявляется в переносе модуляции помехи на полезный сигнал. Если колебание сигнала модулировано, перекрестная модуляция ухудшает отношение сигнал/помеха (С/П) или делает прием полезного сообщения вообще невозможным. Сжатие амплитуды радиосигнала, т.е. нарушение линейной зависимости между амплитудами сигнала на выходе и входе УТ, наблюдается в режиме большого полезного сигнала и обусловлено уменьшением средней крутизны усилительных приборов (УП) за период под его воздействием. Блокирование полезного сигнала возникает также вследствие уменьшения коэффициента усиления УТ, но уже под действием сильных мешающих сигналов с частотами, отличающимися от частот основного и побочного каналов приема.

Интермодуляция заключается в том, что при воздействии на какой-либо нелинейный элемент в УТ двух или более помех с частотами $f_{п1}, f_{п2}, f_{п3}, \dots$ на выходе этого элемента возникает сложный спектр интермодуляционных колебаний вида $mf_{п1} \pm nf_{п2} \pm pf_{п3} \pm \dots$ где m, n, p – целые числа. Если частоты одной или нескольких составляющих этого спектра совпадают с частотой настройки РПрУ или любого побочного канала приема, такие составляющие усиливаются в УТ наравне с полезным сигналом, накладываются на него, снижают отношение С/П и искажают принимаемое сообщение. Указанные эффекты подробно рассмотрены в § 8.6.

В условиях действия сильных помех, приводящих к указанным эффектам, наиболее полную характеристику избирательных свойств приемника дает *эффективная*, или *многосигнальная*, частотная избирательность. Для оценки двух- или трехсигнальной избирательности на вход приемника от измерительных генераторов подаются соответственно два или три колебания, имитирующие сигнал и помехи с определенным соотношением частот и параметров модуляции.

Помехоустойчивостью называют способность РПРУ обеспечивать нормальное функционирование в условиях воздействия определенной совокупности помех. Существуют различные критерии количественной оценки помехоустойчивости: вероятностный, энергетический, артикуляционный. При приеме дискретных сигналов применяется вероятностный критерий, связанный с определением средней вероятности искажения элементарного сигнала p_0 , зависящей от превышения сигнала над помехой h . График функции $p_0(h)$ называется характеристикой помехоустойчивости, вид которой зависит от типа модуляции сигнала, свойств среды распространения электромагнитных волн и других факторов. При приеме аналоговых сигналов для оценки помехоустойчивости удобен энергетический критерий, предполагающий измерение отношения мощностей или эффективных напряжений сигнала и помехи на выходе РПРУ при заданном отношении С/Ш на входе. Артикуляционный критерий используется для оценки помехоустойчивости приема речевых сообщений и реализуется путем количественной экспертной оценки разборчивости передаваемых тестовых текстов.

Такие из перечисленных выше показателей, как реальная чувствительность, избирательность и помехоустойчивость, в значительной мере определяют характеристику *электромагнитной совместимости* (ЭМС), отражающую возможность РПРУ работать как в комплексе с оказывающими влияние радиоэлектронными устройствами данной радиосистемы (*внутрисистемная ЭМС*), так и с другими радиосистемами (*межсистемная ЭМС*). Указанные показатели характеризуют прежде всего восприимчивость радиоприемника к мешающим электромагнитным воздействиям через антенну и по цепям питания, управления и коммутации. Однако следует отметить, что содержащиеся в РПРУ генераторные, цифровые и иные устройства создают узкополосные или широкополосные электромагнитные излучения, которые могут быть помехами для других радиоэлектронных средств. Проблема обеспечения ЭМС возникает, например, при размещении РПРУ вблизи РПДУ на подвижных объектах (судах, самолетах, космических аппаратах) или при работе от общих антенн.

Передаваемые по радиоканалу сообщения могут искажаться в приемном тракте как вследствие недостаточной ЭМС приемника, так и непосредственно из-за неидеальности его характеристик. Способность приемника в отсутствие помех воспроизводить на выходе закон модуляции входных сигналов с заданной точностью называют *верностью воспроизведения сообщений*. Количественно верность воспроизведения оценивается искажениями выходного сигнала – изменениями его формы по отношению к модулирующей функции. Различают статические и динамические характеристики искажений.

К *статическим* относятся характеристики линейных искажений, нелинейных искажений и искажений, связанных с ограничением динамического диапазона. *Линейные искажения* проявляются в различных условиях прохождения отдельных составляющих спектра полезного сигнала через приемный тракт. Они обусловлены инерционностью элементов тракта, не сопровождаются появлением в спектре новых составляющих и не зависят от уровня входного сигнала и глубины модуляции. Линейные искажения могут быть амплитудными и фазовыми.

Амплитудно-частотные искажения проявляются в изменении соотношения амплитуд спектральных составляющих и оцениваются неравномерностью АЧХ высокочастотного тракта и тракта частоты модуляции, называемой *характеристикой верности воспроизведения по напряжению* $X_{\Pi}(F_M)$, где $X_{\Pi} = 20 \lg (U_{\text{вых}}/U_{\text{вх м}})$; F_M – частота модуляции входного сигнала; $U_{\text{вых}}$ – напряжение на выходе приемника при произвольной F_M ; $U_{\text{вх м}}$ то же, при $F_M = 400$ или 1000 Гц. Характеристика $X_{\Pi}(F_M)$ фактически является произведением АЧХ приемника по высокой частоте и АЧХ низкочастотного тракта, снимается при неизменных частоте настройки, амплитуде и глубине модуляции входного сигнала. Ее идеальный вид – прямая на уровне 0 дБ. Реальная характеристика верности имеет спады в области нижних и верхних частот, обусловленные особенностями АЧХ соответствующих трактов. Более полную оценку амплитудных искажений с учетом влияния ОУ позволяют получать характеристики верности по звуковому давлению (для радиовещательных приемников) или по яркости (для телевизионных приемников).

Фазовые искажения обусловлены тем, что при прохождении через приемник различные составляющие спектра сигнала задерживаются не на одно и то же время, в результате чего искажается форма модулирующего колебания. При идеальной фазочастотной характеристике (ФЧХ) $\varphi(f)$ в виде линейной зависимости такие

искажения отсутствуют. Для оценки фазовых искажений в РПРУ используется характеристика группового времени запаздывания (ГВЗ), представляющего собой производную по частоте от ФЧХ: $\tau_g = d\varphi/2\pi df$. Идеальная характеристика ГВЗ представляет собой прямую, параллельную оси абсцисс на уровне среднего значения $\tau_{g, \text{ср}}$, мерой искажений служит неравномерность характеристики. Фазовые искажения не оказывают заметного влияния на слуховой прием монофонического вещания, однако существенно сказываются на качестве приема телевизионных, цифровых и ряда других сигналов.

Нелинейные искажения обусловлены главным образом нелинейностями характеристик усилительных элементов, связаны с появлением в спектре модулирующего сигнала на выходе РПРУ новых составляющих и зависят от уровня сигнала и глубины модуляции. Оцениваются они коэффициентом гармоник модулирующего сигнала $k_g = \sqrt{U_{\text{вых}2}^2 + U_{\text{вых}3}^2 + \dots} / U_{\text{вых}1}$, где $U_{\text{вых}1}$, $U_{\text{вых}2}$, $U_{\text{вых}3}$ – эффективные значения напряжения соответствующих гармонических составляющих частоты модуляции F_m . Нелинейные искажения возникают на участках приемного тракта с высокими уровнями сигнала и при слуховом приеме, например, ухудшают его качество.

Таким образом, максимальный уровень входного сигнала $E_{A \text{ доп}}$ в приемнике ограничен допустимыми нелинейными искажениями в УТ. Минимальный уровень E_{A0} определяется, как отмечалось ранее, уровнем собственных шумов, т.е. реальной чувствительностью приемника. Эти уровни ограничивают *динамический диапазон (ДД) по основному каналу* РПРУ $D = 20 \lg (E_{A \text{ доп}} / E_{A0})$, характеризующий пределы изменения уровня входных сигналов E_A , при которых обеспечивается допустимая потеря информации, содержащейся в полезном сигнале. В пределах ДД, который у современных приемников может достигать 100...120 дБ, нелинейные искажения оцениваются по амплитудной характеристике $U_{\text{вых}}(E_A)$, близкой в этих пределах к линейной. Нелинейные искажения полезного сигнала могут возникать не только из-за его высокого уровня, но и вследствие воздействия сильной помехи в соседнем канале приема. Для оценки этих искажений вводится понятие «динамический диапазон по соседним каналам».

При визуальном приеме существенное значение имеют динамические характеристики переходных процессов, позволяющие оценивать линейные искажения импульсных сигналов. *Переходной характеристикой* РПРУ называется временная зависимость выходного напряжения $U_{\text{вых}}(t)$ при подаче на вход E_A в форме радио-

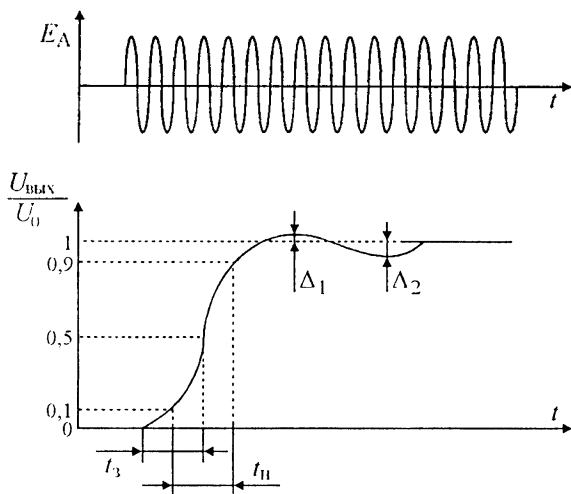


Рис. 1.4

импульса (рис. 1.4). Искажения фронта и плоской части импульса характеризуются рядом параметров. *Время запаздывания* t_3 – время с момента начала входного импульса до момента, когда достигается $U_{\text{вых}} = 0,5U_0$, где $U_0 = U_{\text{вых}}(t)$ при $t \rightarrow \infty$, т.е. установившееся значение выходного сигнала. Время изменения $U_{\text{вых}}(t)$ от $0,1$ до $0,9U_0$ называется *временем нарастания* $t_{\text{П}}$ или длительностью фронта импульса. Выбросы переходной характеристики оцениваются как $\Delta_i = \Delta U_{\text{вых}i} / U_0$, где $\Delta U_{\text{вых}i}$ – максимальные отклонения амплитуды выходного напряжения от установившегося значения.

При прекращении импульса $E_A(t)$ имеет место переходный процесс, характер и длительность протекания которого могут отличаться от процессов формирования фронта, поэтому вводится понятие *времени спада* t_c как время уменьшения $U_{\text{вых}}(t)$ от $0,9$ до $0,1U_0$. Переходные процессы приводят, например, к появлению многоконгурности изображения в телевизорах, повышению вероятности ошибки при приеме цифровых сигналов. В РПРУ с угловыми видами модуляции (манипуляции) существенны искажения при скачках не амплитуды, а частоты или фазы сигнала.

К характеристикам частотной настройки РПРУ относят: *диапазон рабочих частот* $f_{0\text{ мин}} \dots f_{0\text{ макс}}$, в пределах которого приемник может плавно или дискретно перестраиваться; *набор рабочих частот* приемника, предназначенного для приема сигналов на фиксированных частотах. В обоих случаях на всех частотах настройки должны обеспечиваться все другие электрические характеристики РПРУ. Диапазон рабочих частот характеризуется коэффициентом

перекрытия диапазона $k_d = f_{0 \max} / f_{0 \min}$. Для повышения k_d при сохранении заданного качества приема диапазон рабочих частот разбивают на поддиапазоны с равными коэффициентами перекрытия или равными частотными интервалами. К характеристикам частотной настройки относят также погрешность настройки и ее отсчета, плотность настройки, шаг перестройки по частоте.

Среди других электрических характеристик РПрУ – параметры ручных и автоматических регулировок усиления, полосы пропускания, автоматической подстройки частоты и фазы гетеродина, мощность и другие параметры системы питания.

К основным конструктивно-эксплуатационным характеристикам РПрУ относят надежность работы, массогабаритные показатели, стабильность и устойчивость работы, экономичность питания, ремонтоспособность и эргономические показатели.

Основными производственно-экономическими характеристиками являются: стоимость, степень интеграции, степень унификации, соответствие мировым стандартам, сроки разработки, серийноспособность, вид технологического процесса.

Следует особо подчеркнуть, что перечисленные выше основные показатели и характеристики РПрУ не просто представляют собой набор отдельных свойств, а образуют сложную систему взаимосвязанных и взаимозависимых качеств приемника. Так, его стоимость чаще всего находится в противоречии с другими характеристиками и для ее снижения без существенного ухудшения электрических параметров приходится, в частности, повышать степень интеграции приемника, что, в свою очередь, требует новых схемотехнических решений и перехода к новым технологиям.

1.4. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ И ПОКАЗАТЕЛИ РАДИОТРАКТА ПРИЕМНИКА

Простейшая структурная схема УТ и ИТ, реализующих описанные в § 1.2 основные функции РПрУ, представлена на рис.1.5. Принятый антенной радиосигнал с частотой f_c поступает в тракт высокой частоты (ТВЧ), в котором осуществляются частотная избирательность и усиление, возможно преобразование частоты, амплитудная и временная избирательность. Детектор (Д) преобразует

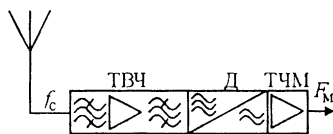


Рис. 1.5

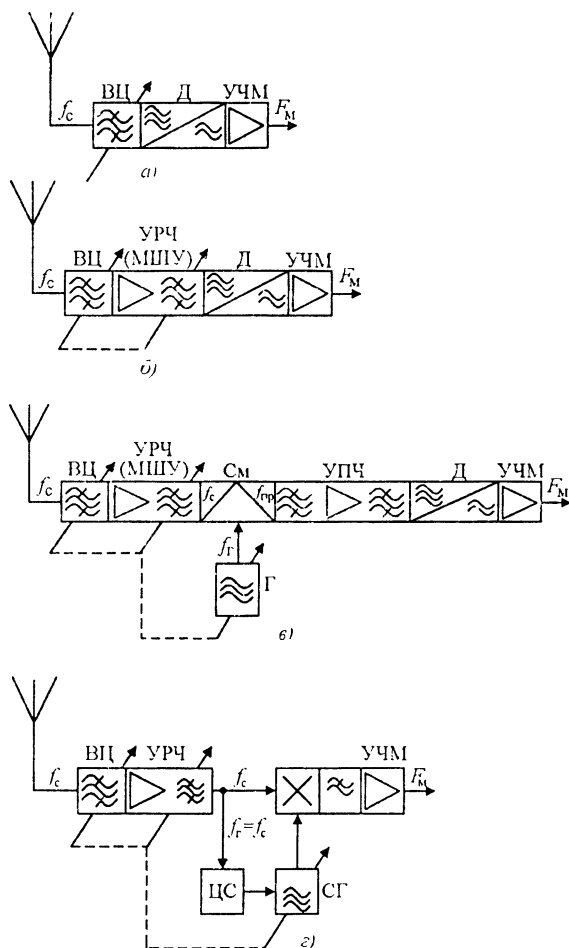


Рис. 1.6

принимаемые модулированные сигналы в напряжение, соответствующее передаваемому сообщению. В тракте частоты модуляции F_M (ТЧМ) реализуется последетекторная обработка сигналов: усиление, дополнительные преобразования для ослабления действия помех, декодирование и разделение сообщений (в многоканальных системах).

Структурные схемы РПРУ различаются прежде всего построением ТВЧ. Наиболее простым является принцип построения приемника прямого детектирования (детекторного), структурная схема которого представлена на рис. 1.6, а.

Входная цепь (ВЦ) в виде резонансной системы или фильтра обеспечивает частотную избирательность РПрУ, настройка на частоту принимаемого сигнала осуществляется перестройкой или переключением ВЦ. Принципиальным является отсутствие усиления сигнала до детектора, ведущее к серьезному упрощению устройства приемника, но одновременно обуславливающее его низкую чувствительность и избирательность. Указанные недостатки такой схемы не устраняются наличием усилителя частоты модуляции (УЧМ). Вследствие этого в настоящее время РПрУ прямого детектирования применяются практически лишь в миллиметровом, дециметровом и оптическом диапазонах волн.

Схема приемника прямого усиления представлена на рис.1.6, б. От описанного выше этот приемник отличается наличием усилителя радиочастоты (УРЧ) и, как следствие, значительно большими чувствительностью и избирательностью. Входная цепь и избирательные цепи УРЧ настроены на частоту принимаемого радиосигнала, на которой и осуществляется усиление, причем ВЦ обеспечивает предварительную, а УРЧ основную частотную избирательность и значительное (до $10^6 \dots 10^7$ по напряжению) усиление сигнала. В диапазонах, в которых определяющую роль в чувствительности РПрУ играют его собственные шумы, в качестве УРЧ используют малошумящий усилитель (МШУ). Перестройка такого приемника по частоте требует согласованной перестройки всех резонансных систем ВЦ и УРЧ.

При необходимости получения большого усиления УРЧ может содержать несколько каскадов, что сопряжено со снижением его устойчивости и общей избирательности приемника, затрудняет техническую реализацию перестройки по частоте. Трудности, связанные с многокаскадностью УРЧ, позволяет устранить в принципе использование регенеративных и сверхрегенеративных усилителей, обеспечивающих большее усиление на каскад. Однако такие усилители обладают повышенными искажениями, относительно низкой устойчивостью по отношению к дестабилизирующим факторам, повышенной вероятностью паразитного излучения. По этой причине они применяются редко, в частности в портативных приемниках СВЧ. При любых типах используемых УРЧ полностью преодолеть присущие схеме прямого усиления недостатки не удастся, поэтому в настоящее время РПрУ с фиксированной настройкой применяются практически лишь в микроволновом и оптическом диапазонах.

Существенное улучшение большинства показателей РПрУ достигается на основе принципа преобразования частоты принимаемого сигнала – переноса его в частотную область, где он может быть обработан с наибольшей эффективностью. Самое широкое

распространение во всех радиодиапазонах получила построенная на этом принципе схема *супергетеродинного приемника* (рис.1.6, в). В таком приемнике сигналы частоты f_c преобразуются в преобразователе частоты (ПЧ), состоящем из смесителя (См) и генератора вспомогательных колебаний – гетеродина (Г), в колебания фиксированной, так называемой промежуточной частоты f_{np} , на которой и осуществляются основное усиление и частотная избирательность. Смеситель содержит нелинейный элемент или элемент с переменным параметром, поэтому в результате воздействия сигнала и колебаний гетеродина с частотой f_r на его выходе возникают колебания с комбинационными частотами $f = |mf_r \pm nf_c|$, где m, n – целые числа. Одна из этих комбинационных составляющих выделяется фильтром (резонансной системой) на выходе смесителя и используется в качестве новой несущей частоты выходного сигнала, усиливаемого затем усилителем промежуточной частоты (УПЧ). Обычно используется наиболее интенсивная комбинационная составляющая с $m=1, n=1$ (простое преобразование), но иногда и с $m \neq 1, n=1$ (сложное или комбинационное преобразование). При этом можно использовать как разность частот f_r и f_c (разностное преобразование), так и их сумму (суммарное преобразование). При наиболее широко применяемом простом разностном преобразовании обычно $f_{np} = f_r - f_c$ («верхняя» настройка гетеродина), но возможна и «нижняя» настройка с $f_{np} = f_c - f_r$. В обоих случаях f_r выбирается так, чтобы f_{np} была ниже границы диапазона рабочих частот ($f_{np} < f_{c\min}$).

Для того чтобы f_{np} оставалась постоянной при перестройке приемника в некотором диапазоне частот f_c , осуществляется сопряженная перестройка ВЦ, резонансных цепей УРЧ и гетеродина. Поскольку сигнал несет в себе полезную информацию, которая в процессе преобразования должна сохраняться, ПЧ должен быть линейным по отношению к сигналу, несмотря на принципиально нелинейный характер происходящих в нем процессов. Другими словами, при преобразовании частоты происходит перенос спектра сигнала в область промежуточной частоты без нарушения амплитудных и фазовых соотношений его составляющих.

Поскольку радиочастотные цепи обладают в большинстве случаев относительно широкой полосой пропускания, они обеспечивают лишь предварительную частотную избирательность (селекцию), вследствие чего ВЦ и УРЧ называют *преселектором*. Основная же избирательность приемника реализуется в тракте промежуточной частоты.

Чем выше частота принимаемого сигнала, тем сложнее в принципе достигнуть устойчивого малощумящего усиления в УРЧ.

Поэтому на коротких сантиметровых и особенно на миллиметровых и оптических волнах приемники чаще всего не имеют УРЧ, при этом функция предварительной избирательности ложится полностью на ВЦ, а к характеристикам преобразователя частоты, в частности шумовым, предъявляются повышенные требования.

Перенос сигнала на более низкую фиксированную частоту имеет следующие преимущества: возможность реализации высокого устойчивого усиления за счет ослабления роли паразитных обратных связей (ОС); сужение полосы пропускания без усложнения фильтрующих (резонансных) цепей; упрощение реализации УПЧ вследствие отсутствия необходимости перестройки. Однако преобразование частоты обуславливает и ряд особенностей супергетеродинного приема, требующих принятия специальных мер для нейтрализации их отрицательного влияния на показатели и характеристики РПрУ. К таким особенностям относят: образование побочных каналов приема, по которым в тракт РПрУ проникают различные помехи; влияние нестабильности частоты гетеродина на настройку приемника; возможность излучения колебаний гетеродина через приемную антенну.

При высоких требованиях к избирательности по побочным каналам приема приходится применять двух- или трехкратное последовательное преобразование частоты, понижая ее до основной промежуточной, на которой и достигаются обычно необходимая избирательность по соседнему каналу и усиление.

Как при суммарном, так и при разностном преобразовании возможно такое преобразование частоты, когда $f_{\text{пр}} > f_{c \text{ max}}$. Такой супергетеродинный приемник называется *инфрадином* (рис.1.6, з) и отличается тем, что при его работе в диапазоне частот перестраивается только гетеродин, а преселектор может либо не перестраиваться вообще (широкополосные преселекторы), либо перестраиваться переключением входных фильтров (фильтровые преселекторы). Высокую промежуточную частоту приходится затем понижать с помощью другого преобразователя. Достоинствами инфрадина являются возможность существенного подавления побочных каналов за счет высокой избирательности более сложных и совершенных неперестраиваемых ВЦ, а также упрощение настройки. Недостатки – опасность перегрузки усилительных элементов широкополосных входных каскадов посторонними мешающими сигналами и повышенные требования к стабильности частоты высокочастотного гетеродина. Применяются инфрадины в системах подвижной связи и в других системах с беспойсковой настройкой приемника.

Если выбрать $f_r = f_c$, то при разностном преобразовании $f_{\text{пр}} = 0$ и реализуется принцип построения РПрУ с прямым преобразованием частоты сигнала (с преобразованием в «нулевую частоту»). В качестве смесителя используется перемножитель (рис.1.6, з), на который поступают сигнал с преселектора и колебания гетеродина СГ, синхронизированные относительно колебаний сигнала с точностью до фазы с помощью цепи синхронизации (ЦС). На выходе перемножителя, играющего в данном случае роль синхронного детектора, получается сигнал с частотой модуляции F_m , выделяемый фильтром нижних частот (ФНЧ) с полосой пропускания $F_{m \text{ max}}$, соответствующей максимальной частоте модуляции сигнала. Фильтр подавляет все составляющие, отстоящие от f_c на частоту более $F_{m \text{ max}}$, чем достигается частотная избирательность приема. Такой приемник называется *синхродином*. К его достоинствам относятся простота и отсутствие ряда побочных каналов приема к недостаткам – низкая помехоустойчивость цепи синхронизации, содержащей систему ФАПЧ, и повышенные требования к линейности тракта. На основе двухканальных синхродинов с использованием квадратурных колебаний от общего гетеродина реализуется асинхронный приемник прямого преобразования частоты, в котором не требуется синхронизация колебаний гетеродина и сигнала с точностью до фазы.

Поскольку супергетеродинная схема построения РПрУ в настоящее время наиболее совершенная и распространенная, рассмотрим ее основные особенности более подробно. Многие из этих особенностей обусловлены образованием ложных сигналов, называемых соседними и побочными каналами приема, по которым в тракт РПрУ проникают различные помехи с частотами f_n . Основной канал приема образуется полосой пропускания приемника, в которой находится спектр сигнала. Соседний канал приема – это канал на частоте $f_{\text{ск}}$, примыкающей к основному каналу на частоте f_c . Вследствие недостаточной избирательности приема он не отфильтровывается преселектором и образует в преобразователе частоты сигнал с $f'_{\text{пр}} = |f_r - f_{\text{ск}}| \approx f_{\text{пр}}$, попадающий в полосу пропускания УПЧ и поэтому усиливаемый и обрабатываемый наравне с полезным сигналом. Основная мера борьбы с помехами по соседнему каналу – повышение избирательности УПЧ.

Общую формулу для частот всех побочных каналов приема (и полезного также) можно в принятых ранее обозначениях записать в виде $f_n = \frac{1}{n} (mf_r \pm f_{\text{пр}})$, где для полезного сигнала $f_n = f_c$, $m=1$, $n=1$, знак «плюс» соответствует «нижней» настройке гетеродина, знак «минус» – «верхней».

Зеркальный, или симметричный канал образуется внешней помехой на частоте $f_n = f_{зк} = f_r + f_{np} = f_c + 2f_{np}$ ($m=1, n=1$) при «верхней» настройке или $f_n = f_{зк} = f_r - f_{np} = f_c - 2f_{np}$ – при «нижней». Если эта частота попадает в полосу пропускания преселектора, то в ПЧ появляется составляющая с частотой $|f_{зк} - f_r| = f_{np}$, т.е. такой же, какую образует полезный сигнал. В результате происходит наложение спектров полезного сигнала и помехи, и их частотная фильтрация становится невозможной. Для ослабления помех по зеркальному каналу необходимо повышать частотную избирательность преселектора. Увеличение f_{np} позволяет лучше отфильтровать в преселекторе эту составляющую, отстоящую от частоты полезного сигнала на $2f_{np}$, но при этом затрудняется обеспечение высокой избирательности УПЧ с полосой пропускания, сопряженной с шириной спектра полезного сигнала. Если требования к ослаблению помех по соседнему и зеркальному каналам очень жесткие, применяют два-три последовательных преобразования частоты.

Прямой канал приема или канал промежуточной частоты образуется, когда помеха имеет частоту $f_n = f_{np}$ ($m=0, n=1$) и без преобразования в ПЧ проходит в тракт УПЧ. Основные меры борьбы – включение в ВЦ режекторного фильтра (фильтра-пробки) на частоту f_{np} и повышение избирательности преселектора.

Частоты, близкие к f_{np} , могут образовываться также в результате преобразования помех на гармониках гетеродина ($m=2, 3, \dots; n=1; f_n = mf_r \pm f_{np}$), на своих гармониках без участия гетеродина ($m=0; n=2, 3, \dots; f_n = f_{np}/n$), на своих гармониках с участием гетеродина ($m=1; n=2, 3, \dots; f_n = (f_r \pm f_{np})/n$), на комбинационных частотах ($m=2, 3, \dots; n=2, 3, \dots$). Основными мерами по ослаблению этих побочных каналов приема являются снижение уровня гармоник гетеродина, повышение линейности преселектора, выбор соответствующего режима работы смесителя.

Механизм образования *интермодуляционного канала* приема был рассмотрен в § 1.3. Ослаблению этого канала способствуют повышение частотной избирательности преселектора и уменьшение усиления УРЧ.

Нормированная АЧХ радиотракта типичного супергетеродинного приемника с УРЧ в соответствии с (1.1) определяется выражением

$$\gamma(f) = \frac{K(f)}{K_0} = \frac{K_{ВЦ}(f)}{K_{0ВЦ}} \frac{K_{УРЧ}(f)}{K_{0УРЧ}} \frac{K_{ПЧ}(f)}{K_{0ПЧ}} \frac{K_{УПЧ}(f)}{K_{0УПЧ}} = \\ = \gamma_{ВЦ} \gamma_{УРЧ} \gamma_{ПЧ} \gamma_{УПЧ}.$$

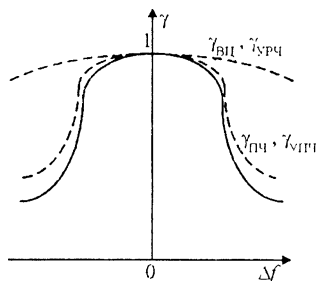


Рис. 1.7

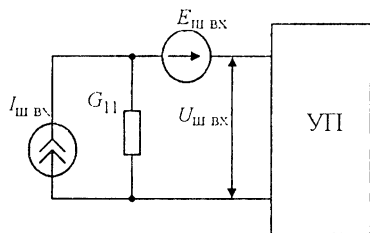


Рис. 1.8

Обычно ВЦ и УРЧ более широкополосные по сравнению с ПЧ и УПЧ, поэтому в супергетеродине результирующая АЧХ тракта и полоса пропускания определяются в основном АЧХ тракта промежуточной частоты (рис.1.7). В соответствии с (1.2) односигнальная избирательность супергетеродинного приемника

$$Se(f) = \frac{K_0}{K_{\Pi}} = \frac{K_{0ВЦ}}{K_{\Pi ВЦ}} \frac{K_{0УРЧ}}{K_{\Pi УРЧ}} \frac{K_{0ПЧ}}{K_{\Pi ПЧ}} \frac{K_{0УПЧ}}{K_{\Pi УПЧ}} =$$

$$= Se_{ВЦ} Se_{УРЧ} Se_{ПЧ} Se_{УПЧ},$$

где K_{Π} — коэффициент усиления (передачи) соответствующего каскада на частоте помехи f_{Π} . Наиболее сложно реализуется избирательность по соседнему каналу, так как цепи образующих преселектор ВЦ и УРЧ обладают на частотах $f_{ск}$ малой избирательностью ($Se_{ВЦ} \approx 1$, $Se_{УРЧ} \approx 1$) и $Se_{ск} \approx Se_{ПЧ} Se_{УПЧ}$. Поскольку для побочных каналов приема $Se_{ПЧ} \approx 1$, $Se_{УПЧ} \approx 1$, избирательность по отношению к ним, как уже отмечалось, достигается увеличением $Se_{ВЦ}$ и $Se_{УРЧ}$, либо перестройкой сравнительно узкополосного преселектора в соответствии с частотой основного канала приема f_c , либо приданием АЧХ неперестраиваемого преселектора формы, обеспечивающей повышенные значения $Se_{ВЦ}$, $Se_{УРЧ}$, и соответствующим выбором $f_{пр}$.

Множественное преобразование частоты позволяет достигать высокой избирательности по соседнему и зеркальному каналам, однако это связано с заметным усложнением УТ и, в частности, с необходимостью обеспечения высокой стабильности частоты всех гетеродинов во избежание уменьшения коэффициента усиления тракта и искажений принимаемых сообщений.

Радиотракт играет решающую роль и в формировании основных шумовых параметров приемника.

1.5. КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА И ШУМОВАЯ ТЕМПЕРАТУРА РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА

Источниками внутренних флуктуационных шумов в приемнике являются все пассивные элементы цепей, обладающие омическим сопротивлением, и активные приборы, работа которых основана на принципе управления потоками носителей заряда в твердом теле или вакууме.

Под воздействием теплового возбуждения имеющиеся в каждом омическом сопротивлении свободные носители заряда хаотически перемещаются, создавая флуктуационные токи и падения напряжения на этом сопротивлении. Эти токи и напряжения называются *тепловыми шумами*, их средние значения равны нулю, а энергетический спектр может считаться равномерным («белый шум») до частот порядка $10^{11} \dots 10^{12}$ Гц. Таким образом, любой элемент цепи с омическим сопротивлением, находящийся при температуре, отличной от абсолютного нуля, может быть представлен в виде эквивалентного генератора шумовой ЭДС $E_{ш}$ или генератора шумового тока $I_{ш}$ с «нешумящим» внутренним сопротивлением R . Энергетические спектры шумовых ЭДС и тока определяются формулами Найквиста, а их средние квадраты (дисперсии) равны соответственно $\overline{E_{ш}^2} = 4kTR\Pi_{ш}$, $\overline{I_{ш}^2} = 4kT\Pi_{ш}/R$, где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К·Гц – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура цепи, К; $\Pi_{ш}$ – шумовая, интегральная или энергетическая полоса, Гц, в пределах которой вычисляются или измеряются шумы. В общем случае

$$\Pi_{ш} = \int_0^{\infty} \gamma^2(f) df,$$

где $\gamma(f)$ нормированная АЧХ УТ. Величина kT характеризует интенсивность тепловых флуктуаций в полосе частот 1 Гц при $R=1$ Ом.

В транзисторах и полупроводниковых диодах существуют источники шумов различной физической природы. Шумы в биполярных транзисторах (БТ) в радиочастотном диапазоне имеют три составляющие: тепловые шумы объемных сопротивлений областей базы, эмиттера и коллектора; флуктуации числа носителей зарядов, проходящих через эмиттерный и коллекторный p - n -переходы (дробовый шум); флуктуации коллекторного и базового токов, обусловленные случайным процессом рекомбинации носителей заряда, инжектированных в базу из эмиттера, со свободными носителями заряда противоположного знака. В полевых транзисторах (ПТ), обладающих меньшим уровнем шумов, чем БТ, суще-

ствуют тепловые шумы объемных сопротивлений истока и стока, тепловые шумы канала, являющегося по существу управляемым резистором, а также дробовый шум тока утечки затвора.

Для количественной оценки шумовых свойств усилительного прибора делается допущение, что он является нешумящим, а шум на его выходе есть следствие усиления подводимого к управляющему электроду шумового напряжения $U_{ш\text{вх}}$ (рис.1.8), создаваемого двумя фиктивными генераторами: генератором ЭДС $E_{ш\text{вх}}$ и генератором тока $I_{ш\text{вх}}$ с внутренней проводимостью G_{11} , которая представляет собой входную проводимость УП.

Шумы, возникающие на входе транзистора, обусловлены несколькими источниками, поэтому для удобства расчетов принимают, что основная часть этих шумов возникает в эквивалентном шумовом сопротивлении $R_{ш}$, определяющем шумовую ЭДС, средний квадрат которой

$$\overline{E_{ш\text{вх}}^2} = 4kTR_{ш}\Pi_{ш}. \quad (1.3)$$

Генератор шумового тока учитывает шумы, наведенные в цепи управляющего электрода транзистора, а также тепловые шумы. Средний квадрат этого тока

$$\overline{I_{ш\text{вх}}^2} = 4kTt_{ш}G_{11}\Pi_{ш}, \quad (1.4)$$

где $t_{ш} = T_{ш}/T_0$ – относительная шумовая температура транзистора, показывающая, во сколько раз температура нагрева T проводимости G_{11} должна быть больше нормальной температуры $T_0 = 293\text{ K}$ (20°C), чтобы генератор тока $I_{ш\text{вх}}$ создавал шумы, эквивалентные тем, которые наводятся в цепи управляющего электрода.

У БТ сопротивление $R_{ш}$ зависит от усилительных свойств, режима питания, способа включения прибора и составляет десятки ом, $t_{ш} \leq 1$. В ПТ основной составляющей являются тепловые шумы канала, характеризующиеся шумовым сопротивлением $R_{ш} = (0,6...0,75)/S$, где S – крутизна сток-затворной характеристики, а коэффициент в числителе зависит от материала, геометрии структуры, технологии производства и других свойств транзистора. Дробовый шум тока утечки затвора мал, и его можно не учитывать. Поэтому второй заметной шумовой составляющей являются тепловые шумы объемных сопротивлений истока и стока, определяемые (1.4) при $t_{ш} = 1$.

Источником внешних шумов для приемника является антенна. Шумы приемной антенны складываются из тепловых шумов ее активного сопротивления, потерь и шумов сопротивления излучения, обусловленных приемом излучений космоса, атмосферы и Земли. Шумы сопротивления потерь обычно незначительны, поэтому общие шумы антенны можно оценивать средним квадратом ЭДС шума от внешних излучений:

$$\overline{E_{шA}^2} = 4kT_A R_A \Pi_{ш}, \quad (1.5)$$

где R_A – сопротивление излучения; $T_A = t_A T_0$ – эквивалентная шумовая температура антенны, т.е. температура, которую имеет сопротивление R_A , шумящее так, как шумит реальная антенна; $T_A = T_k + T_{атм} + T_3$, где T_k , $T_{атм}$, T_3 – значения шумовой температуры, связанные с попаданием в антенну соответственно космических шумов, шумов атмосферы и теплового излучения Земли. Интенсивность этих составляющих T_A сложным образом зависит от частоты, диаграммы направленности и ориентации антенны, ее географического положения и времени приема.

С целью количественной оценки шумовых свойств РПРУ используются коэффициент шума и шумовая температура, определяемые для линейной части тракта, т.е. до первого нелинейного для малых сигналов и шумов звена – детектора.

Рассмотрим линейный шумящий четырехполосник с входным сопротивлением $R_{вх}$ и коэффициентом усиления (передачи) по мощности $K_p = P_{с\text{ вых}}/P_{с\text{ вх}}$, нагруженный на сопротивление R_n . К его входным зажимам подключается источник сигнала с выходным сопротивлением R_r , являющийся одновременно и источником тепловых шумов с ЭДС $E_{шг} = \sqrt{4kTR_r \Pi_{ш}}$. При согласовании источника сигнала со входом четырехполосника ($R_r = R_{ш}$) на входном сопротивлении последнего рассеивается максимальная (номинальная) мощность шумов

$$P_{ш\text{ вх ном}} = E_{шг}^2 / 4R_{вх} = E_{шг}^2 / 4R_r = kT \Pi_{ш}.$$

Если, что часто существует на практике, имеет место рассогласование источника сигнала и четырехполосника ($R_r \neq R_{вх}$), на $R_{вх}$ рассеивается меньшая шумовая мощность $P_{ш\text{ вх}} = \eta kT \Pi_{ш}$, где $\eta = P_{ш\text{ вх}} / P_{ш\text{ вх ном}}$ – коэффициент рассогласования, зависящий от соотношения сопротивлений R_r и $R_{вх}$: $\eta = (R_r + R_{вх})^2 / 4R_r R_{вх}$, при $R_r = R_{вх}$, $\eta = 1$.

В четырехполоснике сигнал и шумы усиливаются (ослабляются) в K_p раз, и если бы он был идеальным (нешумящим), на его нагрузочном сопротивлении R_n рассеивалась бы мощность шумов $P_{ш\text{ вых и}} = P_{ш\text{ вх}} K_p = \eta kT \Pi_{ш} K_p$, обусловленная лишь шумами источника сигнала, находящегося при температуре T . В реальном четырехполоснике к этим шумам добавляются его собственные шумы мощностью $P_{ш\text{ соб}}$, в результате на нагрузке рассеивается большая шумовая мощность $P_{ш\text{ вых}} = P_{ш\text{ вых и}} + P_{ш\text{ соб}}$. Коэффициент шума показывает, во сколько раз мощность шумов на выходе реального четырехполосника превышает мощность шумов на выходе нешумящего (идеального):

$$Ш = P_{ш\text{ вых}}/P_{ш\text{ вых II}} = 1 + P_{ш\text{ соб}}/P_{ш\text{ вых II}} = 1 + P_{ш\text{ соб}}/(\eta k T \Pi_{ш} K_p). \quad (1.6)$$

Таким образом определяемый из (1.6) коэффициент шума зависит от шумовых свойств источника сигнала, обусловленных его температурой T , т.е. не может служить объективной мерой шумовых характеристик четырехполосника. Для устранения этой неоднозначности принимают шумовую температуру источника сигнала равной комнатной T_0 . Поскольку добавление собственных шумов ухудшает отношение С/Ш на выходе четырехполосника $P_{с\text{ вых}}/P_{ш\text{ вых}}$ по сравнению со входным $P_{с\text{ вх}}/P_{ш\text{ вх}}$, коэффициент шума можно определять и как

$$Ш = \frac{P_{с\text{ вх}}/P_{ш\text{ вх}}}{P_{с\text{ вых}}/P_{ш\text{ вых}}}.$$

Чем выше уровень собственных шумов четырехполосника, тем больше коэффициент шума отличается от единицы. Для идеального нешумящего четырехполосника $Ш = 1$. Коэффициент шума пассивного четырехполосника (фидер, ВЦ) в общем случае $Ш = \eta/K_p$, а при его согласовании с источником сигнала и нагрузкой $Ш = 1/K_p$, т.е. определяется коэффициентом передачи цепи по мощности. В пассивной цепи с потерями $K_p < 1$, $Ш > 1$.

Поскольку усилительный тракт РПрУ представляет собой ряд каскадно включенных активных и пассивных четырехполосников, линейных относительно слабых сигналов и шумов, важно иметь возможность оценить общий коэффициент шума приемника с учетом шумовых вкладов отдельных каскадов и цепей. Основываясь на приведенных выше соотношениях, нетрудно показать, что, если образующие тракт четырехполосники имеют одинаковую шумовую полосу $\Pi_{ш}$, обладают коэффициентами усиления (передачи) по мощности K_{p_i} , коэффициентами шума $Ш_i$, а коэффициенты несогласования на их стыках η_i , общий коэффициент шума такого тракта определяется соотношением

$$Ш = Ш_1 + \frac{\eta_2}{\eta_1} \frac{Ш_2 - 1}{K_{p1}} + \frac{\eta_3}{\eta_2} \frac{Ш_3 - 1}{K_{p1} K_{p2}} + \dots$$

Если каскады согласованы между собой по входу и по выходу, то $K_{p1} = K_{p1\text{ ном}}$, $K_{p2} = K_{p2\text{ ном}}$, ... и

$$Ш = Ш_1 + (Ш_2 - 1)/K_{p1\text{ ном}} + (Ш_3 - 1)/K_{p1\text{ ном}} K_{p2\text{ ном}}. \quad (1.7)$$

Для типичного супергетеродинного приемника, УТ которого включает ВЦ, УРЧ, ПЧ и УПЧ, из (1.7) получаем

$$\begin{aligned} Ш_{пр} = & 1/K_{p\text{ ВЦ ном}} + (Ш_{урч} - 1)/K_{p\text{ ВЦ ном}} + (Ш_{пч} - 1)/K_{p\text{ ВЦ ном}} K_{p\text{ УРЧ ном}} + \\ & + (Ш_{упч} - 1)/K_{p\text{ ВЦ ном}} K_{p\text{ УРЧ ном}} K_{p\text{ ПЧ ном}}. \end{aligned} \quad (1.8)$$

Из (1.8) следует, что шумовые свойства приемника определяются в основном его первыми каскадами, причем не только их шумовыми показателями, но и коэффициентами передачи по мощности, которые должны быть возможно большими. Поскольку обычно $Ш_{урч} < Ш_{пч}$, а $K_{р\ урч} \gg 1$, включение УРЧ в УТ позволяет существенно снизить результирующий коэффициент шума приемника. Чаще всего $K_{р\ пч} \ll 1$, поэтому в отсутствие УРЧ, когда первым каскадом приемника является ПЧ, заметную роль наряду с его шумами начинают играть шумы УПЧ, к уровню которых в этом случае предъявляются повышенные требования.

Для оценки шумовых свойств малошумящих четырехполюсников, у которых коэффициенты шума близки к единице, удобнее использовать эквивалентную шумовую температуру

$$T_{ш} = (Ш - 1) T_0, \quad (1.9)$$

показывающую, насколько должна быть повышена абсолютная температура сопротивления источника сигнала R_r , подключенного ко входу идентичного, но нешумящего четырехполюсника, чтобы мощность шумов на его выходе равнялась мощности шумов на выходе реального четырехполюсника. Из (1.9) следует, что $Ш = 1 + T_{ш}/T_0$, а с учетом (1.8) эквивалентная шумовая температура супергетеродинного приемника с малошумящим УРЧ (МШУ) на входе при согласовании между его каскадами может оцениваться по соотношению

$$T_{ш\ пр} = \left(\frac{1}{K_{р\ вц\ ном}} - 1 \right) T_0 + \frac{T_{ш\ МШУ}}{K_{р\ вц\ ном}} + \frac{T_{ш\ ПЧ}}{K_{р\ вц\ ном} K_{р\ МШУ\ ном}} + \frac{T_{ш\ УПЧ}}{K_{р\ вц\ ном} K_{р\ МШУ\ ном} K_{р\ ПЧ\ ном}}.$$

Шумовая температура четырехполюсника в отличие от коэффициента шума не зависит от шумовой температуры источника сигнала. В этом заключается ее преимущество как меры шумовых свойств.

1.6. СВЯЗЬ МЕЖДУ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬЮ, КОЭФФИЦИЕНТОМ ШУМА И ШУМОВОЙ ТЕМПЕРАТУРОЙ ПРИЕМНИКА

Радиотракт приемника может быть представлен эквивалентным линейным четырехполюсником (рис.1.9) с коэффициентом усиления по мощности K_r , ко входу которого подключена антенна с активным сопротивлением R_A , являющаяся источником гармони-

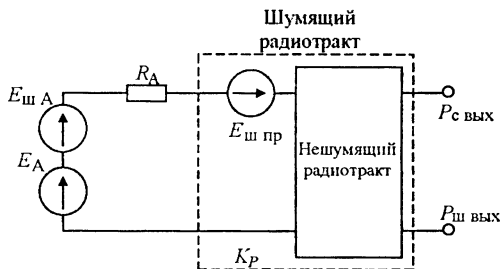


Рис. 1.9

ческого сигнала с ЭДС E_A и шумовой ЭДС $E_{ш А} = \sqrt{4kT_A R_A \Pi_{ш}}$ в соответствии с (1.5). При этом реальный шумящий УТ до детектора заменен идеальным нешумящим трактом с эквивалентным генератором ЭДС приведенных ко входу собственных шумов $E_{ш пр}$, обусловленных внутренними шумами УП и тепловыми шумами омических сопротивлений.

Превышение сигнала над шумом С/Ш на выходе УТ задается коэффициентом различимости $h = P_{с вых}/P_{ш вых}$, минимально допустимое значение которого h_0 зависит от характера принимаемого сообщения, требуемого качества приема и вида модуляции сигнала.

Под *реальной чувствительностью приемника* понимают чувствительность, определяемую при заданном отношении С/Ш h_0 на выходе УТ. Поскольку по определению *чувствительность* – это мощность, при которой на выходе УТ обеспечиваются требуемые $P_{с вых}$ и h_0 , реальная чувствительность, ограниченная внутренними шумами,

$$P_{A0} = P_{с вых} = P_{с вых}/K_P = P_{ш вых} h_0 / K_P. \quad (1.10)$$

Пороговая, или предельная, чувствительность определяется уровнем входного сигнала, при котором $P_{с вых} = P_{ш вых}$ ($h_0 = 1$), т.е. $P_{A \text{ опор}} = P_{ш вых}/K_P$. Чувствительность РПрУ можно также определять как уровень, равный половине ЭДС генератора испытательных сигналов, при котором отношение С/Ш (измеренное методом «СИНАД», ГОСТ 12252–86) равно 12 дБ.

Реальную чувствительность нетрудно выразить через коэффициент шума приемника $\Pi_{пр}$. Полная мощность шумов на входе приемника $P_{ш вх} = P_{ш А} + P_{ш пр вх}$ складывается из мощности шумов от согласованной антенны $P_{ш А} = E_{ш А}^2/4R_A = T_A \Pi_{ш}$ и мощности собственных шумов приемника (его УТ), отнесенных ко входу, $P_{ш пр вх}$. На основании (1.6)

$$P_{ш пр вх} = P_{ш соб}/K_P = (\Pi_{пр} - 1) P_{ш пр} = (\Pi_{пр} - 1) kT_0 \Pi_{ш},$$

где $P_{ш\text{ пр}} = kT_0\Pi_{ш}$ – мощность, отдаваемая эквивалентным источником собственных шумов с ЭДС $E_{ш\text{ пр}}$ на согласованный вход приемника ($\eta = 1$), находящегося при комнатной температуре ($T = T_0$). Отсюда получаем

$$P_{ш\text{ пр}} = kT_A\Pi_{ш} + kT_0\Pi_{ш}(\Pi_{ш\text{ пр}} - 1) = kT_0\Pi_{ш}(t_A + \Pi_{ш\text{ пр}} - 1).$$

Мощность шумов на выходе УТ $P_{ш\text{ вых}} = kT_0\Pi_{ш}(t_A + \Pi_{ш\text{ пр}} - 1)K_P$. Следуя (1.10), получаем

$$P_{A0} = P_{с\text{ вх}} = \frac{P_{ш\text{ вых}}}{K_P} h_0 = kT_0\Pi_{ш} h_0 (t_A + \Pi_{ш\text{ пр}} - 1). \quad (1.11)$$

Соотношение (1.11) удобно для оценки реальной чувствительности приемников СВЧ. На умеренно высоких частотах чувствительность оценивают в единицах напряжения:

$$E_{A0} = \sqrt{4R_A P_{A0}} = \sqrt{4kT_0\Pi_{ш} h_0 R_A (t_A + \Pi_{ш\text{ пр}} - 1)}. \quad (1.12)$$

Из выражений (1.11) и (1.12) можно сделать вывод о том, какие меры следует принимать для повышения реальной чувствительности приемников. Прежде всего необходимо снижать коэффициент шума $\Pi_{ш\text{ пр}}$ путем использования на входе МШУ и глубокого охлаждения входных цепей и каскадов приемника с применением криогенной техники. Коэффициент различимости h_0 может быть снижен за счет использования помехоустойчивых сигналов и их сложной последетекторной обработки для наилучшего извлечения информации из смеси сигнала и шума. К повышению реальной чувствительности ведет в принципе и сужение шумовой полосы $\Pi_{ш}$, связанной с полосой пропускания приемника, определяемой шириной спектра принимаемого сигнала. Однако сузить $\Pi_{ш}$ без возможности появления искажений удается сравнительно редко, в частности ценой уменьшения скорости передачи информации.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Приведите классификацию РПРУ по основному функциональному назначению, радиодиапазонам, виду используемой модуляции и т.д.
2. Дайте определение основным показателям РПРУ.
3. Изобразите структурные схемы различных вариантов построения РПРУ.
4. Каким соотношением определяется коэффициент шума для супергетеродинного приемника?
5. Какие меры следует принимать для повышения реальной чувствительности приемника?

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Радиоприемные** устройства / Н.Н. Буга, А.И. Фалько, Н.И. Чистяков; Под ред. Н.И. Чистякова. – М.: Радио и связь, 1986. – 320 с.
2. **Радиоприемные** устройства / Ю.Т. Давыдов, Ю.С. Данич, А.П. Жуковский и др.; Под ред. А.П. Жуковского. – М.: Высшая школа, 1989. – 342 с.
3. **Палшков В.В.** Радиоприемные устройства. – М.: Радио и связь, 1984. – 392 с.
4. **Богданович Б.М.,** Окулич Н.И. Радиоприемные устройства / Под общ. ред. Б.М. Богдановича. – Минск: Вышэйшая школа, 1991. – 428 с.
5. **Воллернер Н.Ф.** Радиоприемные устройства. – Киев: Вища школа, 1993. – 391 с.
6. **Головин О.В.** Радиоприемные устройства. – М.: Высшая школа, 1987. – 440 с.
7. **Сборник** задач и упражнений по курсу «Радиоприемные устройства» / Ю.Н. Антонов-Антипов, В.П. Васильев, И.В. Комаров, В.Д. Развиг; Под ред. В.И. Сифорова. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.
8. **Проектирование** радиоприемных устройств / С.М. Клич, А.С. Кривенко, Г.Н. Носикова и др.; Под ред. А.П. Сиверса. – М.: Сов. радио, 1976. – 488 с.
9. **Справочник** по учебному проектированию приемно-усилительных устройств / М.К. Белкин, В.Т. Белинский, Ю.Л. Мазор, Р.М. Тершук. – 2-е изд. – Киев: Вища школа, 1988. – 472 с.
10. **Радиоприемные** устройства / В.Н. Банков, Л.Г. Барулин, М.И. Жодзишский и др.; Под ред. Л.Г. Барулина. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.
11. **Проектирование** приемно-усилительных устройств с применением ЭВМ / Л.И. Бурин, Л.Я. Мельников, В.З. Топуриа, Б.Н. Шелковников. – М.: Радио и связь, 1981. – 176 с.
12. **Рэд Э.Т.** Схемотехника радиоприемников. Практическое пособие: Пер. с нем. – М.: Мир, 1989. – 152 с.
13. **Плаксенко В.С.** Устройства приема и обработки сигналов. Учебное пособие. – Таганрог: Изд-во ТРТУ 1999. – 108 с.
14. **Кононович Л.М.** Современный радиовещательный приемник. – М.: Радио и связь, 1986. – 144 с.

ГЛАВА 2 ВХОДНЫЕ ЦЕПИ РАДИОПРИЕМНИКОВ

2.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ

Как следует из § 1.4, ВЦ называются цепи приемника, связывающие антенну с первым усилительным или преобразовательным прибором, который в дальнейшем будем называть АЭ. Основным назначением ВЦ являются передача полезного сигнала от антенны ко входу первого АЭ приемника и предварительная фильтрация помех на частотах побочных каналов приема, а также интенсивных по уровню помех.

Обычно ВЦ представляет собой пассивный четырехполюсник, содержащий один или несколько резонаторов, в частности колебательных контуров, настроенных на частоту принимаемого сигнала. Наибольшее распространение получили одноконтурные ВЦ, особенно в приемниках с переменной настройкой. Двух- и многоконтурные ВЦ применяются лишь при высоких требованиях к избирательности.

На рис. 2.1–2.3 приведены некоторые часто встречающиеся схемы одноконтурных ВЦ. Схемы отличаются способами связи входного контура с антенной. На рис. 2.1 приведены схемы на БТ и ПТ с трансформаторной связью между контуром $L_k C_k$ и антенной. В схемах рис. 2.2 использована емкостная связь входного контура с антенной, а в схемах рис. 2.3 входной контур связан с антенным фидером через автотрансформатор.

Подключение входного контура к АЭ может быть полным или частичным в зависимости от входного сопротивления последнего.

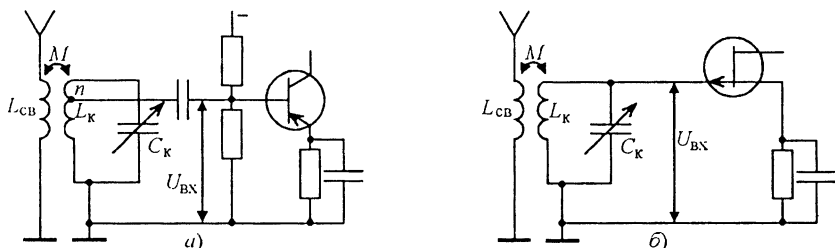


Рис. 2.1

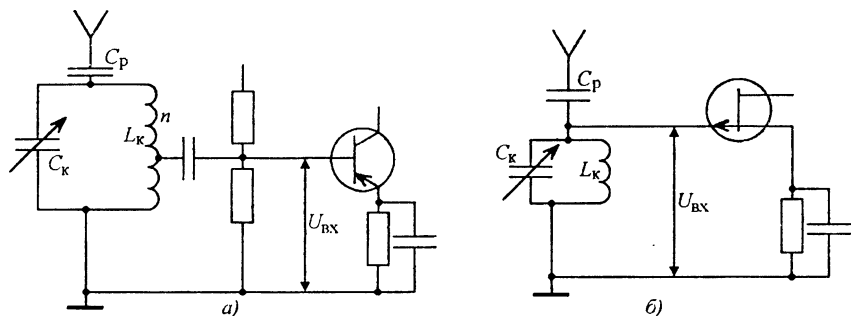


Рис. 2.2

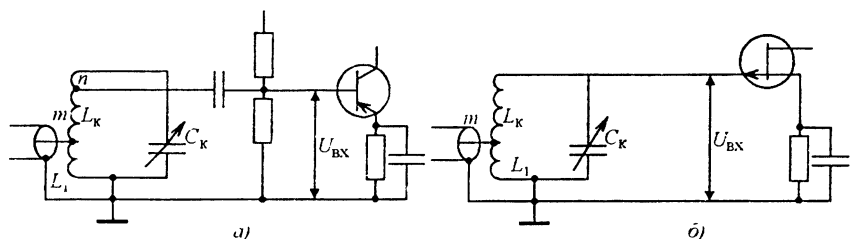


Рис. 2.3

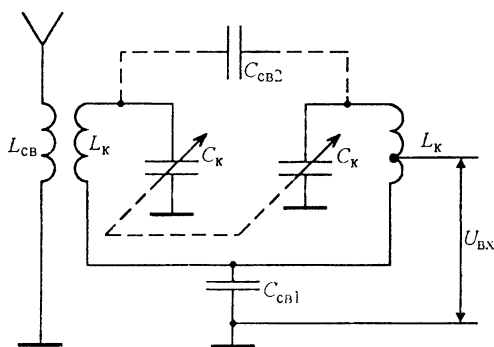


Рис. 2.4

Имеющий малое входное сопротивление БТ обычно подключается частично, у ПТ возможно полное включение.

На рис. 2.4 приведена одна из наиболее распространенных схем двухконтурной ВЦ. Здесь связь первого контура с антенной – трансформаторная. Связь между контурами – внутримемкостная через конденсатор C_{CB1} и внешнеемкостная через C_{CB2} . Двухконтурная ВЦ позволяет получить более близкую к прямоугольной АЧХ, т.е. повысить избирательность.

Основными электрическими характеристиками ВЦ являются:

1. Коэффициент передачи напряжения, который определяется отношением напряжения сигнала на входе первого АЭ приемника ($U_{вх}$) к ЭДС в антенне E_A , а в случае магнитной (ферритовой) антенны – к напряженности поля сигнала.

2. Полоса пропускания – ширина области частот с допустимой неравномерностью коэффициента передачи.

3. Избирательность, характеризующая уменьшение коэффициента передачи напряжения при заданной расстройке $K(f)$ по сравнению с резонансным значением K_0 и определяемая (1.2).

Входная цепь вместе с УРЧ обеспечивает заданную избирательность приемника по зеркальному каналу и по каналу промежуточной частоты, а также общую предварительную фильтрацию помех.

4. Перекрытие заданного диапазона частот. Входная цепь должна обеспечивать возможность настройки на любую частоту заданного диапазона приемника, и при этом показатели (коэффициент передачи, полоса пропускания, избирательность и т.п.) не должны заметно изменяться. Диапазон рабочих частот характеризуется (см. § 1.3) коэффициентом перекрытия диапазона k_d .

5. Постоянство параметров ВЦ при изменении параметров антенны и АЭ. Это важно при ненастроенных антеннах, которые вносят в ВЦ активное и реактивное сопротивления. Вносимое активное сопротивление увеличивает потери ВЦ, что приводит к расширению полосы пропускания и ухудшению избирательности. Вносимое реактивное сопротивление приводит к изменению настройки ВЦ.

2.2. ЭКВИВАЛЕНТЫ ПРИЕМНЫХ АНТЕНН

Приемную антенну, находящуюся под воздействием электромагнитного поля, можно представить в виде эквивалентного генератора ЭДС E_A или тока I_A (рис. 2.5). Внутреннее сопротивление генератора ЭДС в общем случае содержит активную и реактивную составляющие, т.е. $Z_A = R_A + jX_A$. Электродвижущая сила эквива-

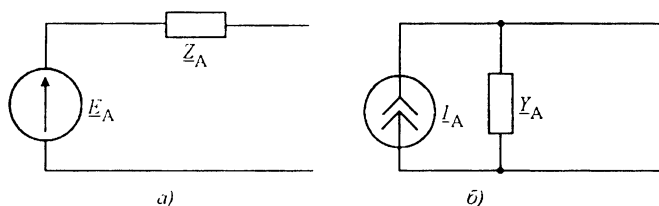


Рис. 2.5

лентного генератора $\underline{E}_A = \underline{\mathcal{E}}_c h_d$, где $\underline{\mathcal{E}}_c$ – напряженность электрической составляющей поля сигнала в месте приема; h_d – действующая высота (или длина) антенны.

Параметры эквивалентного генератора тока определяются выражением

$$\underline{I}_A = \underline{E}_A / \underline{Z}_A = \underline{E}_A \underline{Y}_A, \quad (2.1)$$

где $\underline{Y}_A = 1 / \underline{Z}_A = G_A + jB_A$ – комплексная проводимость антенны. Здесь

$$G_A = R_A / |\underline{Z}_A|^2; \quad B_A = -X_A / |\underline{Z}_A|^2 \quad (2.2)$$

– соответственно активная и реактивная составляющие проводимости антенны. Сопротивление ненастроенной антенны \underline{Z}_A зависит от частоты сложным образом, так как антенна представляет собой цепь с распределенными параметрами. В сравнительно узких интервалах частот можно использовать относительно простые эквиваленты реальных антенн. Если размеры антенны невелики по сравнению с длиной волны, то схема замещения антенны может быть представлена в виде последовательного соединения индуктивности L_A , емкости C_A и активного сопротивления R_A (рис. 2.6, а).

В области очень низких частот, когда $\omega L_A \ll 1 / \omega C_A$, можно пренебречь индуктивностью, и тогда схема замещения антенны будет содержать только емкость C_A и активное сопротивление R_A (рис. 2.6, б). В диапазоне декаметровых волн реактивное сопротивление ненастроенных антенн может иметь как емкостный, так и индуктивный характер. В диапазоне метровых и более коротких волн используют антенны, настроенные на среднюю частоту диапазона, на которой антенна обладает активным сопротивлением R_A . Если это сопротивление равно волновому сопротивлению фидера ρ_A , то антенна присоединяется к фидеру непосредственно, в других случаях – через согласующее устройство. При этом антенна совместно с фидером эквивалентна генератору ЭДС \underline{E}_A с внутренним сопротивлением ρ_A или генератору тока $\underline{I}_A = \underline{E}_A / \rho_A$ проводимостью $G_A = 1 / \rho_A$.

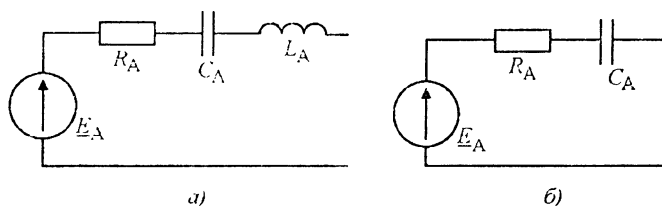


Рис. 2.6

В диапазоне СВЧ вместо ЭДС или тока удобнее рассматривать номинальную мощность антенны, поскольку при наличии трансформирующих элементов напряжение и ток изменяются, а мощность остается постоянной. Номинальная мощность антенны пропорциональна ее действующей площади S_d :

$$P_{\text{ном}} = \frac{\mathcal{E}_c^2}{120\pi} S_d \eta_A,$$

где η_A – КПД антенны при согласованной нагрузке.

2.3. СПОСОБЫ ПЕРЕКРЫТИЯ ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ

Плавно настраивать контуры в заданном диапазоне частот можно, изменяя индуктивность или емкость либо одновременно и то и другое. Рассмотрим настройку контура изменением индуктивности при постоянной емкости контура. Выразим параметры контура через его емкость:

$$\rho = 1/\omega_0 C_k; \quad d_k = r/\rho = r\omega_0 C_k.$$

Здесь ρ – характеристическое сопротивление контура; d_k – его затухание.

Вследствие поверхностного эффекта в проводах катушки и диэлектрических потерь сопротивление r растет приблизительно пропорционально частоте настройки. Как следствие, затухание d_k , называемое конструктивным, будет пропорционально квадрату частоты, а полоса пропускания $\Pi_{0,7} = f_0 d_k$ и резонансная эквивалентная проходимость контура $G_k = d_k/\rho = \omega_0 C_k d_k$ пропорциональны кубу частоты. Следовательно, при настройке контура с помощью индуктивности его показатели по диапазону резко изменяются, что нежелательно.

При настройке контура изменением емкости его параметры, выраженные через индуктивность, имеют вид

$$\rho = \omega_0 L_k; \quad d_k = r/\rho = \omega_0 L_k.$$

Считая r по-прежнему пропорциональным частоте, видим, что затухание, а следовательно, и добротность контура Q_k не зависят от частоты. Полоса пропускания и эквивалентное сопротивление контура $R_k = 1/G_k = \omega_0 L_k Q_k$ пропорциональны частоте. Следовательно, настройка емкостью сопровождается менее резкими изменениями параметров контуров. Поэтому контуры в относительно широком диапазоне частот обычно настраивают изменением емкости. Настройка индуктивностью используется при небольших перекрытиях диапазона. При настройке емкостью коэффициент перекрытия диапазона

$$k_d = f_{0 \max} / f_{0 \min} = \sqrt{C_{\max} / C_{\min}}.$$

Как правило, $k_d \leq 3$. Если приемник должен работать в более широком диапазоне частот, то диапазон разбивают на поддиапазоны. Переход с одного поддиапазона на другой осуществляют переключением индуктивностей. Если плавная настройка внутри поддиапазона ведется изменением индуктивности, то от одного поддиапазона к другому переходят переключением конденсаторов.

Существуют различные способы разбиения диапазона на поддиапазоны. Рассмотрим основные из них.

Разбиение с постоянным частотным интервалом (рис. 2.7). При этом разность максимальной и минимальной частот у всех поддиапазонов одинакова:

$$f_{0 i \max} - f_{0 i \min} = \Delta f_{\text{пд}} = \text{const.} \quad (2.3)$$

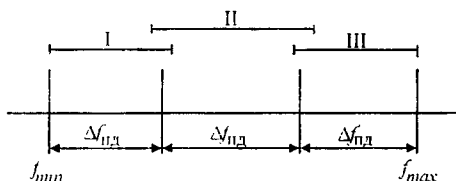


Рис. 2.7

Число поддиапазонов $N_{\text{пд}} = (f_{0 \max} - f_{0 \min}) / \Delta f_{\text{пд}}$. В соответствии с (2.3) коэффициент перекрытия поддиапазона

$$k_{\text{пд}} = f_{0 i \max} / f_{0 i \min} = (f_{0 i \min} + \Delta f_{\text{пд}}) / f_{0 i \min} = 1 + \Delta f_{\text{пд}} / f_{0 i \min}.$$

Видно, что при переходе к более высокочастотным поддиапазонам коэффициент перекрытия уменьшается. Для получения заданного коэффициента перекрытия на всех поддиапазонах в контурах используют добавочные конденсаторы C_1 и C_2 (рис. 2.8), которые уменьшают влияние емкости C_k на частоту настройки контура.

Достоинством указанного способа разбиения на поддиапазоны является одинаковая плотность настройки на всех поддиапазонах, что позволяет использовать единую шкалу точной настройки.

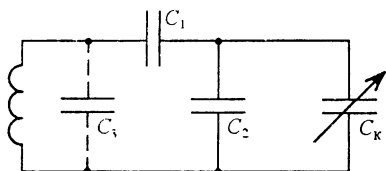


Рис. 2.8

Недостаток способа – большое число поддиапазонов. Используется он в профессиональных приемниках.

Разбиение с постоянным коэффициентом перекрытия.

В данном случае коэффициенты перекрытия всех поддиапазонов одинаковы: $k_{\text{пд}} = f_{0i \text{ max}} / f_{0i \text{ min}} = \text{const}$. Коэффициент перекрытия всего диапазона приемника

$$k_{\text{д}} = k_{\text{пд}}^{N_{\text{пд}}}, \quad (2.4)$$

где $N_{\text{пд}} = \lg k_{\text{д}} / \lg k_{\text{пд}}$ – требуемое число поддиапазонов, определяемое из (2.4).

При этом способе обычно требуется меньшее число поддиапазонов, чем в предыдущем, поэтому он более экономичен. Частотное перекрытие каждого поддиапазона

$$\Delta f_{\text{пд}} = f_{0i \text{ max}} - f_{0i \text{ min}} = k_{\text{пд}} f_{0i \text{ min}} - f_{0i \text{ min}} = (k_{\text{пд}} - 1) f_{0i \text{ min}}$$

Из последнего соотношения следует, что с увеличением частоты $f_{0i \text{ min}}$ возрастает частотное перекрытие данного поддиапазона, следовательно, возрастает плотность настройки (число станций на деление шкалы). Можно также комбинировать оба эти способа. В радиовещательных приемниках разбиение на поддиапазоны производится с учетом распределения рабочих волн, выделенных для радиовещания.

2.4. ЭЛЕКТРОННАЯ НАСТРОЙКА

В связи с микроминиатюризацией аппаратуры для настройки контуров вместо громоздких механических блоков конденсаторов переменной емкости (КПЕ) в настоящее время обычно применяют варикапы. Главное преимущество варикапов – малые размеры, механическая надежность, простота автоматического и дистанционного управления настройкой.

Схемы включения варикапов в колебательный контур приведены на рис. 2.9. Регулирующее напряжение на диоды подается потенциометром от стабилизированного источника (рис. 2.9, а). Резистор нужен для уменьшения шунтирующего действия на резонансный контур цепи управления настройкой.

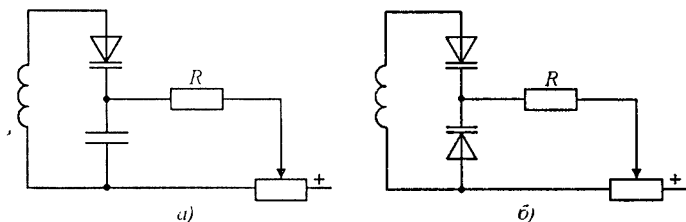


Рис. 2.9

Недостатком варикапов в сравнении с КПЕ является нелинейность при больших уровнях сигналов и помех. Ослабить нелинейные эффекты можно известным приемом – применением балансных (двухтактных) схем. В данном случае такой схемой является встречно-последовательное включение двух варикапов (рис. 2.9, б).

Для настройки контуров с помощью варикапов целесообразно применять не механические регуляторы напряжения со скользящими контактами, а электронные источники регулирующего напряжения – синтезаторы напряжения. Они содержат генератор импульсов и цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), являющийся источником ступенчатого настроечного напряжения колебательного контура. Управляющее устройство для настройки может содержать микропроцессор (МП), запоминающее и программное устройства, а также органы ручного управления. Вопросы автоматизированной настройки подробно рассматриваются в гл. 6.

Переключение поддиапазонов может осуществляться как переключателями со скользящими контактами, так и электронными ключами, в качестве которых служат коммутационные диоды. Переключатели со скользящими контактами имеют низкую надежность и затрудняют автоматическое и дистанционное управление переключением. Электронные ключи на коммутационных диодах просты и надежны, позволяют осуществлять автоматическое и дистанционное управление полностью на электронных узлах. Их недостаток – нелинейность диодных ключей при сильных помехах, которая приводит к ухудшению многосигнальной избирательности.

Как видно, переключение поддиапазонов – более сложная задача, чем электронная настройка. Поэтому разработчики радиоаппаратуры стараются не применять переключение поддиапазонов. Такая возможность появляется при инфрадинном построении приемника, когда первая промежуточная частота выбрана выше максимальной частоты диапазона приемника. Более подробно этот вопрос рассмотрен в гл. 4.

2.5. АНАЛИЗ ОДНОКОНТУРНОЙ ВХОДНОЙ ЦЕПИ

Одноконтурные ВЦ различаются главным образом способами связи колебательного контура с антенной и первым АЭ приемника. Общие соотношения, характеризующие работу одноконтурных ВЦ на данной частоте, не зависят от видов связи контура, поэтому рассматривать эти соотношения можно на примере любой схемы. Получим основные количественные характеристики ВЦ, пользуясь эквивалентной схемой, приведенной на рис. 2.10.

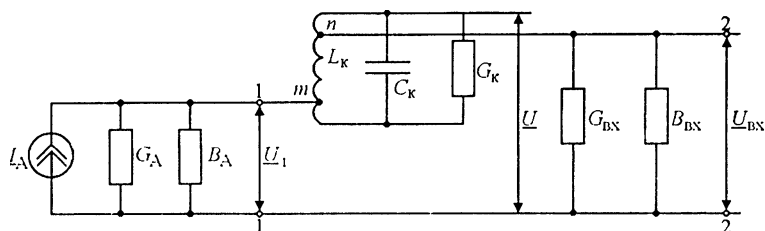


Рис. 2.10

Здесь антенно-фидерная цепь представлена генератором тока $I_A = E_A / Z_A$ с проводимостями G_A и B_A , которые в общем случае включают в себя параметры элементов связи антенны с контуром $R_A = R_{ант} + R_{св}$; $X_A = X_{ант} + X_{св}$, где $R_{ант}$ и $X_{ант}$ – активное и реактивное сопротивления собственно антенны; $R_{св}$ и $X_{св}$ – активное и реактивное сопротивления элементов связи антенны (или фидера) с контуром. Вход первого АЭ приемника вместе с цепями смещения представлен проводимостью $Y_{вх} = G_{вх} + jB_{вх}$. На схеме показано автотрансформаторное подключение контура к антенной цепи и ко входу АЭ с коэффициентами трансформации

$$m = U_1 / U; \quad n = U_{вх} / U. \tag{2.5}$$

Здесь m – коэффициент трансформации со стороны антенной цепи; n – коэффициент трансформации со стороны АЭ. При неполном включении в контур вносятся трансформированные ток $I'_A \approx m I_A$ и проводимости

$$G'_A \approx m^2 G_A; \quad G'_{вх} \approx n^2 G_{вх}; \tag{2.6}$$

$$B'_A \approx m^2 B_A; \quad B'_{вх} \approx n^2 B_{вх}. \tag{2.7}$$

Поэтому эквивалентную схему на рис. 2.10 можно преобразовать к виду, показанному на рис. 2.11.

С учетом (2.7) реактивная составляющая проводимости контура

$$B_s = \omega C_K - 1/\omega L_K + m^2 B_A + n^2 B_{вх}. \tag{2.8}$$

На основании (2.8) ВЦ имеет эквивалентные емкость C и индуктивность L , зависящие от параметров антенны и параметров АЭ, пересчитанных в контур. Для резонансной частоты эквивалентного контура ω_0 должно выполняться условие $B_s = 0$.

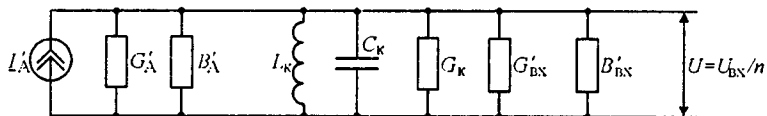


Рис. 2.11

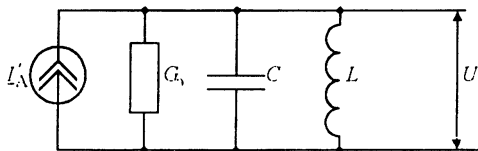


Рис. 2.12

Активная составляющая проводимости эквивалентного входного контура в соответствии с (2.6)

$$G_s = 1/R_s = G_k + m^2 G_A + n^2 G_{вк}, \quad (2.9)$$

где $G_k = d_k/\rho = d_k\omega_0 C$ – собственная активная проводимость контура. С учетом выражений (2.8) и (2.9) эквивалентная схема приобретает вид, представленный на рис. 2.12.

Напряжение на контуре по закону Ома

$$U = \underline{I}_A' / \underline{Y}_s = m \underline{I}_A / Y_s, \quad (2.10)$$

где полная проводимость эквивалентного контура

$$\underline{Y}_s = G_s + j\omega C + 1/j\omega L = G_s \left[1 + \frac{j\omega_0 C}{G_s} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right] = G_s (1 + j\xi).$$

Здесь $\xi = \frac{1}{d_s} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$ – обобщенная расстройка; $y = f/f_0 - f_0/f$ – относительная расстройка. При малых расстройках $y \approx 2\Delta f/f_0$, где $\Delta f = f - f_0$; $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$. Результирующее затухание контура $d_s = \rho G_s = \rho (G_k + m^2 G_A + n^2 G_{вк})$.

С учетом (2.5) и (2.10) напряжение на входе АЭ

$$\underline{U}_{вх} = n \underline{U} = mn \underline{I}_A / G_s (1 + j\xi) = mn \underline{I}_A R_s (1 + j\xi). \quad (2.11)$$

Отсюда комплексный коэффициент передачи ВЦ

$$\underline{K} = \underline{U}_{вх} / \underline{E}_A = mn R_s / \underline{Z}_A (1 + j\xi). \quad (2.12)$$

Полученное выражение определяет АЧХ и ФЧХ входной цепи.

Характерна зависимость коэффициента передачи ВЦ (2.12) от сопротивления антенно-фидерной цепи \underline{Z}_A . Она объясняется тем, что коэффициент передачи ВЦ определяется по отношению к ЭДС антенны, а не к входному напряжению (например, в точках 1–1 схемы на рис. 2.10). Модуль коэффициента передачи

$$K = mn R_s / |\underline{Z}_A| \sqrt{1 + \xi^2}. \quad (2.13)$$

На частоте резонанса ($\xi = 0$)

$$K_0 = mn R_s / |\underline{Z}_{A0}| = mn / |\underline{Z}_{A0}| (G_0 + n^2 G_A + n^2 G_{вк}), \quad (2.14)$$

где $|Z_{\Lambda_0}| = \sqrt{R_{\Lambda_0}^2 + X_{\Lambda_0}^2}$ — модуль полного сопротивления антенной цепи на частоте резонанса эквивалентного входного контура. Из (2.13) и (2.14) получим уравнение характеристики избирательности ВЦ:

$$Se = \frac{K_0}{K(\omega)} = \frac{|Z_{\Lambda}| m(\omega_0) n(\omega_0)}{|Z_{\Lambda_0}| m(\omega) n(\omega)} \sqrt{1 + \xi^2}. \quad (2.15)$$

В общем случае коэффициенты m и n могут зависеть от частоты. Эту зависимость следует учитывать при больших расстройках. Здесь через $m(\omega)$ и $n(\omega)$ обозначены коэффициенты m и n при расстройках ξ .

При больших расстройках ($\xi \gg 1$) выражение (2.15) приобретает вид:

$$Se = \left| \frac{Z_{\Lambda} |m(\omega_0) n(\omega_0)|}{Z_{\Lambda_0} |m(\omega) n(\omega)|} \frac{1}{d} \left| \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right| \right|. \quad (2.16)$$

При малых расстройках, пренебрегая изменением Z_{Λ} и коэффициентов m и n от частоты, получаем

$$K_0/K(f) = 1/\gamma = \sqrt{1 + (2\Delta f/f_0 d)^2}, \quad (2.17)$$

что совпадает с уравнением характеристики избирательности одиночного контура. Из выражения (2.17) можно определить полосу пропускания ВЦ при заданной неравномерности γ :

$$\Pi_{\gamma} = f_0 d, \sqrt{1/\gamma^2 - 1}.$$

В частном случае при $\gamma = 0,707$ $\Pi_{0,7} = f_0 d$.

Фазочастотная характеристика ВЦ определяется соотношением

$$-\varphi = \arctg \xi + \arctg (X_{\Lambda}/R_{\Lambda}). \quad (2.18)$$

Из (2.14) видно, что коэффициенты m и n оказывают двоякое влияние на работу цепи и, следовательно, на величину коэффициента передачи. Если уменьшить коэффициент m , то генератор (антенна) будет слабее возбуждать контур, что учитывается множителем m в числителе выражения (2.14). Одновременно контур будет меньше шунтироваться проводимостью антенной цепи G_{Λ} , что учитывается множителем m в знаменателе. Аналогично влияние изменений коэффициента n .

Очевидно, существуют оптимальные значения коэффициентов включения m и n , при которых коэффициент передачи будет мак-

симальным. Можно найти условия получения максимального значения коэффициента передачи при заданном ограничении полного затухания контура. Обозначим

$$D = d_s/d_k = G_s/G_k = (G_k + m^2 G_\Lambda + n^2 G_{\text{вх}})/G_k. \quad (2.19)$$

Тогда согласно (2.14)

$$K_0 = mn / |\underline{Z}_{\Lambda_0}| DG_k. \quad (2.20)$$

Из (2.19) найдем коэффициент

$$m = \sqrt{[(D-1)G_k - n^2 G_{\text{вх}}]/G_\Lambda} \quad (2.21)$$

и подставим его в (2.20):

$$K_0 = \frac{n}{|\underline{Z}_{\Lambda_0}| DG_k} \sqrt{\frac{(D-1)G_k - n^2 G_{\text{вх}}}{G_\Lambda}}. \quad (2.22)$$

Исследуем (2.22) на экстремум. Приравняв к нулю производную dK_0/dn , найдем, что коэффициент передачи K_0 будет максимальным при

$$n_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{D-1}{2} \frac{G_k}{G_{\text{вх}}}}. \quad (2.23)$$

Подставим (2.23) в (2.21). Тогда

$$m_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{D-1}{2} \frac{G_k}{G_\Lambda}}. \quad (2.24)$$

Из (2.20) с учетом (2.23) и (2.24) при заданном d_s максимальный коэффициент передачи

$$K_{0\text{max}} = \frac{1}{2\sqrt{R_\Lambda G_{\text{вх}}}} \left(1 - \frac{1}{D}\right). \quad (2.25)$$

Из (2.23) и (2.24) видно, что коэффициент передачи ВЦ максимален при одинаковом шунтировании контура как со стороны антенны, так и со стороны входа следующего каскада, т.е. когда

$$m^2 G_\Lambda = n^2 G_{\text{вх}} = (D-1) G_k / 2.$$

При работе с настроенными антеннами стараются согласовать цепь антенны со входом приемника. Условие согласования предполагает равенство вносимой из антенной цепи в контур активной проводимости и собственной резонансной проводимости контура с учетом влияния входа АЭ:

$$m^2 G_A = G_K + G_{Bx}. \quad (2.26)$$

Из (2.26) необходимый для согласования коэффициент трансформации

$$m_c = \sqrt{(G_K + n^2 G_{Bx}) / G_A}. \quad (2.27)$$

Резонансный коэффициент передачи в режиме согласования найдем из (2.14), учитывая (2.26), (2.27) и (2.2):

$$K_{0c} = n / 2 m_c \left| Z_{\Lambda_0} \right| G_A = n / 2 \sqrt{R_A (G_K + n^2 G_{Bx})}. \quad (2.28)$$

При произвольном значении m коэффициент передачи ВЦ из (2.14) с учетом (2.26)–(2.28)

$$K_0 = K_{0c} \frac{2a}{1+a^2}, \quad (2.29)$$

где $a = m/m_c$ – относительный коэффициент связи.

Зависимость K_0/K_{0c} от a (рис. 2.13, а) показывает, что при отклонении коэффициента связи от оптимального значения в 2 раза коэффициент передачи ВЦ уменьшается на 20%. Коэффициент передачи ВЦ при согласовании, как следует из (2.28), зависит, в свою очередь, от коэффициента подключения контура к АЭ. Коэффициент n найдем из условия получения заданного результирующего затухания контура:

$$d_3 = \rho G_3 = \rho (G_K + m^2 G_A + n^2 G_{Bx}) = d (1 + a^2), \quad (2.30)$$

$$\text{где} \quad d = \rho (G_K + n^2 G_{Bx}) = d_k + n^2 \rho G_{Bx} \quad (2.31)$$

– собственное затухание контура с учетом вносимого затухания со стороны АЭ.

Зависимость d_3/d от a представлена на рис. 2.13, б. При увеличении связи контура с антенной затухание быстро возрастает, сле-

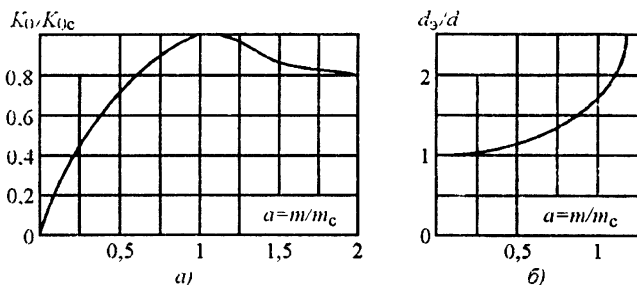


Рис. 2.13

довательно, избирательность ВЦ уменьшается. При согласовании цепи антенны со входом приемника ($a = 1$) результирующее затухание

$$d_3 = 2d = 2(d_k + n^2 \rho G_{\text{вх}}). \quad (2.32)$$

Отсюда

$$n_c = \sqrt{\frac{d_3 - 2d_k}{2\rho G_{\text{вх}}}} = \sqrt{\frac{D-2}{2} \frac{G_k}{G_{\text{вх}}}}. \quad (2.33)$$

Подставляя (2.33) в (2.27) и (2.28), получаем удобные расчетные соотношения:

$$m_c = \sqrt{\frac{D}{2} \frac{G_k}{G_A}}, \quad (2.34)$$

$$K_{0c} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{R_A G_{\text{вх}}} \frac{D-2}{D}}. \quad (2.35)$$

Из (2.35) видно, что контур желательно выполнять с возможно меньшим собственным затуханием. В пределе, если собственное затухание контура мало ($D \gg 2$), имеем $K_{0c} = 1/2 \sqrt{R_A G_{\text{вх}}}$. Из (2.32), пренебрегая d_k , получаем $d_3 \approx 2n^2 \rho G_{\text{вх}}$. Этот случай может иметь место в схемах на БТ.

При использовании ПТ обычно выполняется условие $G_k \gg G_{\text{вх}}$, в этом случае затухание контура определяется в основном собственными потерями и не зависит от n , т.е. $d_3 \approx 2d_k$. Поэтому принимают $n = 1$. Из (2.28) следует

$$K_{0c} = 1/2 \sqrt{R_A G_k} = 0,5 \sqrt{R_k/R_A}.$$

При высоких требованиях к избирательности целесообразно уменьшать связь контура с антенной. В случае $a = 0,5$, как видно из (2.30), затухание из-за влияния антенны увеличивается только на 25%. При этом, как следует из (2.29), коэффициент передачи уменьшается на 20%. Но рассогласование нежелательно при работе с настроенными антеннами и использовании фидерных линий большой длины, так как могут появиться многократные отражения сигнала (фидерное эхо), вызывающие искажения принимаемых сообщений.

Далее рассмотрим отдельно два возможных режима работы ВЦ: с настроенными и с ненастроенными антеннами, имеющими большой разброс параметров.

2.6. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ ПРИ РАБОТЕ С НАСТРОЕННЫМИ АНТЕННАМИ

Настраенные антенны применяются, как правило, при приеме на метровых и более коротких волнах, а также при профессиональном приеме на дециметровых волнах, например на магистральных линиях связи. В этих случаях обычно предъявляются высокие требования к чувствительности приемника, которая ограничена его собственными шумами, поэтому важно обеспечить наилучшую передачу сигнала от антенны ко входу УРЧ. Коэффициент передачи имеет максимальное значение при согласовании антенны с фидером, а фидера со входом приемника. При этом в фидере имеет место режим бегущей волны, что необходимо также для устранения искажений сигнала, вызванных отражениями при большой длине фидера. Для ВЦ, работающих с согласованной фидерной линией, полностью применимы результаты анализа эквивалентной схемы, приведенной на рис. 2.10. Согласование фидера со входом приемника и получение заданного результирующего затухания достигаются выбором коэффициентов трансформации n_c и m_c по формулам (2.33), (2.34). Резонансный коэффициент передачи при согласовании определяется выражением (2.35). В случае отсутствия согласования справедлива формула (2.29). Резонансные свойства ВЦ описываются выражениями (2.15)–(2.17).

Настраенные антенны обычно имеют достаточно широкую полосу пропускания, поэтому можно не учитывать изменения их сопротивления при расстройках. Тогда резонансная кривая ВЦ будет зависеть в основном от характеристики эквивалентного контура.

Рассматриваемый режим работы ВЦ удобно характеризовать коэффициентом использования номинальной мощности

$$K_p = P/P_{\text{ном}}, \quad (2.36)$$

$$\text{где} \quad P = U_{\text{вх}}^2 G_{\text{вх}} \quad (2.37)$$

– мощность, фактически развиваемая на входе следующего каскада;

$$P_{\text{ном}} = E_A^2 / 4R_A \quad (2.38)$$

– номинальная мощность антенно-фидерной цепи.

Подставляя (2.37) и (2.38) в (2.36), получаем простое соотношение между коэффициентом использования номинальной мощности и коэффициентом передачи напряжения:

$$K_p = 4K_0^2 G_{\text{вх}} R_A. \quad (2.39)$$

Максимум K_p совпадает с максимумом K_0 . На основании (2.39), (2.29) и (2.35) получаем

$$K_p = \frac{D-2}{D} \left(\frac{2a}{1+a^2} \right)^2. \quad (2.40)$$

Соотношение (2.40) показывает, что коэффициент использования номинальной мощности характеризует степень несогласованности фидера со входом приемника и потери во входном устройстве. Только при отсутствии собственных потерь входного контура ($d_k = 0$ или $D \gg 2$) в случае полного согласования ($a = 1$) $K_p = 1$. В остальных случаях $K_p < 1$, так как ВЦ является пассивным четырехполюсником. Частные случаи:

1. При $a = 1$ коэффициент $K_p = (D - 2)/D$ характеризует потери входного устройства. Величина $D = d_s/d_k$ определяется требованием к избирательности и полосе пропускания ВЦ.

2. При $D \gg 2$ коэффициент $K_p = [2a/(1+a^2)]^2$ характеризует рассогласование.

Возможны различные схемы согласования фидера со входом приемника: автотрансформаторная, трансформаторная, с емкостным делителем. При использовании экранированного фидера все схемы согласования практически равноценны.

Схема с автотрансформаторным согласованием (см. рис. 2.3). Такая схема используется при несимметричном (коаксиальном) фидере. Согласование достигается соответствующим выбором значения коэффициента трансформации $m = (L_1 + M_1)/L_k$, где L_1 — индуктивность части контурной катушки между точками подключения фидера; M_1 — взаимоиндуктивность между точками подключения фидера и всеми витками контура.

Эквивалентная схема рассматриваемой цепи совпадает со схемой, изображенной на рис. 2.10. Для нее справедливы все выводы § 2.5 с учетом соотношений $R_A = \rho_A$; $X_A = 0$;

$$|Z_{A0}| = \rho_A; \quad G_A = 1/\rho_A.$$

Входные цепи с трансформаторным согласованием (см. рис. 2.14).

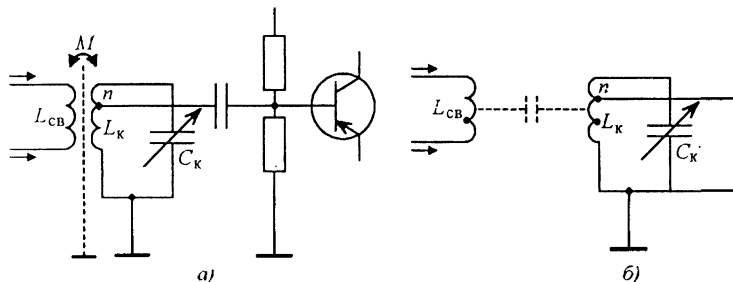


Рис. 2.14

Схема применяется как при симметричном, так и при несимметричном фидере. Особенно большое распространение она получила при использовании симметричного фидера, поскольку позволяет сделать вход приемника симметричным, что необходимо для устранения антенного эффекта незранированного фидера. Устранение антенного эффекта достигается за счет применения электростатического экрана между катушкой связи и контурной катушкой (см. рис. 2.14, а), а также специальной конструкцией фидера.

При наличии экрана связь между катушками будет только взаимоиндуктивной (M). Токи, наводимые электромагнитным полем непосредственно в проводах фидера, при этом замыкаются в катушке связи и взаимно компенсируются. Без электростатического экрана влияние распределенной емкости между витками катушки связи и контура (см. рис. 2.14, б) может нарушить симметрию входа приемника, а следовательно, и условие компенсации этих токов, т.е. появится антенный эффект фидера.

Эта схема отличается от предыдущей способом связи входного контура с фидером. Здесь коэффициент трансформации

$$m = M/L_k = k / \sqrt{L_{cb}/L_k}, \quad (2.41)$$

где $k = M \sqrt{L_k L_{cb}}$ – коэффициент связи.

Определим коэффициент связи, необходимый для согласования. Для этого решим (2.41) относительно k и подставим в него m_c из (2.27):

$$k_c = m_c \sqrt{\frac{L_k}{L_{cb}}} = \sqrt{\frac{L_k}{L_{cb}}} \frac{G_k + n^2 G_{bx}}{G_A}. \quad (2.42)$$

Преобразуем (2.42) с учетом (2.31) и (2.2). Из (2.31) следует, что

$$G_k + n^2 G_{bx} = d / \rho = d / \omega_0 L_k, \quad (2.43)$$

из (2.2) получаем

$$G_A = \frac{R_A}{|\underline{Z}_{A0}|^2} = \frac{\rho_A}{\rho_A^2 + (\omega_0 L_{cb})^2}. \quad (2.44)$$

С учетом (2.43) и (2.44) выражение (2.42) принимает вид

$$k_c = \sqrt{d} \sqrt{\rho_A / \omega_0 L_{cb} + \omega_0 L_{cb} / \rho_A}. \quad (2.45)$$

Величина k_c зависит от выбора индуктивности L_{cb} . Конструктивно можно реализовать значение k_c равным не более 0,5...0,6, поэтому следует выбрать L_{cb} таким, чтобы согласование достигалось

лось при возможно меньшем значении k_c . Для определения условия минимума k_c решим уравнение $dk_c/dL_{св} = 0$. В результате получим

$$L_{св} = \rho_A / \omega_0. \quad (2.46)$$

После подстановки $L_{св}$ из (2.46) в (2.45) найдем минимальный согласующий коэффициент связи

$$k_{с\,min} = \sqrt{2d} = \sqrt{d_3}. \quad (2.47)$$

Чаще всего рассматриваемые входные устройства применяются в приемниках, работающих на фиксированной частоте или в сравнительно узком поддиапазоне частот. Связь входного контура с фидером конструктивно выполняется постоянной. Обычно согласования добиваются на средней частоте поддиапазона. По краям поддиапазона связь незначительно отличается от оптимальной, поэтому коэффициент передачи сохраняется близким к максимальному значению. В тех сравнительно редких случаях, когда приходится работать в относительно широком диапазоне частот, связь выполняют также постоянной, добиваясь согласования в середине диапазона. При этом по краям диапазона будет несогласование, что приведет к некоторым изменениям показателей входного устройства. Для расчета используются соотношения § 2.5.

Схема с емкостным делителем (рис. 2.15). Данная схема используется при несимметричном фидере. Контур образован индуктивностью L_K и емкостью $C = C_1 C_{2\Sigma} / (C_1 + C_{2\Sigma}) + C_L \approx C_1 C_{2\Sigma} / (C_1 + C_{2\Sigma})$, где $C_{2\Sigma} = C_2 + C_{св}$; C_L – межвитковая емкость катушки индуктивности L_K .

В этой схеме полная емкость контура определяется последовательным соединением составляющих делителя C_1 и C_2 , поэтому результирующее значение меньше, чем в контурах, где емкости включены параллельно и суммируются. Коэффициенты включения делителя

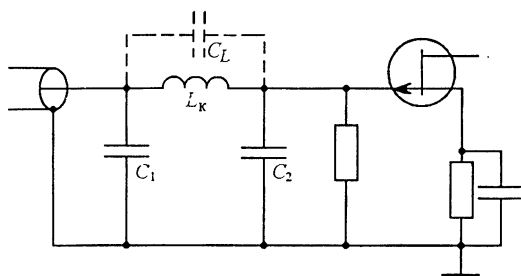


Рис. 2.15

$$m = C/C_1 \approx C_{2\Sigma}/(C_1 + C_{2\Sigma}) < 1; \quad n = C/C_{2\Sigma} = C_1/(C_1 + C_{2\Sigma}) < 1.$$

При этом $m + n = 1$. Если m выбрано из условия согласования, то n определяется однозначно: $n = 1 - m$.

Достоинством схемы является возможность использования ее на более высоких частотах благодаря уменьшению емкости C контура.

2.7. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ ПРИ РАБОТЕ С НЕНАСТРОЕННЫМИ АНТЕННАМИ

Ненастроенные антенны широко используются в приемниках диапазонов низких, средних и высоких частот. Поскольку ненастроенные антенны помимо активного сопротивления обладают реактивными, они вносят потери и расстройку во входной контур. Эта расстройка для различных антенн разная и не может быть скомпенсирована при заводской регулировке приемника. Поэтому связь входного контура с антенной выбирают слабой из условия допустимой расстройки контура. Это обеспечивает возможность работы от антенн, имеющих большой разброс параметров. При слабой связи из антенны в контур вносится небольшое дополнительное затухание (обычно не более 10...20 % собственного), что позволяет сохранить избирательные свойства ВЦ. Коэффициент передачи ВЦ при слабой связи получается малым. С этим приходится мириться, тем более, что сильные радиопомехи в указанных диапазонах волн не позволяют принимать слабые сигналы.

В рассматриваемых приемниках первым АЭ обычно является БТ или ПТ. Последний подключается к контуру ВЦ непосредственно ($n = 1$). Подключение БТ к ВЦ следует делать частичным, чтобы не утратились избирательные свойства контура из-за малого входного сопротивления транзистора. Неполное включение достигается с помощью автотрансформатора, трансформатора или емкостного делителя.

Плавная настройка контуров внутри поддиапазона выполняется с помощью конденсатора переменной емкости или варикапа.

Резонансный коэффициент передачи ВЦ (2.14) зависит от резонансного сопротивления контура R_3 и проводимости $1/|Z_{A_0}|$. Антенная цепь имеет собственную резонансную частоту, которая зависит от параметров антенны и элементов связи с входным контуром. Изменения $1/|Z_{A_0}|$ от частоты соответствуют резонансной кривой антенной цепи. В зависимости от того, как расположена собственная частота антенной цепи по отношению к рабочему диапазону частот приемника, изменение резонансного коэффициента передачи ВЦ будет различным. Рассмотрим некоторые пространственные схемы ВЦ.

Входные цепи с трансформаторной связью. В такой схеме (см. рис. 2.1) коэффициент трансформации со стороны антенны

$$m = M/L_{\kappa}. \quad (2.48)$$

Подставив значение m из (2.48) и $R_3 = \omega_0 L_{\kappa} Q_3$, в (2.14), найдем резонансный коэффициент передачи

$$K_0 = \omega_0 M n Q_3 / |Z_{A_0}|. \quad (2.49)$$

Если пренебречь активным сопротивлением антенной цепи по сравнению с реактивным, то

$$|Z_{A_0}| \approx X_{A_0} = \left| \omega_0 L_A - \frac{1}{\omega_0 C_A} \right| = \omega_0 L_A \left| 1 - \frac{\omega_A^2}{\omega_0^2} \right|, \quad (2.50)$$

где $L_A = L_{\text{ант}} + L_{\text{св}}$ — индуктивность антенной цепи; $\omega_A = 1/\sqrt{L_A C_A}$ — ее собственная угловая частота.

После подстановки (2.50) в (2.49) получаем

$$K_0 = \frac{n M Q_3}{L_A \left| 1 - \omega_A^2 / \omega_0^2 \right|} = \frac{k \sqrt{L_{\kappa} / L_A}}{\left| 1 - \omega_A^2 / \omega_0^2 \right|} n Q_3, \quad (2.51)$$

где $k = M / \sqrt{L_A L_{\kappa}}$.

Из (2.51) видно, что изменение резонансного коэффициента передачи ВЦ будет различным в зависимости от соотношения: ω_A / ω_0 . Рассмотрим возможные случаи.

1. Собственная частота антенной цепи находится выше верхней частоты рабочего поддиапазона, т.е. $f > f_{0 \max}$ (рис. 2.16, а). В таком режиме резонансный коэффициент передачи резко возрастает с частотой, потому что с увеличением частоты одновременно увеличивается $R_3 = \omega_0 L_{\kappa} Q_3$ и $1/|Z_{A_0}|$ вследствие приближения частоты настройки входного контура к собственной резонансной частоте антенной цепи. При $f_A^2 \gg f_{0 \max}^2$ из (2.51) получаем

$$K_0 \approx k \sqrt{L_{\kappa} / L_A} (\omega_0^2 / \omega_A^2) n Q_3. \quad (2.52)$$

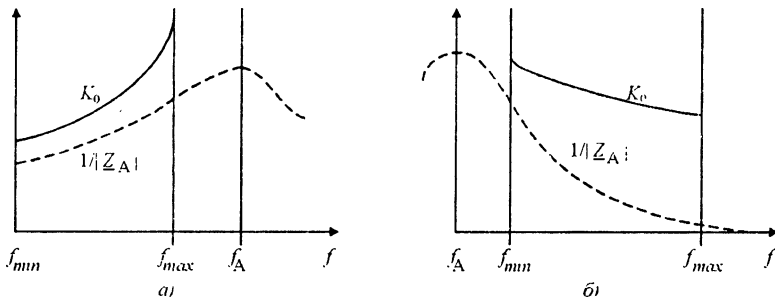


Рис. 2.16

Если при этом $n = \text{const}$ и $Q_3 = \text{const}$, то

$$K_0 = \omega_0^2 \cdot \text{const}. \quad (2.53)$$

Неравномерность коэффициента передачи по поддиапазону получается большая:

$$H = K_{0 \max} / K_{0 \min} = \omega_{0 \max}^2 / \omega_{0 \min}^2 = k_{\text{нд}}^2.$$

2. Собственная частота антенной цепи находится ниже минимальной частоты рабочего поддиапазона: $f_A < f_{0 \min}$ (рис. 2.16, б). Резонансный коэффициент передачи меняется при этом не так резко, как в предыдущем случае, поскольку при уходе от собственной частоты антенной цепи величина $1/|Z_{\Lambda_0}|$ уменьшается, а R_3 увеличивается и в какой-то степени компенсирует убывание $1/|Z_{\Lambda_0}|$.

При $f_A^2 \ll f_{0 \min}^2$ из (2.51) следует, что

$$K_0 \approx k \sqrt{L_k / L_A} n Q_3. \quad (2.54)$$

Если $n = \text{const}$ и $Q_3 = \text{const}$, то

$$K_0 \approx \text{const}. \quad (2.55)$$

Условия, при которых получены формулы (2.53) и (2.52), характерны для схем на ПТ. В схемах с БТ добротность Q_3 зависит от частоты из-за вносимого затухания $n^2 r G_{\text{вх}}$. Если n не зависит от частоты, то значение Q_3 падает с ее увеличением. Поэтому K_0 в (2.54) будет уменьшаться с ростом частоты.

В схеме с внутренней емкостной связью контура с АЭ (рис. 2.17) коэффициент включения

$$n = C / C_{1\Sigma} = 1 / \omega_0^2 L_k C_{1\Sigma} = \text{const} / \omega_0^2, \quad (2.56)$$

где $C_{1\Sigma} = C_1 + C_{\text{вх}}$; $C = C_k C_{1\Sigma} / (C_k + C_{1\Sigma})$.

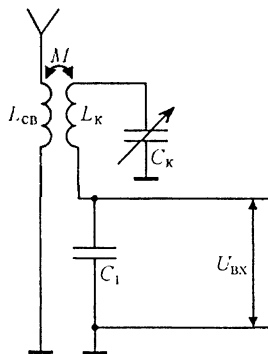


Рис. 2.17

Если подставить (2.56) в (2.52), то нетрудно видеть, что изменения коэффициента передачи ВЦ по поддиапазону в этом случае возможны только из-за изменения Q_3 . Полное затухание контура при этом (пренебрегаем затуханием, вносимым со стороны антенной цепи)

$$d_3 = d_k + n^2 \rho G_{вх} = d_k + G_{вх} / (\omega_0^3 L_k C_{1\Sigma}^2). \quad (2.57)$$

Видно, что с увеличением частоты значение d_3 уменьшается. Это способствует сохранению избирательных свойств контура в пределах поддиапазона.

Избирательность ВЦ при больших расстройках найдем из (2.16) с учетом (2.50):

$$Se = \left| 1 - \frac{\omega_A^2}{\omega^2} \right| \left| \frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right| / d_3 \left| 1 - \frac{\omega_A^2}{\omega_0^2} \right|.$$

При малых расстройках для расчета избирательности используется выражение (2.17).

3. Собственная частота антенной цепи находится в рабочем диапазоне частот приемника $f_{0\min} < f_\Lambda < f_{0\max}$. При этом наблюдается резкая и немонотонная зависимость коэффициента передачи ВЦ по диапазону. Поэтому такой режим обычно не используется.

Входные цепи с емкостной связью. Входной контур соединен с антенной через разделительный конденсатор C_p (см. рис. 2.2). Чтобы изменение параметров антенны мало влияло на настройку контура, емкость C_p берется малой, поэтому и последовательное соединение $C_{\text{ант}}$ и C_p также будет малой величиной. Введем обозначение $C_\Lambda = C_{\text{ант}} C_p / (C_{\text{ант}} + C_p)$. Сопротивление $1/\omega C_\Lambda$ гораздо больше, чем ωL_Λ и R_Λ , которыми пренебрегаем. При этих допущениях

$$|\underline{Z}_{\Lambda_0}| \approx 1/\omega_0 C_\Lambda. \quad (2.58)$$

Подставляя в (2.14) значение $R_3 = \omega_0 L_k Q_3$, $m = 1$ и $|\underline{Z}_{\Lambda_0}|$ из (2.58), получаем выражение для резонансного коэффициента передачи ВЦ в виде

$$K_0 = n \omega_0^2 L_k C_\Lambda Q_3. \quad (2.59)$$

Если $n = \text{const}$ и $Q_3 = \text{const}$, то

$$K_0 = \omega_0^2 \cdot \text{const}. \quad (2.60)$$

Квадратичная зависимость в (2.59) и (2.60) объясняется тем, что с увеличением частоты, одновременно возрастают проводимость антенной цепи $1/|\underline{Z}_{\Lambda_0}| = \omega C_\Lambda$ и резонансное сопротивление контура R_3 .

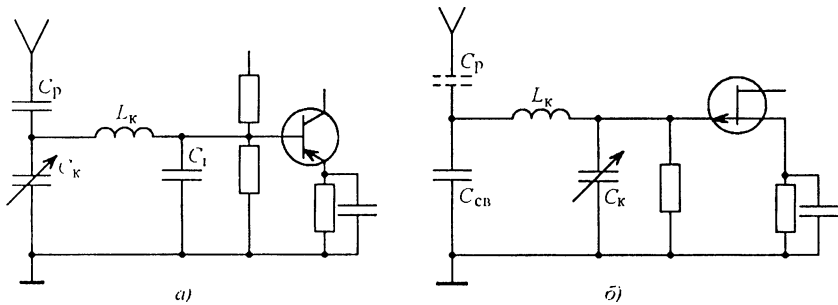


Рис. 2.18

Если применить внутреннюю емкостную связь контура с АЭ (рис. 2.18, а), то в соответствии с (2.56) получим

$$K_0 = (C_\Lambda / C_{1\Sigma}) Q_3,$$

где $Q_3 = 1/d_3$ определяется соотношением (2.57).

Избирательность ВЦ при больших расстройках найдем из (2.16) с учетом (2.58):

$$Se = \frac{\omega_0}{\omega} \frac{1}{d_3} \left| \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right| = Q_3 \left| 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right|.$$

Входные цепи с внутренней емкостной связью с антенной.

В схеме на рис. 2.18, б антенна и вход АЭ подключены к контуру через емкостный делитель, образованный $C_{св}$ и $C_\Sigma = C_\kappa + C_{вк}$, причем $C_{св} \gg C_\Sigma$, чтобы связь антенны с контуром была слабой. Результирующая емкость контура $C = C_\Sigma C_{св} / (C_\Sigma + C_{св})$. Коэффициент включения

$$m = C / C_{св} = (C_\Sigma + C_{св}) \approx C_\Sigma / C_{св}; \quad n = C / C_\Sigma = 1 / \omega_0^2 L_\kappa C_\Sigma. \quad (2.61)$$

Пренебрегая активным сопротивлением антенны, найдем

$$|\underline{Z}_{\Lambda 0}| \approx \omega_0 L_\Lambda - 1 / \omega_0 C_\Lambda = (1 - \omega_0^2 / \omega_\Lambda^2) / \omega_0 C_\Lambda, \quad (2.62)$$

где $\omega_\Lambda = 1 / \sqrt{L_\Lambda C_\Lambda}$ — собственная частота антенной цепи.

Из (2.14) с учетом (2.61) и (2.62) резонансный коэффициент передачи:

$$K_0 = \frac{C_\Lambda}{C_{св}} Q_3 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_\Lambda^2} \right).$$

Если $\omega_\Lambda^2 \gg \omega_0^2$, то $K_0 = (C_\Lambda / C_{св}) Q_3$. При $Q_3 = \text{const}$ коэффициент K_0 не зависит от частоты. Условие $\omega_\Lambda \gg \omega_0$ выполняется при ма-

лых геометрических размерах антенны или искусственном укорочении антенны с помощью малой емкости C_p . Нетрудно видеть, что схемы на рис. 2.18, *а* и *б* равноценны. Цепь по схеме на рис. 2.18, *а* рекомендуют использовать при малых входных сопротивлениях АЭ, когда необходимо $n \ll 1$, а цепь по рис. 2.18, *б* – при больших $R_{вх}$, когда допустимо $n = 1$.

Избирательность ВЦ при больших расстройках находим по формуле (2.16) с учетом (2.61) и (2.62):

$$Se = \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{d_3} \left| \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right| = Q_3 \left| \frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right|.$$

Входные цепи приемника с рамочными и ферритовыми антеннами. Рамочные антенны (рис. 2.19) обладают направленными свойствами.

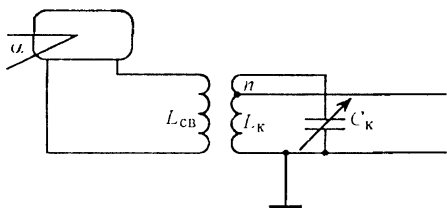


Рис. 2.19

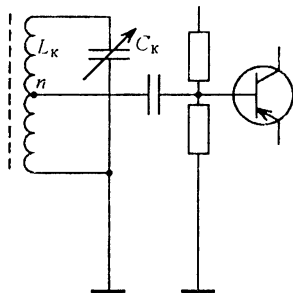


Рис. 2.20

Свойства направленности выражаются в том, что ЭДС сигнала в антенне E_A зависит от угла α между плоскостью рамки и направлением прихода сигнала: $E_A = E_{A_0} \cos \alpha$, где $E_A = \epsilon_0 h_d$ – ЭДС сигнала в антенне при приходе электромагнитной волны в направлении плоскости рамки. Действующая высота рамочной антенны зависит от площади рамки S_p и числа витков N_n : $h_d = 2\pi S_p N_n / \lambda$, где λ – длина волны. Коэффициент передачи ВЦ с рамочной антенной определяется выражением (2.49), в котором

$$\left| Z_{A_0} \right| \approx \sqrt{R_A^2 + (\omega_0 L_\Sigma)^2}, \quad L_\Sigma = L_p + L_{св}.$$

Для уменьшения размеров рамки при сохранении достаточной действующей высоты применяют сердечник из феррита, увеличивающий ЭДС сигнала благодаря концентрации магнитного потока. Действующая высота ферритовой антенны $h_d = 2\pi S_p N_n \mu_d \psi / \lambda$, где μ_d – действующая магнитная проницаемость ферритового сер-

дечника; ψ – коэффициент, определяемый формой антенной катушки и ее положением на сердечнике.

Антенная катушка используется и в качестве индуктивности входного контура (рис. 2.20). Такие ВЦ широко реализуются в радиовещательных РПрУ. Коэффициент передачи напряжения ВЦ можно найти из общего выражения (2.14), подставив в него $m = 1$ и $|\underline{Z}_{\Lambda_0}| \approx \omega_0 L_K$; $K_0 = nQ_3$.

В приемниках с ферритовой антенной чувствительность принято выражать в единицах напряженности поля сигнала: $\varepsilon_c = E_A / h_d$, мкВ/м. В действительности ферритовая антенна принимает магнитную составляющую поля сигнала $H_c = \varepsilon_c / 120\pi$, поэтому такую антенну часто называют *магнитной*.

Коэффициент передачи по полю ВЦ с ферритовой антенной определяется выражением $K_{0c} = U_c / \varepsilon_c = nQ_3 h_d$.

Входные цепи с полосовым фильтром. В ВЦ полосовой фильтр применяется в тех случаях, когда необходимо получить форму резонансной кривой, близкую к прямоугольной, т.е. обеспечить высокую избирательность и одновременно хорошую равномерность передачи в заданной полосе пропускания. Например, в радиовещательных приемниках в диапазонах длинных и средних волн часто используется двухконтурный ПФ. На СВЧ широко используются ПФ с большим числом контуров.

Перестройка контуров ПФ по диапазону сопровождается изменением коэффициента передачи и полосы пропускания. Чтобы эти показатели менялись не слишком резко, выбирают такую схему связи между контурами фильтра, при которой с увеличением частоты коэффициент связи уменьшается, а полоса пропускания остается почти неизменной. Для этого используют комбинированную связь между контурами – внутреннюю и внешнюю емкостную или внутреннюю емкостную и трансформаторную. На рис. 2.4 внутренняя емкостная связь создается конденсатором $C_{св1}$ внешняя – конденсатором $C_{св2}$.

Связь первого контура фильтра с антенной выполняют так же, как и в одноконтурных схемах. Для определения резонансного коэффициента передачи ВЦ в (2.14), (2.51), (2.59) заменить Q_3 на резонансный коэффициент передачи фильтра $K_{ф0}$. Например, для двухконтурной ВЦ из (2.14) получаем

$$K_0 = \frac{mnR_3}{|\underline{Z}_{\Lambda_0}|} \frac{\beta}{1 + \beta^2}.$$

Для схемы, приведенной на рис. 2.4,

$$K_0 = k \sqrt{\frac{L_k}{L_A}} \frac{nQ_0}{|1 - \omega_A^2 / \omega_0^2|} \frac{\beta}{1 + \beta^2},$$

где $\beta = k/d$, – обобщенный коэффициент связи контуров фильтра. При настройке на разные частоты он меняется и влияет на изменение коэффициента передачи ВЦ по диапазону.

2.8. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ ПРИЕМНИКОВ СВЧ

В приемниках систем радиосвязи, радиовещания и телевидения входные цепи СВЧ помимо выполнения общих для всех таких цепей функций частотной избирательности и ослабления паразитного излучения колебаний гетеродина через приемную антенну предназначены также для уменьшения влияния изменений выходного комплексного сопротивления антенно-фидерного тракта на характеристики первого каскада, т.е. для их развязки. Во избежание отражений энергии СВЧ входное и выходное сопротивления ВЦ согласовываются с антенно-фидерным устройством и входом первого каскада. Как и на умеренно высоких частотах, такие ВЦ имеют характер резонансных систем или фильтров, однако специфика микроволнового диапазона делает их схемную, а главное конструктивную реализацию существенно отличной, поскольку на частотах выше 300...500 МГц они выполняются преимущественно на элементах с распределенными параметрами [1–3].

По способу реализации резонаторы СВЧ делят на плоскостные и объемные. Плоскостные резонаторы выполняются на основе линий передачи различных типов: несимметричной и симметричной микрополосковой (МПЛ), щелевой, копланарной и др. Конструктивно резонатор может быть короткозамкнутым или разомкнутым на конце. При длине $l < \Lambda/4$, где Λ – длина волны в линии передачи, короткозамкнутый отрезок эквивалентен индуктивности, разомкнутый – емкости, а при $l = n\Lambda/4$, где $n = 1, 2, \dots$, такие отрезки становятся резонансными и эквивалентными соответственно параллельному или последовательному контуру. Короткозамкнутые резонаторы на МПЛ имеют малые размеры, потери на излучение и сравнительно высокую добротность ($Q = 200...300$), но из-за наличия короткозамыкателя сложнее технологически. Простые в изготовлении разомкнутые на конце резонаторы вследствие потерь на излучение имеют более низкую добротность ($Q_0 \approx 100$). В СВЧ тракт резонаторы включаются по схеме двух- или четырехполюсника выполняются в виде шлейфов. На их основе могут образовываться составные резонаторы в виде наборов последовательно или параллельно включенных элементарных резонаторов.

Кроме прямоугольных применяют плоские резонаторы также круглой, эллиптической и кольцевой формы. Перестройка частоты плоских резонаторов может быть механической — изменением размеров, а также электрической — обычно с помощью включенно-го в резонатор варикапа.

Применяемые в РПРУ СВЧ более высокодобротные объемные резонаторы делятся на твердотельные и полые. Твердотельные резонаторы представляют собой небольшие объемы диэлектрика ($\epsilon_r \gg 1$) или феррита ($\mu_r \gg 1$), в которых имеет место объемный резонанс электромагнитного поля. Диэлектрические резонаторы (ДР) представляют собой диски, цилиндры, бруски, кольца и т.п., форма, размеры и диэлектрическая проницаемость которых выбраны так, чтобы в них на заданной частоте выполнялись условия электромагнитного резонанса вследствие явления полного внутреннего отражения электромагнитной волны. Геометрические размеры ДР пропорциональны, $\lambda / \sqrt{\epsilon_r \mu_r^3}$, где λ — длина волны в свободном пространстве, поэтому при $\epsilon_r \gg 1$ они оказываются намного меньше длины волны, т.е. такие резонаторы весьма компактны. Собственная добротность ненагруженного ДР в первом приближении определяется как $Q_0 \approx 1/\text{tg } \delta$, где $\text{tg } \delta$ — тангенс угла диэлектрических потерь в материале резонатора. Поскольку у используемых материалов типичные значения $\text{tg } \delta = 10^{-3} \dots 10^{-4}$, собственная добротность ДР на сантиметровых волнах достигает нескольких тысяч и может быть еще увеличена путем охлаждения. Для повышения температурной стабильности параметров ДР используют керамические материалы с низким температурным коэффициентом изменения ϵ_r , не превышающим $10^{-6} 1/^\circ\text{C}$.

В СВЧ тракте ДР включаются двумя способами. При первом способе резонатор включается между двумя несвязанными линиями передачи, например, расположенными ортогонально или разделенными участком волновода. На резонансной частоте ДР возбуждается и линии оказываются связанными его полем. При втором способе ДР находится вне основного тракта и связан с ним электромагнитными полями. На резонансной частоте ДР возбуждается, его переизлученное поле компенсирует поле падающей волны и в тракте возникает стоячая волна. Вдали от резонанса ДР не возбужден, и вся мощность в тракте поступает в нагрузку. Подстройка частоты ДР достигается внесением в их электрическое поле металлических или диэлектрических тел. Наиболее эффективно использование ДР в сантиметровом диапазоне, на дециметровых волнах они проигрывают по массогабаритным показателям резонаторам других типов, а на миллиметровых их малые размеры создают определенные технологические затруднения.

Наиболее типичный ферритовый резонатор (ФР) представляет собой тщательно отшлифованную сферу диаметром 0,3...1 мм из монокристалла железоиттриевого граната (ЖИГ), помещенную в центре двух ортогонально расположенных петель связи, плоскость которых совпадает с направлением постоянного подмагничивающего поля напряженностью H_0 . Каждая из петель соединена одним концом с подводящей (отводящей) линией, а другой ее конец заземлен по СВЧ с помощью четвертьволнового отрезка. При определенном сочетании внешних магнитного и СВЧ полей в такой сфере из-за физических свойств феррита возникает ферромагнитный резонанс, и если при $H_0 = 0$ связь между входом и выходом ФР отсутствует из-за ортогональности расположения петель связи, то при резонансе через сферу ЖИГ энергия СВЧ передается от входа к выходу.

Одним из главных достоинств ФР является возможность получения больших значений добротности (до $Q_0 \approx 10^4$) вплоть до миллиметровых волн, причем это единственный тип резонаторов СВЧ, резонансная частота которых не зависит от размеров, а определяется только напряженностью постоянного подмагничивающего поля: $f_0 = \gamma_0 H_0 / 2\pi$, где $\gamma_0 \approx 0,22$ МГц·рад·А⁻¹ – гиромагнитная постоянная; H_0 – напряженность поля, А·м⁻¹. Другое важное достоинство ФР – возможность весьма широкодиапазонной перестройки резонансной частоты изменением H_0 при сохранении линейной зависимости $f_0(H_0)$. Недостатком ФР является сильная зависимость резонансной частоты от температуры.

Полые объемные резонаторы в радиоприемной технике в настоящее время используются крайне редко из-за плохих массогабаритных показателей и низкой конструктивной и технологической совместимости с другими узлами и блоками РПрУ, выполненными по интегральной технологии. К их достоинствам относится возможность реализации очень высоких добротностей, а также надежная экранировка от воздействия внешних электромагнитных полей. Регулярные объемные резонаторы представляют собой отрезки волноводных или коаксиальных линий передачи, замкнутых на концах. Существуют также радиальные, спиральные резонаторы, кольцевые резонаторы бегущей волны и др. Соединения отрезков линий передачи, в том числе различных типов и в сочетании с элементами с сосредоточенными параметрами, образуют резонаторы сложной формы.

Наиболее распространенными узлами ВЦ приемников СВЧ являются разнообразные фильтры, различающиеся по виду электрических характеристик (полосовые, режекторные, верхних частот), типу АЧХ (максимально плоская, равноволновая, эллиптичес-

кая), типу используемых линий передачи, числу и виду резонаторов. Основной характеристикой фильтров является АЧХ – зависимость $L(f)$, где $L=1/K_p=P_{вх}/P_{вых}=P_{вх}/[P_{вх}(1-|\Gamma|^2)]=1/(1-|\Gamma|^2)\geq 1$ – рабочее затухание фильтра; Γ – коэффициент отражения от его входа. Рабочее затухание принято выражать в децибелах; $L=10 \lg(P_{вх}/P_{вых})$, а вместо непосредственно частоты f использовать относительную расстройку от центральной частоты f_0 : $y=f/f_0-f_0/f \approx 2(f-f_0)/f_0$.

У фильтров с максимально плоской АЧХ (характеристикой Баттерворта) затухание возрастает монотонно по мере отстройки от центральной частоты. Такая АЧХ показана штриховой линией на рис. 2.21, где $f_{п1}, f_{п2}, f_{з1}, f_{з2}$ – граничные частоты полосы пропускания П и полосы заграждения П₃; L_0 – диссипативные потери; $L_n, \Delta L_n$ – допустимые потери и неравномерность затухания в полосе пропускания; L_3 – гарантированное затухание. Максимально плоская АЧХ аппроксимируется функцией $L=1+\eta(f/f_n)^{2n}$, где $n \geq \lg \sqrt{(L_3-1)(L_n-1)} / \lg(\Pi_3/\Pi)$ – число звеньев фильтра-прототипа (L_3, L_n – в безразмерных единицах); $\eta = 10^{L_n/10} - 1$ – коэффициент неравномерности затухания (L_n , дБ).

У фильтров с равноволновой (чебышевской) АЧХ зависимость затухания от частоты в полосе пропускания имеет осциллирующий характер. Такая характеристика показана сплошной кривой на рис. 2.21 и аппроксимируется выражением $L=1+\eta T_n^2(f/f_n)$, где $T_n(f/f_n)$ – полином Чебышева первого рода n -го порядка; $n \geq \text{arcsch} \sqrt{(L_3-1)(L_n-1)} / \text{arcsch}(\Pi_3/\Pi)$.

При одинаковых полосах пропускания и крутизне скатов фильтры с чебышевской характеристикой реализуются меньшим

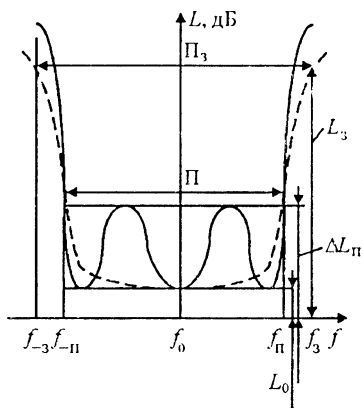


Рис. 2.21

числом элементов, чем фильтры с максимально плоской характеристикой, однако АЧХ первых более неравномерны, а ФЧХ сильнее отклоняются от линейных. Если необходимо получить всплески затухания на заданных частотах в полосе заграждения, применяют ПФ с эллиптическими АЧХ (характеристиками Кауэра – Золотарева).

Наиболее широко в РПРУ СВЧ применяются ПФ и режекторные фильтры на МПЛ. Фильтры на несимметричных МПЛ имеют меньшую собственную добротность резонаторов вследствие повышенных потерь в проводниках и потерь излучения с разомкнутых концов, из-за связей по поверхностным волнам обычно у них $L_s \leq 40$ дБ. Фильтры на симметричных МПЛ обеспечивают относительно меньшее затухание в полосе пропускания и большее – в полосе заграждения, однако они менее технологичны в связи с трудностями обеспечения короткого замыкания отрезков линий и подстройки.

Простейшие ПФ на МПЛ представляют собой последовательно связанные через торцевые емкости полуволновые разомкнутые резонаторы (рис. 2.22, а). Ширина полосы пропускания этих ПФ определяется шириной зазоров s между резонаторами: чем меньше s , тем сильнее связь и шире полоса П. Наибольшее распространение получили ПФ на связанных линиях (МПЛ, копланарных и др.) с индуктивной связью между полуволновыми разомкнутыми или короткозамкнутыми резонаторами. Типичная топология ПФ на МПЛ с разомкнутыми резонаторами показана на рис. 2.22, б.

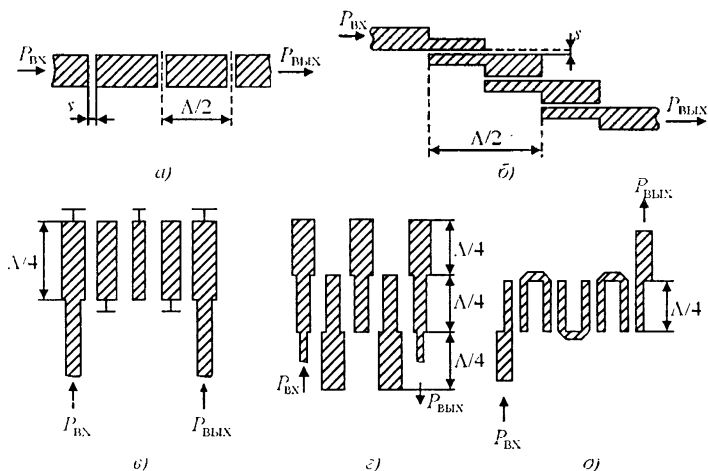


Рис. 2.22

Вследствие технологических ограничений на реализацию малых значений s обычно Π/f_0 у этих фильтров не превышает 5...20 %. Уменьшение линейных размеров таких сравнительно длинных ПФ достигается наклонным расположением резонаторов или их сворачиванием в меандры. Указанные фильтры имеют паразитные полосы пропускания на частотах $2f_0$, $4f_0$ и т.д.

Более компактны также широко используемые ПФ на встречных стержнях, состоящие из связанных четвертьволновых резонаторов, короткозамкнутых на одном конце и разомкнутых – на другом (рис. 2.22, в). Если в таком фильтре входная и выходная линии выполняют функции трансформаторов полных сопротивлений, он обладает узкой или средней полосой пропускания (Π/f_0 от 1...20 %). Для получения более широких полос (до 60 %) все линии фильтра должны быть резонаторами. К достоинствам таких ПФ относят: возможность получения большого затухания в полосе заграждения, расположение паразитных полос пропускания на более высоких частотах ($3f_0$, $5f_0$, ...), удобные для реализации относительно широкие зазоры между резонаторами. Их недостатком является необходимость короткого замыкания концов резонаторов. От этого недостатка свободен компактный и технологичный модифицированный встречно-штыревой ПФ, состоящий из параллельно связанных линий длиной $3\lambda/4$ (рис. 2.22, з).

Не требуют закорачивания концов резонаторов и ПФ на полуволновых подковообразных (шпилечных) резонаторах (рис. 2.22, д). Они компактны, имеют меньшие по сравнению с фильтрами на параллельно связанных линиях потери на излучение, в них легко реализуются полосы пропускания до 25 %.

Кроме описанных применяются гребенчатые ПФ, выполненные на основе четвертьволновых шлейфов и четвертьволновых соединительных линий, на комбинациях щелевой и микрополосковой линий и др. Все перечисленные ПФ могут быть реализованы как с максимально плоскими, так и с чебышевскими характеристиками. Для получения эллиптических АЧХ в фильтре на связанных МПЛ, например, включают дополнительные резонаторы, чем обеспечиваются полюса затухания в полосе заграждения. Режекторные фильтры реализуются на связанных линиях или с использованием одинаковых резонаторов, связанных между собой четверть-волновыми инверторами полного сопротивления.

Фильтры на диэлектрических резонаторах (ФДР) работают на частотах от сотен мегагерц до сотен гигагерц, обладают хорошими массогабаритными показателями, просты в настройке. Такие фильтры могут работать на основе различных электромагнитных процессов, протекающих в их звеньях, но для применения в РПРУ

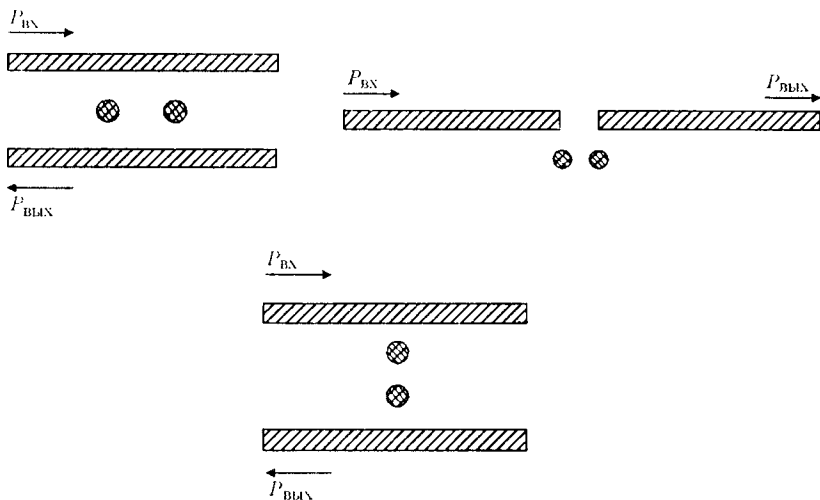


Рис. 2.23

наиболее пригодны фильтры стоячих волн на ДР с $\epsilon_r = 40 \dots 1000$, реализуемые в микрополосковом, волноводном или коаксиальном исполнении.

Существуют различные способы включения ДР в СВЧ тракт. На рис. 2.23 представлены топологии нескольких вариантов включения двух дисковых ДР между полосковыми линиями, обеспечивающих реализацию АЧХ полосового фильтра. Недостатком ФДР является сравнительно близкое расположение основной и паразитных полос пропускания. Для улучшения работы ФДР увеличивают число однотипных звеньев с низшими видами колебаний и используют ДР сложной формы.

Основное достоинство фильтров на ферритовых резонаторах (ФФР) – чрезвычайно широкий диапазон электрической перестройки частоты, который может достигать нескольких, октав при крутизне перестройки десятки мегагерц на миллиампер и времени перестройки, составляющем единицы – десятки миллисекунд. На сферах ЖИГ могут быть реализованы ФФР с частотами $0,1 \dots 90$ ГГц. Полоса пропускания ФФР составляет десятки мегагерц и зависит от числа ФР, их собственной добротности, рабочей частоты, степени связи с линиями передачи. С увеличением числа ФР полоса пропускания расширяется. Допустимые потери в полосе пропускания L_n определяются степенью связи ФР с линиями передачи и в однорезонаторных ФФР составляют 0,2 дБ, а в многорезонаторных 6...8 дБ. К недостаткам ФФР относят: наличие гистерезиса характеристик $f_0(H_0)$; отмечающаяся выше температур-

ная нестабильность параметров, требующая принятия мер термостабилизации; существование паразитных резонансных частот; необходимость применения стабилизированных источников питания.

Для устранения влияния изменений комплексного выходного сопротивления антенно-фидерного тракта на характеристики первого каскада РПрУ СВЧ между выходом тракта и входом каскада включают невзаимные ферритовые устройства – ФЦ и ФВ, входные комплексные сопротивления которых сравнительно постоянны. Если первым является каскад регенеративного типа, наличие невзаимного развязывающего устройства в ВЦ становится обязательным. Наиболее широко применяются У-циркуляторы в микрополосковом и волноводном исполнениях. Они обладают хорошими электрическими параметрами, достаточной широкополосностью и приемлемыми массогабаритными показателями. При включении в одно из плеч такого ФЦ согласованной нагрузки он превращается в ФВ.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Назначение и основные характеристики ВЦ.
2. Почему настройка контура ВЦ с помощью переменной емкости предпочтительнее настройки переменной индуктивностью?
3. Нарисуйте схемы ВЦ с разными видами связи контура с антенной и объясните назначение элементов.
4. Составьте эквивалентные схемы ВЦ с различными видами связи контура с антенной.
5. Какими параметрами определяется коэффициент передачи ВЦ? Условия получения максимального коэффициента передачи ВЦ?
6. Условия согласования антенны со входом приемника?
7. Из каких соображений выбирается связь входного контура с настроенной антенной? Схемы связи?
8. Из каких соображений выбирается связь входного контура с ненастроенной антенной? Почему? Схемы связи?
9. От чего зависит избирательность ВЦ?
10. От чего зависит ширина полосы пропускания ВЦ?
11. Как выбирается связь входного контура с АЭ?
12. Перечислите основные типы объемных резонаторов и фильтров СВЧ, используемых в качестве ВЦ РПрУ. Опишите их достоинства и недостатки.
13. Какими соображениями руководствуются при выборе типа АЧХ (максимально плоская, равноволновая, эллиптическая) входных фильтров СВЧ РПрУ?

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Микроэлектронные** устройства СВЧ / Г.И. Веселов, Е.Н. Егоров, Ю.Н. АLEXIN и др.; Под ред. Г.И. Веселова. – М.: Высшая школа, 1988. – 280 с.
2. **Твердотельные** устройства СВЧ в технике связи / Л.С. Гассанов, А.А. Липатов, В.В. Марков, П.А. Могильченко. – М.: Радио и связь, 1988. – 288 с.
3. **Микроэлектронные** устройства СВЧ / П.Т. Бова, Ю.Г. Ефремов, В.В. Кошин и др. – К.: Техніка, 1984. – 184 с.
4. **Плаксенко В.С.** Устройства приема и обработки сигналов. Учебное пособие. Таганрог: Изд-во ТРТУ 1999. – 108 с.

ГЛАВА 3

УСИЛИТЕЛИ РАДИОСИГНАЛОВ

3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Усиление сигналов в приемнике может происходить до преобразователя частоты, т.е. на принимаемой частоте, и после преобразователя – на промежуточной частоте. Усиление на частоте принимаемого сигнала осуществляется с помощью УРЧ. Кроме усиления должна обеспечиваться и частотная избирательность. Для этого усилители содержат резонансные нагрузки или частотно-избирательные элементы межкаскадной связи. Диапазонные УРЧ должны иметь контуры с переменной настройкой. Они чаще всего выполняются одноконтурными. В диапазонах умеренно высоких частот АЭ усилителя служат полевые или биполярные транзисторы в дискретном или интегральном исполнении. Первые каскады приемников рекомендуют выполнять на ПТ, так как при этом реализуются их преимущества: малый коэффициент шума, большое входное сопротивление, высокая линейность усиления. В УПЧ предпочтение отдается БТ вследствие обеспечения ими более высокого коэффициента усиления. На СВЧ помимо транзисторных могут применяться также ППУ и туннельные усилители.

К основным параметрам резонансных усилителей относятся коэффициент усиления, избирательность, коэффициент шума, искажения сигнала и устойчивость, т.е. способность усилителя сохранять в процессе эксплуатации основные свойства и характеристики.

3.2. СХЕМЫ РЕЗОНАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ НА НЕВЗАИМНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

В усилителях радиосигналов находят применение в основном две схемы включения АЭ: с общим эмиттером и общей базой в каскадах на БТ, с общим истоком и общим затвором в усилителях на ПТ.

Усилители с ОЭ (ОИ) в диапазонах метровых и более длинных волн позволяют получить наибольшее усиление мощности. Усилители с ОБ (ОЗ) отличаются большей устойчивостью к самовозбуждению, поэтому часто используются в дециметровом и

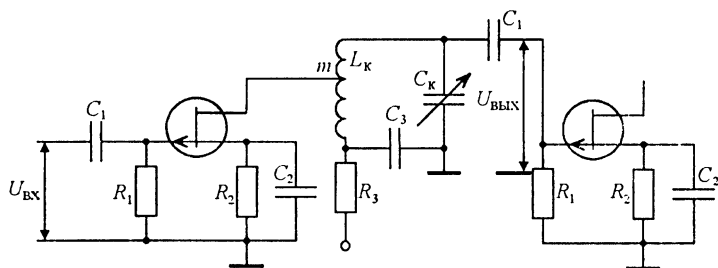


Рис. 3.1

сантиметровом диапазоне волн. Принципы построения и анализа резонансных усилителей идентичны для различных типов и схем включения УП.

Рассмотрим основные особенности построения схем УРЧ. На рис. 3.1 приведена схема резонансного усилителя на ПТ с ОИ. В цепь стока включен колебательный контур, содержащий катушку индуктивности L_k и конденсатор C_k . Настраивается контур на резонансную частоту с помощью C_k . В усилителе применено последовательное питание стока через развязывающий фильтр R_3C_3 и катушку L_k . Поскольку значение емкости C_3 в 50...100 раз превышает максимальную емкость C_k , резонансная частота контура определяется практически только параметрами L_k и C_k .

На частоте резонанса контур имеет наибольшее эквивалентное активное сопротивление. При этом коэффициент усиления максимален и называется резонансным. На частотах, отличающихся от резонансной, уменьшение эквивалентного сопротивления и коэффициента усиления определяет избирательные свойства усилителя.

Исходный режим на затворе определяется падением напряжения тока истока на R_2 . Емкость C_2 устраняет ООС по переменному току. Конденсатор C_1 — разделительный. Резистор R_1 служит для подачи напряжения смещения на затвор.

На рис. 3.1 показано автотрансформаторное подключение контура к стоку транзистора для повышения устойчивости усилителя. В каскадах на БТ частичное (трансформаторное или автотрансформаторное) подключение контура к АЭ используется не только для повышения устойчивости усилителей, но и для уменьшения шунтирования контура сравнительно малыми входными и выходными сопротивлениями транзисторов. Так на рис. 3.2 приведена схема двойной автотрансформаторной связи контура L_kC_k с транзисторами при коэффициентах трансформации m и n . Напряжение питания на коллектор подано через развязывающий фильтр R_4C_2 и часть витков катушки индуктивности контура L_1 . Режим по

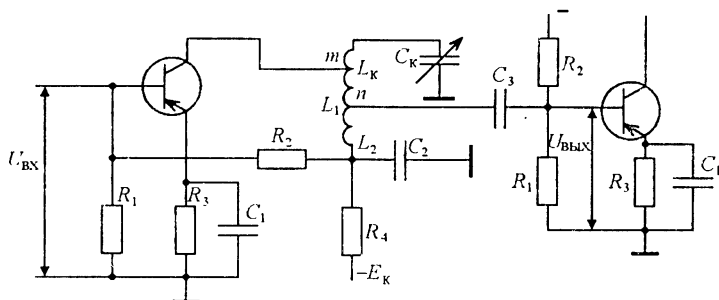


Рис. 3.2

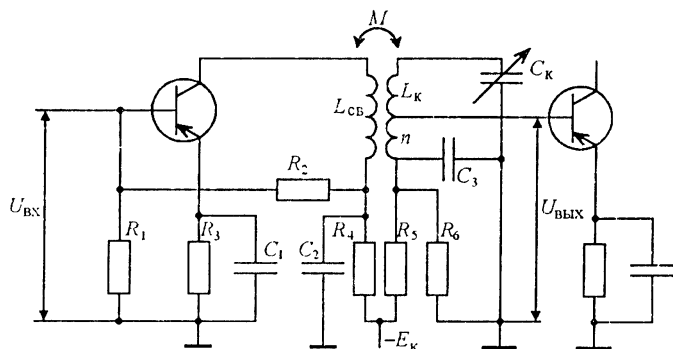


Рис. 3.3

постоянному току и температурная стабилизация обеспечиваются с помощью резисторов R_1 – R_3 . Емкость C_1 устраняет ООС по переменному току. Разделительный конденсатор C_3 предотвращает попадание питающего напряжения коллектора в цепь базы.

В усилителе, схема которого показана на рис. 3.3, контур имеет трансформаторную связь с коллектором транзистора данного каскада и автотрансформаторную с входом следующего. Трансформаторная связь конструктивно более удобна.

3.3. АНАЛИЗ ОБОБЩЕННОЙ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

В режиме малых сигналов УП (транзистор, ИМС) можно представить активным линейным четырехполюсником, описываемым системой уравнений (2.23) для Y -параметров. Полная эквивалентная схема усилителя содержит также источник сигнала и нагрузку (рис. 3.4), которые описываются уравнениями

$$I_1 = I_r - \underline{U}_1 Y_r; \quad (3.1)$$

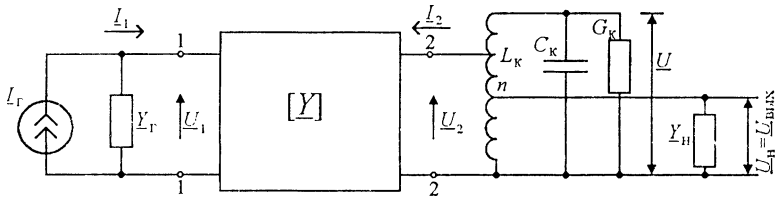


Рис. 3.4

$$I_2 = -U_2 Y'_\Sigma, \quad (3.2)$$

где

$$Y'_\Sigma = Y_\Sigma / m^2 = (Y_\kappa + n^2 Y_\Pi) / m^2 \quad (3.3)$$

– суммарная проводимость контура и нагрузки, пересчитанная к выходу четырехполюсника (точкам 2–2).

В (3.2) знак «минус» появляется вследствие того, что падение напряжения на нагрузке четырехполюсника (в точках 2–2) от тока I_2 противоположно напряжению U_2 . На схеме показано неполное включение контура. Коэффициенты включения

$$m = U_2 / U; \quad n = U_\Pi / U. \quad (3.4)$$

Определим основные характеристики усилителя. Коэффициент усиления каскада с учетом (3.4)

$$K = \underline{U}_{\text{вых}} / \underline{U}_{\text{вх}} = \underline{U}_\Pi / \underline{U}_1 = (n/m) (\underline{U}_2 / \underline{U}_1). \quad (3.5)$$

Отношение $\underline{U}_1 / \underline{U}_2$ найдем из второго уравнения четырехполюсника (2.23), подставив в него I_2 из уравнения нагрузки (3.2): $-U_2 Y'_\Sigma = Y_{21} U_1 + Y_{22} U_2$. Отсюда

$$\underline{U}_2 / \underline{U}_1 = -Y_{21} / (Y_{22} + Y'_\Sigma). \quad (3.6)$$

После подстановки (3.6) в (3.5) получаем

$$K = -\frac{n}{m} \frac{Y_{21}}{Y_{22} + Y'_\Sigma}. \quad (3.7)$$

Учитывая (3.3), коэффициент усиления (3.7) можно записать в виде

$$\underline{K} = -mn Y_{21} / Y_\Sigma = -mn Y_{21} R_3 / (1 + j\xi), \quad (3.8)$$

где

$$Y_\Sigma = Y'_\Sigma + m^2 Y_{22} = Y_\kappa + m^2 Y_{22} + n^2 Y_\Pi = G_3 (1 + j\xi); \quad (3.9)$$

$$G_3 = 1/R_3 = G_\kappa + m^2 G_{22} + n^2 G_\Pi. \quad (3.10)$$

Сопоставляя выражения (3.8) и (2.12), видим, что они отличаются только знаком и значением проводимости: в (3.8) вместо $1/\underline{Z}_A$ входит \underline{Y}_{21} .

Поэтому многие выводы, сделанные для ВЦ на основании (2.12), будут действительны и для усилителей.

Модуль коэффициента усиления из (3.8)

$$K = mn |Y_{21}| R_3 / \sqrt{1 + \xi^2}. \quad (3.11)$$

Принимая $\xi = 0$, находим резонансный коэффициент усиления

$$K_0 = mn |Y_{210}| R_3 = \frac{mn |Y_{210}|}{G_k + m^2 G_{22} + n^2 G_n}. \quad (3.12)$$

Поскольку K_0 зависит от коэффициентов m и n двояко, должны существовать оптимальные значения m и n , при которых K_0 будет максимальным. Найдем их при условии ограничения полного затухания контура. Если $D = d_3/d_k = G_3/G_k$, то с учетом (3.10)

$$G_3 = DG_k = m^2 G_{22} + n^2 G_n + G_k. \quad (3.13)$$

При этом согласно (3.12) коэффициент усиления

$$K_0 = mn |Y_{210}| / DG_k. \quad (3.14)$$

Из (3.13) найдем коэффициент m и, подставив его в (3.14), получим

$$K_0 = \frac{n |Y_{210}|}{DG_k} \sqrt{\frac{(D-1)G_k - n^2 G_n}{G_{22}}}. \quad (3.15)$$

Исследуем (3.15) на экстремум. Для этого решим относительно n уравнение $dK_0/dn = 0$. Убеждаемся, что коэффициент усиления будет максимальным при

$$n_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{D-1}{2} \frac{G_k}{G_n}}. \quad (3.16)$$

Из (3.13) с учетом (3.16)

$$m_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{D-1}{2} \frac{G_k}{G_{22}}}. \quad (3.17)$$

Подставив (3.16) и (3.17) в (3.14), найдем максимальный коэффициент усиления:

$$K_{0 \text{ max}} = \frac{|Y_{210}|}{2\sqrt{G_n G_{22}}} \left(1 - \frac{1}{D}\right). \quad (3.18)$$

Из (3.16) и (3.17) видим, что резонансный коэффициент усиления максимален при одинаковом шунтировании контура со стороны выхода УЭ и со стороны нагрузки, т.е. при $m^2 G_{22} = n^2 G_n =$

$= (D - 1) G_k / 2$. При малом собственном (конструктивном) затухании контура, т.е. при $D \gg 1$, усиление достигает предельного для данного УЭ значения

$$K_{0 \text{ пред}} = |Y_{210}| / 2\sqrt{G_n G_{22}}.$$

Если же конструктивное затухание контура велико и близко к эквивалентному, заданному из условия получения требуемой избирательности, то усиление получается малым, т.е. при $D \rightarrow 0$ $K_0 \rightarrow 0$. Ясно, что в общем случае нужно стремиться выполнять контур с возможно меньшим собственным затуханием.

Формулы (3.11) и (3.12) позволяют вывести уравнение резонансной кривой усилителя*:

$$\frac{K_0}{K(\omega)} = \frac{1}{\gamma} = \frac{m(\omega_0)n(\omega_0)|Y_{210}|}{m(\omega)n(\omega)|Y_{21}|} \sqrt{1 + \xi^2}. \quad (3.19)$$

Уравнение (3.19) отличается от уравнения резонансной кривой одиночного контура зависимостью от расстройки коэффициентов m , n и проводимости $|Y_{21}|$ (крутизны) УЭ. При малых расстройках можно пренебречь изменением коэффициентов m , n и $|Y_{21}|$. Тогда из (3.19) получим $1/\gamma = \sqrt{1 + (2\Delta f/f_0 d_3)^2}$. Отсюда полоса пропускания усилителя при заданной неравномерности γ

$$\Pi_\gamma = f_0 d_3 \sqrt{(1/\gamma^2) - 1}.$$

При $\gamma = 0,707$ $\Pi_{0,7} = f_0 d_3$.

Фазочастотная характеристика усилителя с учетом определенных У-параметров имеет вид

$$-\varphi_\gamma = \text{arctg } \xi + \text{arctg } \omega \tau_{21}. \quad (3.20)$$

Определим входную проводимость усилителя (в точках 1-1 на рис. 3.4). Из первого уравнения четырехполюсника (2.3)

$$Y_{\text{вх}} = I_1/U_1 = Y_{11} + Y_{12}U_2/U_1. \quad (3.21)$$

Подставляя в (3.21) значение U_2/U_1 из (3.6), находим

$$Y_{\text{вх}} = Y_{11} - Y_{12}Y_{21}/(Y_{22} + Y_2). \quad (3.22)$$

Учитывая (3.5) и (3.8), выражение (3.21) можно представить также в виде

$$Y_{\text{вх}} = Y_{11} + Y_{12} (m/n) K = Y_{11} - m^2 Y_{12} Y_{21} / Y_2. \quad (3.23)$$

* В общем случае коэффициенты m и n могут зависеть от расстройки ξ , как и в (2.15).

В (3.21)–(3.23) второе слагаемое обусловлено проводимостью \underline{Y}_{12} внутренней ОС АЭ. Аналогично выходная проводимость АЭ (в точках 2–2)

$$\underline{Y}_{\text{вых}} = \underline{Y}_{22} - \underline{Y}_{12}\underline{Y}_{21}/(\underline{Y}_{11} + \underline{Y}_r). \quad (3.24)$$

Из (3.22)–(3.24) видно, что из-за внутренней ОС, обусловленной проводимостью \underline{Y}_{12} , входная проводимость зависит от проводимости нагрузки, а выходная – от проводимости источника сигнала.

3.4. ВЛИЯНИЕ ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА СВОЙСТВА РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Обратная связь в усилителях возможна через общие цепи питания, внешние элементы схемы, проводимость внутренней ОС АЭ. Первые два вида ОС в принципе могут быть устранены рациональным построением схемы и конструкцией усилителя.

Рассмотрим влияние внутренней ОС. Такая ОС в усилителе обусловлена обратной проводимостью \underline{Y}_{12} . Например, в усилителе на ПТ с ОИ она определяется проходной емкостью $C_{12} = C_{3c}$. В усилителе на БТ \underline{Y}_{12} является комплексной величиной:

$$-\underline{Y}_{12} = G_{12} + j\omega C_{12} = |\underline{Y}_{12}| e^{j\varphi_{12}}, \quad (3.25)$$

$$|\underline{Y}_{12}| = \sqrt{G_{12}^2 + (\omega C_{12})^2}; \quad (3.26)$$

$$\varphi_{12} = \text{arctg}(\omega C_{12}/G_{12}) = \text{arctg} \omega \tau_{12}. \quad (3.27)$$

Через внутреннюю ОС создаются паразитные влияния выходного контура усилителя на входной. На рис. 3.5 для наглядности элементы проводимости внутренней ОС G_{12} и C_{12} показаны вынесенными за пределы АЭ.

Проводимость ОС \underline{Y}_{12} создает на входе усилителя ток I_2 , что эквивалентно возникновению входной проводимости $\underline{Y}_{\text{вх}} \text{ОС}$, обусловленной внутренней ОС, которую называют входной динамической проводимостью. Из (3.23)

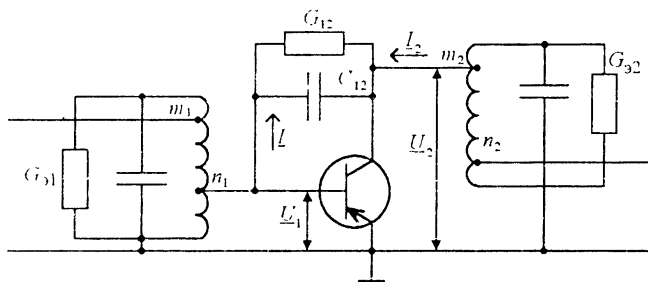


Рис. 3.5

$$\underline{Y}_{\text{вх OC}} = -m_2^2 \underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21} / \underline{Y}_{32} = -m_2^2 \underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21} R_{32} / (1 + j\xi). \quad (3.28)$$

Подставим в (3.28) выражения для \underline{Y}_{12} и \underline{Y}_{21} из системы Y -параметров БТ и (3.25):

$$\underline{Y}_{\text{вх OC}} = m_2^2 R_{32} | \underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21} | e^{j\varphi} / (1 + j\xi). \quad (3.29)$$

Здесь

$$\varphi = \varphi_{12} + \varphi_{21} = \text{arctg} \frac{\omega(\tau_{12} - \tau_{21})}{1 + \omega^2 \tau_{12} \tau_{21}} \quad (3.30)$$

– аргумент произведения $\underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21}$. В (3.30) φ_{12} и φ_{21} определяются выражениями (3.27) и из системы Y -параметров БТ. Применив формулу Эйлера, после соответствующих преобразований в (3.29) получим

$$\begin{aligned} \underline{Y}_{\text{вх OC}} &= m_2^2 R_{32} | \underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21} | \frac{\cos \varphi + \xi \sin \varphi}{1 + \xi^2} + j m_2^2 R_{32} | \underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21} | \frac{\sin \varphi - \xi \cos \varphi}{1 + \xi^2} = \\ &= G_{\text{вх OC}} + j B_{\text{вх OC}}. \end{aligned} \quad (3.31)$$

Из (3.31) видно, что входная динамическая проводимость содержит активную и реактивную составляющие. Каждая из них может быть разложена на две составляющие, которые по-разному зависят от расстройки выходного контура:

$$\begin{aligned} G_{1\text{вх OC}} &= m_2^2 R_{32} | \underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21} | \cos \varphi / (1 + \xi^2), \\ G_{2\text{вх OC}} &= m_2^2 R_{32} | \underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21} | \xi \sin \varphi / (1 + \xi^2), \\ B_{1\text{вх OC}} &= \omega C_{1\text{вх OC}} = m_2^2 R_{32} | \underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21} | \sin \varphi / (1 + \xi^2), \\ B_{2\text{вх OC}} &= \omega C_{2\text{вх OC}} = m_2^2 R_{32} | \underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21} | \xi \cos \varphi / (1 + \xi^2). \end{aligned} \quad (3.32)$$

Характер зависимостей $G_{\text{вх OC}} = f(\xi)$ и $C_{\text{вх OC}} = f(\xi)$ (3.32) показан на рис. 3.6. Эти составляющие входной динамической проводимости шунтируют входной контур (см. рис. 3.5), что приводит к изменению формы его АЧХ.

В усилителе на ПТ $G_{12} \approx 0$, $\tau_{12} \approx \infty$, $\tau_{21} \approx 0$, значения крутизны G_{21} – действительная величина, $\varphi = \pi/2$, поэтому, $G_{1\text{вх OC}} \approx 0$, $B_{2\text{вх OC}} \approx 0$ и остаются только две проводимости, обусловленные наличием C_{12} :

$$G_{2\text{вх OC}} = m_2^2 R_{32} \omega C_{12} G_{21} \xi / (1 + \xi^2);$$

$$B_{1\text{вх OC}} = \omega C_{1\text{вх OC}} = \omega C_{12} m_2^2 R_{32} G_{21} / (1 + \xi^2).$$

Рассмотрим сначала влияние этих проводимостей на форму резонансной кривой контура на входе усилителя. Будем считать, что он настроен на ту же частоту, что и выходной контур. Если бы все составляющие входной динамической проводимости не зави-

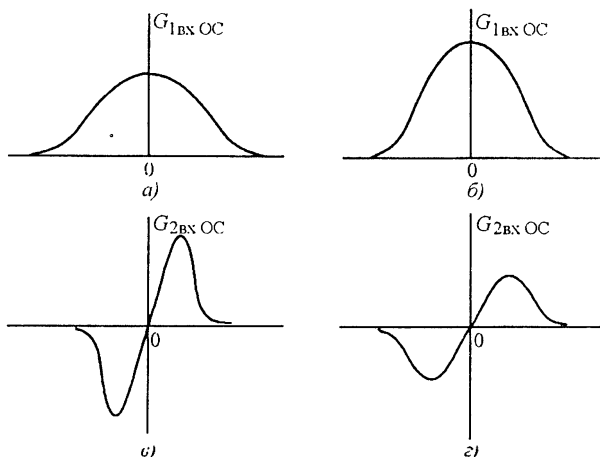


Рис. 3.6

сели от частоты, то резонансная кривая входного контура имела бы вид, показанный на рис. 3.7 сплошной линией. В действительности $G_{2вх ОС}$ и $B_{1вх ОС}$ изменяются с частотой. На частотах ниже резонансной $G_{2вх ОС}$ отрицательна и поэтому вызывает подъем усиления (штриховая линия на рис. 3.7). Это можно объяснить следующим образом. На частотах ниже ω_0 резонансный выходной контур имеет индуктивное сопротивление. Поэтому напряжение \underline{U}_2 (см. рис. 3.5) опережает ток \underline{I}_2 на угол, близкий к 90° (рис. 3.8). Под действием этого напряжения через C_{12} протекает ток \underline{I} , опережающий напряжение еще на 90° .

Так как ток \underline{I}_2 синфазен с входным напряжением \underline{U}_1 , сдвиг фаз между \underline{U}_1 и \underline{I} равен 180° , что эквивалентно отрицательной входной проводимости. Она компенсирует потери входного контура, вызывая увеличение напряжения, т.е. в усилителе возникает ПОС.

На частотах выше резонансной проводимость $G_{2вх ОС}$ положительна. Она вносит во входной контур дополнительные потери, приводя к уменьшению усиления, т.е. имеет место ООС.

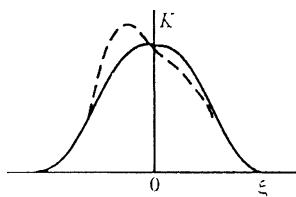


Рис. 3.7

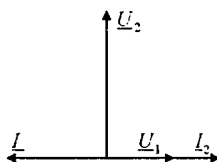


Рис. 3.8

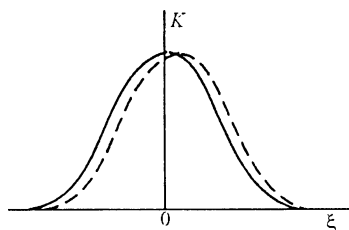


Рис. 3.9

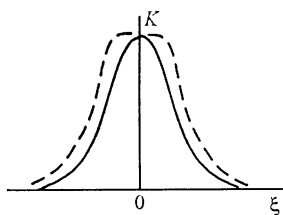


Рис. 3.10

Влияние $G_{1вх\text{ OC}}$ на форму резонансной кривой входного контура проявляется в том, что при понижении частоты полная емкость контура уменьшается, а его резонансная частота увеличивается. Фактическая расстройка больше той, на которую понижена частота. Поэтому спад усиления более резок (штриховая линия слева от оси ординат на рис. 3.9). При повышении частоты полная емкость контура уменьшается и резонансная частота контура увеличивается. Контур как бы частично подстраивается под изменяющуюся частоту. В результате фактическая расстройка уменьшается, усиление оказывается больше, чем при отсутствии ОС (штриховая линия справа от оси ординат на рис. 3.9).

В усилителе на БТ влияние емкости C_{12} приводит к аналогичным изменениям формы резонансной кривой. Однако вследствие комплексности прямой и обратной проводимостей (\underline{Y}_{21} и \underline{Y}_{12}) имеют место все четыре составляющие входной динамической проводимости (см. рис. 3.6). Рассмотрим влияние проводимостей $G_{1вх\text{ OC}}$ и $B_{2вх\text{ OC}}$ на форму резонансной кривой. Изменения $C_{2вх\text{ OC}}$ с частотой как бы частично подстраивают входной контур под изменяющуюся частоту, т.е. расширяют вершину резонансной кривой. Действительно, при резонансе $C_{2вх\text{ OC}} = 0$. При понижении частоты $C_{2вх\text{ OC}}$ увеличивается, резонансная частота понижается и фактическая расстройка контура относительно резонанса уменьшается. При повышении частоты $C_{2вх\text{ OC}}$ отрицательна. Полная емкость контура уменьшается, резонансная частота увеличивается, что приводит к уменьшению фактической расстройки и соответственно к увеличению усиления (рис. 3.10, штриховая линия). При достаточно большой расстройке $C_{2вх\text{ OC}}$ уменьшается и перестает влиять на форму резонансной кривой контура.

Проводимость $G_{1вх\text{ OC}}$ уменьшается при отклонении частоты от резонансной в обе стороны. При этом увеличивается добротность входного контура, растет усиление справа и слева от резонанса. Вершина резонансной кривой расширяется, прямоугольность улучшается (рис. 3.10, штриховая линия).

Итак, ОС в усилителе приводит к деформации формы резонансной характеристики. Возможно даже самовозбуждение усилителя из-за отрицательной проводимости $G_{2\text{вх ОС}}$.

3.5. УСЛОВИЕ УСТОЙЧИВОЙ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЯ

Известно, что в усилителе с ОС рассмотренного в § 3.4 типа условием самовозбуждения являются неравенства

$$B_{\text{г1}} + n_1^2 B_{\text{вх ОС}} = 0; \quad G_{\text{г1}} + n_1^2 G_{\text{вх ОС}} = 0, \quad (3.33)$$

первое из которых эквивалентно условию баланса фаз, второе условию баланса амплитуд. Поскольку условие баланса фаз выполняется при определенных отрицательных расстройках выходного контура, то устойчивость усилителя возможна только при нарушении условия баланса амплитуд. Усилитель не будет самовозбуждаться, если полная активная проводимость контура на его входе с учетом ОС будет положительной: $G_{\text{г1}} + n_1^2 G_{\text{вх ОС}} > 0$. Однако отсутствие самовозбуждения еще не обеспечивает стабильную работу усилителя, т.е. неизменность его показателей.

Введем коэффициент устойчивости

$$k_y = (G_{\text{г1}} + n_1^2 G_{\text{вх ОС}}) / G_{\text{г1}}, \quad (3.34)$$

который характеризует запас устойчивости. Если $k_y = 0$, то усилитель самовозбуждается. При $k_y = 1$ ОС отсутствует, что соответствует максимальной устойчивости усилителя. Практически задаются значением $k_y = 0,8 \dots 0,9$. Это означает, что под действием ОС допустимое относительное изменение показателей усилителя (усиления и полосы пропускания) не превышает 20%. Чем ближе k_y к единице, тем устойчивее усилитель.

Аналогичные рассуждения справедливы и для ООС: показатели усилителя не должны претерпевать существенных изменений, поэтому берут $k_y = 1,1 \dots 1,2$.

Найдем условие устойчивой работы усилителя с заданным запасом устойчивости. Из (3.32)

$$G_{\text{вх ОС}} = m_2^2 R_{\text{г2}} | \underline{Y}_{\text{г2}} \underline{Y}_{\text{г1}} | g(\varphi, \xi), \quad (3.35)$$

где

$$g(\varphi, \xi) = (\cos \varphi + \xi \sin \varphi) / (1 + \xi^2) \quad (3.36)$$

-- функция, определяющая зависимость $G_{\text{вх ОС}}$ от расстройки ξ и аргумента φ . Характер этой зависимости, а следовательно, и активной составляющей входной динамической проводимости $G_{\text{вх ОС}}$ от ξ показан на рис. 3.11 (сплошная линия). Как функция аргумента φ она будет изменяться (штриховые линии на рис. 3.11), приближаясь к $G_{\text{г1вх ОС}}$ или $G_{\text{г2вх ОС}}$ (см. рис. 3.6, а или рис. 3.6, в). При

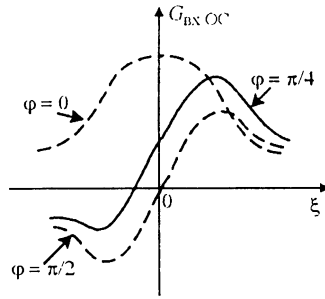


Рис. 3.11

положительной ОС $G_{\text{вх ОС}}$ отрицательна, при отрицательной положительна. Подставим значение $G_{\text{вх ОС}}$ из (3.35) в (3.34):

$$k_y = 1 + n_1^2 m_2^2 R_{s1} R_{s2} |Y_{12} Y_{21}| g(\varphi, \xi). \quad (3.37)$$

Из (3.37)

$$m_2^2 R_{s2} |Y_{21}| = \frac{|k_y - 1|}{n_1^2 R_{s1} |Y_{12}| |g(\varphi, \xi)|}. \quad (3.38)$$

В (3.38) введены знаки абсолютной величины $|k_y - 1|$ и $|g(\varphi, \xi)|$, чтобы объединить оба случая ОС в одной формуле, так как при ПОС $k_y < 1$ и $g(\varphi, \xi) < 0$, а при ООС $k_y > 1$ и $g(\varphi, \xi) > 0$. Умножая обе части (3.38) на $n_2^2 |Y_{21}| R_{s1}$ и решая его относительно $K_0 = m_2 n_2 R_{s1} |Y_{21}|$, получаем значение устойчивого коэффициента усиления с запасом:

$$K_{0\text{уст}} = \frac{n_2}{n_1} \sqrt{\frac{|k_y - 1|}{|g(\varphi, \xi)|} \frac{|Y_{21}|}{|Y_{12}|} \frac{R_{s2}}{R_{s1}}}. \quad (3.39)$$

Устойчивость обеспечивается, если $K_0 \leq K_{0\text{уст}}$. При идентичных контурах на входе и выходе усилителя ($R_{s1} = R_{s2}$) и $n_1 = n_2$ выражение (3.39) примет вид

$$K_{0\text{уст}} = \sqrt{\frac{|k_y - 1|}{|g(\varphi, \xi)|} \frac{|Y_{21}|}{|Y_{12}|}}. \quad (3.40)$$

Отсюда следует, что для получения большего устойчивого усиления УП следует выбирать с максимальным значением отношения $|Y_{21}| / |Y_{12}|$. Параметр $A_y = |Y_{21}| / |Y_{12}|$ характеризует одновременно усилительные способности электронного прибора и паразитную ОС. Усиление возможно, если $A_y > 1$.

Исследование (3.36) на экстремум по ξ показывает, что функция $g(\varphi, \xi)$ имеет экстремумы:

$$g(\varphi, \xi)_{\min} = -0,5(1 - \cos \varphi); \quad (3.41)$$

$$g(\varphi, \xi)_{\max} = 0,5(1 + \cos \varphi). \quad (3.42)$$

В общем случае в усилителе на БТ глубина отрицательной ОС больше, чем положительной. В усилителе на ПТ они одинаковы ($\varphi = \pi/2$). При исследовании влияния внутренней ОС на показатели усилителя нужно исходить из наибольшей абсолютной величины активной составляющей входной динамической проводимости.

В соответствии с (3.42) из (3.40) устойчивый коэффициент усиления

$$K_{0, \text{уст}} = \sqrt{2|k_y - 1|A_y / (1 + \cos \varphi)}. \quad (3.43)$$

Рассмотрим частные случаи.

1. Пусть $\cos \varphi = 1$, $\varphi = 0$, что из (3.30) соответствует условию $\tau_{12} = \tau_{21}$. При этом из (3.43)

$$K_{0, \text{уст}} = \sqrt{|k_y - 1|A_y}. \quad (3.44)$$

При условии $\tau_{12} = \tau_{21}$ в усилителе возможна только ООС. Усилитель будет абсолютно устойчив, но чтобы его показатели не менялись заметно под действием случайных причин, коэффициент усиления не должен превышать значение, определяемое (3.44). У современных транзисторов обычно $\tau_{12} > \tau_{21}$ (чаще $\tau_{12} \gg \tau_{21}$).

2. Пусть $\cos \varphi = 1$, $\varphi = 0$. При этом из (3.43) устойчивый коэффициент усиления

$$K_{0, \text{уст}} = \sqrt{2|k_y - 1|A_y}. \quad (3.45)$$

Этот случай соответствует условиям

$$\omega^2 \ll \omega_S^2 \text{ и } (\omega C_{12})^2 \gg G_{12}^2. \quad (3.46)$$

Практически эти условия выполняются, если транзистор работает в области частот ниже предельной по крутизне частоты ω_S . Тогда (3.45) принимает вид

$$K_{0, \text{уст}} = \sqrt{2|k_y - 1|G_{21} / \omega C_{12}}. \quad (3.47)$$

При $k_y = 0,9$ (или $k_y = 1,1$)

$$K_{0, \text{уст}} = 0,45 \sqrt{G_{21} / \omega C_{12}}. \quad (3.48)$$

В многокаскадном усилителе выходной контур данного каскада является входным для следующего каскада. При наличии ОС он шунтируется входной динамической проводимостью следующего каскада. Из-за этого его эквивалентная проводимость изменя-

ется, что влечет за собой изменение входной динамической проводимости и параметров входного контура данного каскада в еще большей степени. Таким образом, многокаскадный усилитель менее устойчив, чем однокаскадный. Однако если в каждом каскаде выполняется условие (3.48), то устойчивость снижается незначительно.

Из (3.47) и (3.48) следует, что проверять усилитель на устойчивость следует на высшей частоте диапазона. Если фактический коэффициент усиления окажется больше устойчивого, то нужно принимать специальные меры для повышения устойчивости.

3.6. МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ УСТОЙЧИВОСТИ РЕЗОНАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Существуют пассивные и активные методы повышения устойчивости. Пассивные методы сводятся к уменьшению фактического коэффициента усиления до величины, не превышающей значения устойчивого коэффициента, чтобы выполнялось неравенство

$$K_0 \leq K_{0\text{уст}}. \quad (3.49)$$

Для этого достаточно, например, уменьшить коэффициенты включения контуров или сопротивления контуров R_3 .

Найдем коэффициент включения m_2 (см. рис. 3.5) из условия (3.49), для чего используем (3.12) и (3.39):

$$m_2 n_2 | \underline{Y}_{21} | R_{32} \leq \frac{n_2}{n_1} \sqrt{\frac{|k_y - 1|}{|g(\varphi, \xi)|} \frac{| \underline{Y}_{21} |}{| \underline{Y}_{12} |} \frac{R_{32}}{R_{31}}}.$$

Отсюда

$$m_2 \leq \frac{1}{n_1 R_3} \sqrt{\frac{|k_y - 1|}{|g(\varphi, \xi)| | \underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21} |}}, \quad (3.50)$$

где $R_3 = \sqrt{R_{31} R_{32}}$; n_1 — известен из расчета предыдущего каскада или ВЦ. С учетом (3.42) при выполнении условий (3.46) формула (3.50) принимает вид

$$m_2 \leq \frac{1}{n_1 R_3} \sqrt{\frac{2 |k_y - 1|}{| \underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21} |}}. \quad (3.51)$$

Коэффициент включения n_2 определяется из условия получения требуемого результирующего затухания контура:

$$d_3 = d_k + m_2^2 \rho G_{22} + n_2^2 \rho G_{11}.$$

Отсюда коэффициент

$$n_2 = \sqrt{\frac{d_3 - d_k - m_2^2 \rho G_{22}}{\rho G_{11}}} \approx \sqrt{\frac{d_3 - d_k}{\rho G_{11}}}$$

Активные методы повышения устойчивости позволяют увеличить $K_{0\text{уст}}$ и тем самым реализовать потенциальные усилительные возможности АЭ. К этим методам относятся: нейтрализация внутренней ОС, противоположной внешней ОС, и каскодное соединение АЭ.

Нейтрализация внутренней ОС внешней. Внутреннюю ОС АЭ можно нейтрализовать с помощью специальных цепей. Если устранить ее влияние, то в принципе отсутствует необходимость в ограничении коэффициента усиления, вызванная условием устойчивости (3.49), и усилитель может обеспечить максимальное усиление, определяемое (3.18). Известны различные схемы нейтрализации. Нейтрализация параллельного типа представляет собой параллельное соединение двух четырехполюсников: УП и нейтрализующей цепи с проводимостью \underline{Y}_N (рис. 3.12). Найдем результирующий параметр \underline{Y}_{12n} двух параллельно соединенных четырехполюсников. По определению $\underline{Y}_{12n} = I_1 / U_2 |_{U_1=0} = (I_{1Y} + I_{1N}) / U_2 = -\underline{Y}_{12} + \underline{Y}_N$. Обратная связь отсутствует, если $\underline{Y}_{12n} = \underline{Y}_{12} + \underline{Y}_N = 0$. Отсюда получаем условие нейтрализации $\underline{Y}_N = -\underline{Y}_{12}$. Следовательно, цепь нейтрализации должна иметь схему, аналогичную цепи \underline{Y}_{12} активного четырехполюсника. Напряжение ОС через цепь нейтрализации должно подаваться на вход усилителя в противофазе с тем, которое попадает на вход через цепь внутренней ОС. В практических схемах используют автотрансформаторный или трансформаторный фазоинвертор.

У транзисторов G_{12} и C_{12} зависят от частоты, поэтому в диапазонных и широкополосных транзисторных усилителях нейтрализацию не применяют. В настоящее время нейтрализацию используют в узкополосных УПЧ.

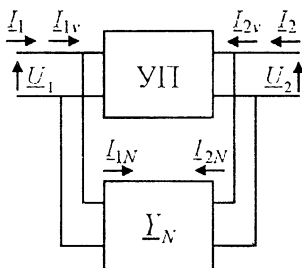


Рис. 3.12

Возможна также последовательная цепь нейтрализации. Она обеспечивает точную нейтрализацию на одной (обычно резонансной) частоте. Ее удобно использовать в тех случаях, когда не должно быть гальванической связи между выходной и входной цепями усилителя, поскольку C_N одновременно играет роль разделительного конденсатора.

Каскодное соединение АЭ. Для повышения устойчивости усилителей используют каскодное соединение двух АЭ, при котором выход одного АЭ соединяется с входом второго непосредственно, без частотно-зависимых цепей. Влияние внутренней ОС при таком соединении уменьшается, так как эквивалентная проводимость ОС определяется обратной проводимостью двух УП. Чтобы подчеркнуть особенность такого каскадного соединения, его назвали каскодным. Для анализа его удобно рассматривать как один каскад, у которого оба УП замещаются некоторым эквивалентным четырехполюсником с эквивалентными параметрами:

$$\begin{aligned} \underline{Y}_{113} &= \underline{Y}'_{11} - \underline{Y}'_{12}\underline{Y}'_{21}/(\underline{Y}'_{22} + \underline{Y}'_{11}); & \underline{Y}_{223} &= \underline{Y}'_{22} - \underline{Y}'_{21}\underline{Y}'_{12}/(\underline{Y}'_{22} + \underline{Y}'_{11}) \\ \underline{Y}_{213} &= -\underline{Y}'_{21}\underline{Y}'_{21}/(\underline{Y}'_{22} + \underline{Y}'_{11}); & \underline{Y}_{123} &= -\underline{Y}'_{12}\underline{Y}'_{12}/(\underline{Y}'_{22} + \underline{Y}'_{11}). \end{aligned} \quad (3.52)$$

С учетом этих соотношений остаются справедливыми все расчетные формулы предыдущих разделов.

В настоящее время в усилителях на БТ наибольшее распространение получили варианты соединения общий эмиттер – общий эмиттер (ОЭ–ОЭ) и общий эмиттер – общая база (ОЭ–ОБ). Схема ОЭ–ОЭ используется на частотах $f_0 \leq 1 \dots 2$ МГц (например, в УПЧ радиовещательных приемников). Схема ОЭ–ОБ применяется на более высоких частотах, в частности в диапазонных усилителях декаметрового и метрового диапазонов, в широкополосных усилителях.

В усилителях на ПТ хорошие показатели имеет схема общий исток – общий затвор (ОИ–ОЗ). Используется также соединение общий исток – общая база (ОИ–ОБ).

Каскодные усилители имеют на несколько порядков меньшую проводимость ОС, что позволяет получать высокое устойчивое усиление без использования нейтрализации. Из (3.52) можно определить параметр $A_{y3} = |\underline{Y}_{213}|/|\underline{Y}_{123}|$, каскодных усилителей, в частности для схемы ОЭ–ОЭ с одинаковыми транзисторами $A_{y3} = |\underline{Y}_{21}|^2/|\underline{Y}_{12}|^2$ и для схемы ОЭ–ОБ $A_{y3} = |\underline{Y}_{21}|^2/|\underline{Y}_{12}(\underline{Y}_{12} + \underline{Y}_{22})|$, что существенно больше, чем в схеме с ОЭ. Устойчивый коэффициент усиления каскодных схем определяется выражением (3.43) с уче-

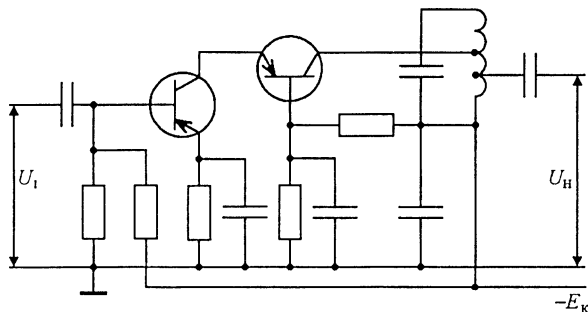


Рис. 3.13

том нового значения $A_{y\gamma}$. На рис. 3.13 приведена схема каскодного усилителя ОЭ-ОБ с последовательным питанием транзисторов.

Широкое применение нашли каскодные усилители в интегральном исполнении.

3.7. РЕЗОНАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

Рассмотрим зависимости резонансного коэффициента усиления от частоты в усилителях, схемы которых приведены на рис. 3.1–3.3. В соответствии с общей формулой (3.12)

$$K_0 = mn |Y_{210}| R_3. \quad (3.53)$$

Если выполнено условие устойчивости (3.49) и шунтирование контура АЭ не превышает допустимого значения при заданной избирательности, могут использоваться схемы с полным включением контура.

Схема с автотрансформаторной связью. В усилителях на ПТ обычно шунтирование контура АЭ не превышает допустимого значения при заданной избирательности. Частичное подключение контура здесь необходимо лишь для выполнения условия устойчивости (3.49). Коэффициент трансформации m выбирают в соответствии с (3.51). Для усилителя по схеме рис. 3.1 согласно (3.53) при $n = 1$ зависимость резонансного коэффициента усиления от частоты имеет вид

$$K_0 = |Y_{210}| R_3 = mG_{21}\omega_0 L_k Q_3. \quad (3.54)$$

Здесь практически выполняются условия $|Y_{210}| = G_{21} = \text{const}$ и $Q_3 = \text{const}$, поэтому K_0 растет пропорционально частоте.

Схема с двойной автотрансформаторной связью. Характерна для усилителей на БТ (см. рис. 3.2). Зависимость резонансного коэффициента усиления от частоты здесь сложнее, чем (3.54). Из (3.53) с учетом выражения для $|Y_{21}|$

$$K_0 = mnG_{21}R_3/\sqrt{1+(\omega_0/\omega_N)^2} = mnG_{21}\omega_0L_KQ_3/\sqrt{1+(\omega_0/\omega_N)^2}, \quad (3.55)$$

$$\text{где} \quad d_3 = 1/Q_3 = d_k + m^2\omega_0L_KG_{22} + n^2\omega_0L_KG_{11}. \quad (3.56)$$

В этой схеме коэффициенты m и n от частоты не зависят. Они определяются выражениями $m = (L_1 + M_1)/L_K$; $n = (L_2 + M_2)/L_K$, где M_1 – взаимоиндуктивность между L_1 и остальной частью катушки контура L_K , M_2 – взаимоиндуктивность между L_2 и остальной частью катушки L_K . От частоты зависят $|Y_{210}|$ и Q_3 . Если АЭ выбран с достаточно большим запасом по частоте, т.е. $\omega_N^2 \gg \omega_0^2$, то крутизна в заданном диапазоне постоянна. Эквивалентная добротность контура с ростом частоты уменьшается из-за вносимых затуханий со стороны выхода данного каскада ($m^2\rho G_{22}$) и со стороны входа следующего каскада, т.е. нагрузки ($n^2\rho G_{11}$). При слабой связи контура с АЭ добротность уменьшается не очень быстро, так что K_0 возрастает, но медленнее, чем в (3.54). Полоса пропускания усилителя с ростом частоты расширяется: $\Pi_{0,7} = f_0 d_3 = f_0 (d_k + m^2\omega_0L_KG_{22} + n^2\omega_0L_KG_{11})$.

Схема с трансформаторной связью контура. Также широко используется в транзисторных усилителях (см. рис. 3.3). Проанализируем ее, для чего составим эквивалентную схему (рис. 3.14, а). Представим АЭ генератором тока $\underline{Y}_{21}\underline{U}_1$ с выходной проводимостью G_{22} и выходной емкостью $C_{\text{ВЫХ}}$, в которую кроме C_{22} входят емкость монтажа цепи выхода и распределенная емкость катушки связи $L_{\text{св}}$. Этими элементами образован контур связи, резонансная частота которого

$$\omega_{\text{св}} = 1/\sqrt{L_{\text{св}}C_{\text{ВЫХ}}}. \quad (3.57)$$

На основании теоремы об эквивалентном генераторе схема преобразуется к виду, показанному на рис. 3.14, б, где ЭДС \underline{E}_1 определяют как напряжение холостого хода между точками 2–2 исходной схемы:

$$\underline{E}_1 = \frac{Y_{21}\underline{U}_1}{G_{22} + j\omega C_{\text{ВЫХ}}} \approx \frac{Y_{21}\underline{U}_1}{j\omega C_{\text{ВЫХ}}}. \quad (3.58)$$

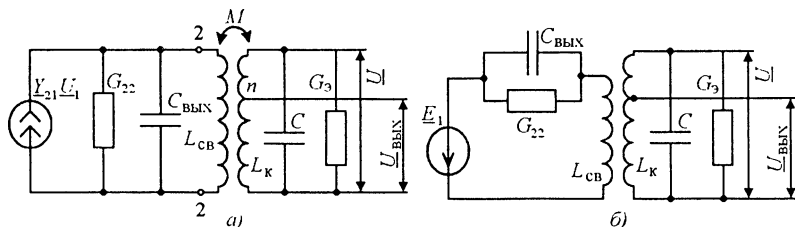


Рис. 3.14

Здесь и далее пренебрегаем проводимостью G_{22} , так как $G_{22} \ll \omega C_{\text{вых}}$. В катушке связи $L_{\text{св}}$ в соответствии с (3.57) и (3.58) ток

$$I_{\text{св}} = \frac{E_1}{j\omega L_{\text{св}} + 1/j\omega C_{\text{вых}}} = \frac{Y_{21} U_1}{1 - (\omega_0/\omega_{\text{св}})^2}. \quad (3.59)$$

В такой схеме рабочий контур, который определяет перекрытие заданного диапазона частот, образован индуктивностью L_k и емкостью $C = C_k + n^2 C_{\text{вх}} + C_m$. В контуре наводится ЭДС $E_2 = j\omega M I_{\text{св}}$. Напряжение на контуре $L_k C$ при резонансе с учетом (3.59) $U_0 = |E_{\Lambda 0}| Q_3 = |I_{\text{св}}| \omega_0 M Q_3 = |Y_{210}| U_1 \omega_0 M Q_3 / |1 - (\omega_0/\omega_{\text{св}})^2|$. Отсюда резонансный коэффициент усиления каскада

$$K_0 = U_{\text{вых}}/U_1 = n U_0/U_1 = n |Y_{210}| (M/L_k) R_s / |1 - (\omega_0/\omega_{\text{св}})^2|. \quad (3.60)$$

Выражение (3.60) совпадает с (3.12), если ввести обозначение

$$m(\omega_0) = \frac{M/L_k}{|1 - (\omega_0/\omega_{\text{св}})^2|}. \quad (3.61)$$

Таким образом, схема с трансформаторной связью является разновидностью схемы с частичным включением, у которой коэффициент трансформации $m(\omega_0)$ зависит от частоты. В зависимости от соотношения $\omega_0/\omega_{\text{св}}$ возможны различные режимы усиления.

Режим работы с повышением частоты контура связи ($\omega_{\text{св}}^2 \gg \omega_0^2$). При этом режиме, как видно из (3.61), коэффициент трансформации $m(\omega_0)$ практически не зависит от частоты: $m \approx M/L_k$. Зависимость резонансного коэффициента усиления от частоты такая же, как в схеме с двойным автотрансформаторным включением:

$$K_0 = n (M/L_k) |Y_{210}| R_s, \quad (3.62)$$

т.е. K_0 возрастает с увеличением частоты.

Режим работы с понижением частоты контура связи ($\omega_{\text{св}}^2 \ll \omega_0^2$).

Для этого случая из (3.60)

$$K_0 \approx n (M/L_k) |Y_{210}| R_s (\omega_{\text{св}}/\omega_0)^2. \quad (3.63)$$

Отсюда при $|Y_{210}| = G_{21} = \text{const}$ и $Q_s = \text{const}$

$$K_0 \approx n M G_{21} Q_s \omega_{\text{св}}^2 / \omega_0. \quad (3.64)$$

Если учесть изменение $|Y_{210}|$ от частоты, то (3.63) принимает вид

$$K_0 = \frac{n M G_{21} Q_s \omega_{\text{св}}^2}{\omega_0 \sqrt{1 + (\omega_0/\omega_s)^2}}, \quad (3.65)$$

где Q_s определяется выражением (3.56).

Большой практический интерес в усилителях на БТ представляет внутриемкостная связь контура с входом следующего каскада (см. рис. 2.17). Достоинством данной схемы является сохранение высоких избирательных свойств контура на верхнем конце диапазона благодаря уменьшению коэффициента трансформации n , а следовательно, и ослаблению шунтирующего влияния входной проводимости с увеличением частоты. Схема усилителя с комбинированной внутриемкостной и трансформаторной связью контура с входом следующего каскада обеспечивает постоянство или даже некоторое увеличение эквивалентной добротности контура с ростом частоты.

Выше было рассмотрено изменение резонансного коэффициента усиления от частоты в пределах одного поддиапазона. При настройке контуров приемника с помощью переменной емкости переходят с одного поддиапазона на другой переключением катушек индуктивности контура. При переходе на более высокий поддиапазон индуктивность контура уменьшается, следовательно, при прочих равных условиях уменьшается R_{Σ} , что приводит к уменьшению усиления. Чтобы усиление было одинаковым на различных поддиапазонах, снижают коэффициент усиления на более низких поддиапазонах до значения усиления самого высокочастотного поддиапазона. Такое выравнивание усиления на различных поддиапазонах можно осуществить подбором коэффициентов трансформации в схемах с автотрансформаторной или трансформаторной связью.

3.8. КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ С ВХОДНОЙ ЦЕПЬЮ

Коэффициент шума РПрУ можно найти, если известны коэффициенты шума отдельных составных частей тракта. Высокочастотный тракт приемника удобно так разделить на составные части, чтобы каждая из них содержала УП и цепи его связи с источником сигнала. Источником сигнала для первого каскада является антенно-фидерная цепь. Схема составной части тракта приемника в упрощенном виде приведена на рис. 3.15. Источник сигнала с комп-

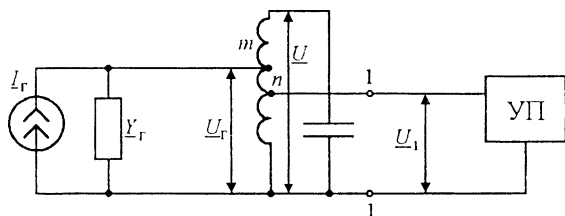


Рис. 3.15

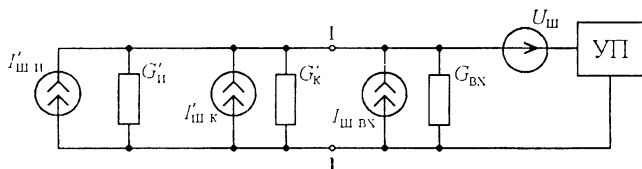


Рис. 3.16

лексной внутренней проводимостью $\underline{Y}_r = G_r + jB_r$ и вход УП подключены к резонансному контуру через коэффициенты трансформации $m = U_1/U$ и $n = U_1/U$.

Определим коэффициент шума ВЦ совместно с УП. Для этого в соответствии с § 1.5 составим эквивалентную шумовую схему (рис. 3.16). Поскольку в ВЦ и усилителях контуры настраиваются в резонанс на частоту сигнала, на рис. 3.16 показаны только активные проводимости. Тепловые шумы источника сигнала и контура представлены генераторами шумовых токов, пересчитанных к входным полюсам УП (точки 1–1):

$$I_{шг} = \sqrt{4kT\text{П}G'_r}; \quad (3.66)$$

$$I_{шк} = \sqrt{4kT\text{П}G'_к}. \quad (3.67)$$

Здесь $G'_r = (m^2/n^2) G_r$, $G'_к = G_к/n^2$ — соответственно активные проводимости источника сигнала и контура, пересчитанные к точкам 1–1.

Шумы усилительного прибора представлены генератором шумового тока $I_{швк}$ (1.4) и шумовой ЭДС $E_{швк}$ (1.3). Пересчитаем шумовую ЭДС $E_{швк}$ в ток:

$$I_{ш} = E_{швк}G_{\Sigma} = \sqrt{4kT\text{П}R_{ш}} (G'_r + G'_к + G_{вк}). \quad (3.68)$$

Здесь $G_{\Sigma} = G'_r + G'_к + G_{вк} = (m^2G_r + G_к + n^2G_{вк})/n^2$.

Согласно определению коэффициент шума

$$\text{Ш} = (\Sigma I_{ш,i}^2) / I_{шг}^2 = 1 + (I_{шк}^2 + I_{швк}^2 + I_{ш}^2) / I_{шг}^2. \quad (3.69)$$

После подстановки в (3.69) формул (3.66)–(3.68), (1.4) получим

$$\text{Ш} = 1 + \frac{G'_к}{G'_r} + t_{вк} \frac{G_{вк}}{G'_r} + \frac{R_{ш}}{G'_r} (G'_r + G'_к + G_{вк})^2. \quad (3.70)$$

Выражение (3.70) определяет зависимость коэффициента шума от параметров источника сигнала, контура и УП, а также от коэффициентов трансформации. Рассмотрим зависимость коэффициента шума от величины связи контура с источником сигнала

Режим оптимального рассогласования. Коэффициент шума двояко зависит от проводимости источника сигнала G'_r , поэтому должно существовать оптимальное значение G'_r , которому соответствует минимум коэффициента шума. Исследуем (3.70) на экстремум. Для этого решим уравнение $dШ/dG'_r = 0$ относительно G'_r . Получим оптимальную проводимость источника сигнала

$$G'_{r\text{ опт}} = (G'_k + G_{\text{вх}}) \sqrt{1 + \frac{G'_k + t_{\text{вх}} G_{\text{вх}}}{R_{\text{ш}} (G'_k + G_{\text{вх}})^2}}. \quad (3.71)$$

Подставляя (3.71) в (3.70), находим минимальное значение коэффициента шума:

$$Ш_{\text{мин}} = 1 + 2R_{\text{ш}} (G'_k + G_{\text{вх}} + G'_{r\text{ опт}}). \quad (3.72)$$

Из (3.71), учитывая $G'_{r\text{ опт}} = m_{\text{опт}}^2 G'_r / n^2$, можно найти коэффициент трансформации, при котором коэффициент шума минимален:

$$m_{\text{опт ш}} = m_c \sqrt[4]{1 + \frac{G'_k / n^2 + t_{\text{вх}} G_{\text{вх}}}{R_{\text{ш}} (G'_k / n^2 + G_{\text{вх}})^2}}, \quad (3.73)$$

где

$$m_c = \sqrt{\frac{G'_k + G_{\text{вх}}}{G'_r / n^2}} = \sqrt{\frac{G'_k + n^2 G_{\text{вх}}}{G'_r}}$$

– коэффициент трансформации, обеспечивающий согласование источника сигнала с АЭ.

Зависимость коэффициента шума от коэффициента трансформации m показана на рис. 3.17. Для наглядности на этом же рисунке приведена кривая изменений резонансного коэффициента передачи входного контура K_0 от m . Из рис. 3.17 и (3.73) видно, что минимум коэффициента шума получается при более сильной связи, чем необходимо для согласования ($m_{\text{опт ш}} > m_c$). Это различие имеет место при малых собственных шумах УП, т.е. когда шумы обусловлены в основном источником сигнала и ВЦ, и объясняется быстрым ростом вносимого в резонансный контур сопротивления источника сигнала при увеличении m , в результате

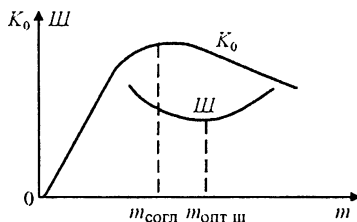


Рис. 3.17

чего собственный тепловой шум контура уменьшается по сравнению с шумом источника. При больших шумах АЭ минимум коэффициента шума имеет место в режиме согласования ($m_{\text{опт ш}} \approx m_c$).

Режим согласования. Рассогласование на входе РПРУ может оказаться нежелательным при работе с настроенными антеннами из-за появления фидерного эха. Обычно при работе с настроенными антеннами стараются согласовать антенну с фидером, а фидер с входом приемника, что обеспечивает режим бегущей волны в фидере. Условие согласования определяется соотношением

$$G_r' = G_k' + G_{\text{вх}}. \quad (3.74)$$

При этом коэффициенты m и n определяются выражениями (2.33) и (2.34). Коэффициент шума в режиме согласования найдем подстановкой (3.74) в (3.70):

$$Ш = 2 + \frac{G_{\text{вх}}}{G_k' + G_{\text{вх}}} (t_{\text{вх}} - 1) + 4 R_{\text{ш}} (G_k' + G_{\text{вх}}). \quad (3.75)$$

В усилителях на ПТ ($t_{\text{вх}} = 1$, $n = 1$, $G_{\text{вх}} \ll G_k$) из (3.75) $Ш = 2 + 4R_{\text{ш}}G_k$.

Режим согласования на входе приемника является основным, тем более, что режим оптимального рассогласования редко дает ощутимое уменьшение коэффициента шума. В общем случае для его уменьшения АЭ следует выбирать с возможно меньшим значением произведения $R_{\text{ш}}G_{\text{вх}}$. Поэтому, например, ПТ в первых каскадах приемника предпочтительнее БТ.

3.9. МАЛОШУМЯЩИЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ СВЧ

В современных РПРУ к МШУ СВЧ предъявляется комплекс достаточно жестких и в известной мере противоречивых требований. Они должны обладать очень малым коэффициентом шума и высоким коэффициентом усиления, широким динамическим диапазоном, равномерной АЧХ и линейной ФЧХ в полосе частот, которая делается достаточно широкой, чтобы исключить необходимость перестройки усилителя. В то же время МШУ должны быть пригодны для установки вблизи облучателя антенны, хорошо согласованы с антенно-фидерным трактом, просты в эксплуатации и обладать высокой надежностью.

В настоящее время применительно к системам радиосвязи, радиовещания и телевидения в наибольшей мере этим требованиям удовлетворяют транзисторные МШУ. На частотах до 7 ГГц в таких усилителях широко используются БТ, на более высоких частотах, до миллиметрового диапазона включительно, — ПТШ, обладающие лучшими шумовыми и усилительными показателями [3–9].

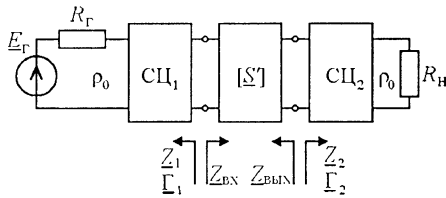


Рис. 3.18

Для того чтобы транзистор СВЧ обеспечивал заданные электрические характеристики, он должен быть соответствующим образом нагружен, т.е. необходимы определенные значения сопротивлений генератора и нагрузки на его входных и выходных зажимах. Поскольку реальные входной и выходной СВЧ тракты имеют в режиме согласования волновые сопротивления ρ_0 (обычно $\rho_0 = 50$ Ом), отличающиеся от необходимых значений, усилитель должен включать в себя согласующие цепи ЦЦ_1 и ЦЦ_2 . На рис. 3.18 показана простейшая структурная схема однокаскадного усилителя с такими цепями, на которой транзистор представлен четырехполюсником, описываемым системой малосигнальных \underline{S}' -параметров, а подводящие линии с волновым сопротивлением ρ_0 полагаются согласованными с источником сигнала ($R_r = \rho_0$) и нагрузкой ($R_n = \rho_0$) усилителя.

Важнейшим условием нормальной работы транзисторного усилителя СВЧ является его устойчивость в смысле отсутствия самовозбуждения. Всегда существующие в усилителе внутренние и внешние паразитные ОС приводят к тому, что на столь высоких частотах транзистор в значительной степени утрачивает свойства невзаимности и при определенных соотношениях значений \underline{Z}_1 и \underline{Z}_2 усилитель может самовозбуждаться. Самовозбуждение возможно в случае, когда \underline{S}' -параметры таковы, что активная составляющая входного и/или выходного сопротивления транзистора становится отрицательной, причем входное сопротивление зависит от его нагрузки, а выходное – от сопротивления источника сигнала, пересчитанного к его входным зажимам. Отрицательному активному сопротивлению соответствует коэффициент отражения, модуль которого больше единицы, т.е. если отрицательной является активная составляющая входного сопротивления транзистора, то $|\underline{S}'_{11}| > 1$, а если выходного – то $|\underline{S}'_{22}| > 1$.

Усилитель считается *безусловно (абсолютно) устойчивым* в заданном диапазоне частот, если он не возбуждается в этом диапазоне при подключении к транзистору любых комплексных сопротивлений $\underline{Z}_1, \underline{Z}_2$ с положительными активными составляющими

ми: $|\underline{S}'_{11}| < 1$ при $|\underline{\Gamma}_2| < 1$ и $|\underline{S}'_{22}| < 1$ при $|\underline{\Gamma}_1| < 1$. Если существуют значения сопротивлений $\underline{Z}_1, \underline{Z}_2$, при которых усилитель способен самовозбудиться, он является *потенциально устойчивым (условно устойчивым, потенциально неустойчивым)*. Используя (2.29) и (2.32), можно показать, что для безусловной устойчивости усилителя необходимо выполнение следующих условий:

$$|\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}| < 1 - |\underline{S}_{11}|^2; \quad |\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}| < 1 - |\underline{S}_{22}|^2; \quad (3.76)$$

$$k_{\text{уст}} = \frac{1 - |\underline{S}_{11}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2 + |\underline{\Delta}|^2}{2|\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}|} \geq 1,$$

где $k_{\text{уст}}$ – коэффициент устойчивости, инвариантный в том смысле, что он не зависит от системы матричных параметров, в которой определяется. Для большинства СВЧ транзисторов первые два условия (3.76) всегда выполняются, условие $k_{\text{уст}} > 1$ означает, что возможно одновременное комплексно-сопряженное согласование на входе и выходе транзистора, при $k_{\text{уст}} < 1$ транзистор можно согласовать только с одной стороны, а случай $k_{\text{уст}} = 1$ является предельным, при котором еще возможно двустороннее согласование. Если хотя бы одно из условий (3.76) не выполняется, усилитель может возбуждаться.

Для потенциально устойчивого усилителя важно определить области допустимых сопротивлений источника сигнала (\underline{Z}_1) и нагрузки (\underline{Z}_2) на зажимах транзистора, при которых усилитель будет работать устойчиво. Если эти сопротивления выбраны правильно, то активные составляющие соответственно выходного и входного сопротивлений транзистора положительны и модули коэффициентов отражения от его выхода и входа меньше единицы. Все возможные значения полных сопротивлений и соответствующие коэффициенты отражения, нормированные относительно ρ_0 могут быть представлены, как известно, на круговой номограмме Вольперта–Смита.

На этой номограмме можно найти области допустимых значений нагрузки \underline{Z}_2 , при которых активная составляющая входного сопротивления транзистора остается положительной, и области допустимых значений сопротивления источника сигнала \underline{Z}_1 , при которых такому же условию удовлетворяет выходное сопротивление транзистора. Для этого используются соответственно неравенства $|\underline{S}'_{11}| < 1$, $|\underline{S}'_{22}| < 1$ и выражения (2.29), (2.32), причем в (2.29) можно принять $|\underline{\Gamma}_1| = 0$, а в (2.32) $|\underline{\Gamma}_2| = 0$, поскольку из физических соображений очевидно, что значение и знак входного сопротивления четырехполюсника не зависят от сопротивления источника сигнала, а параметры его выходного сопротивления – от со-

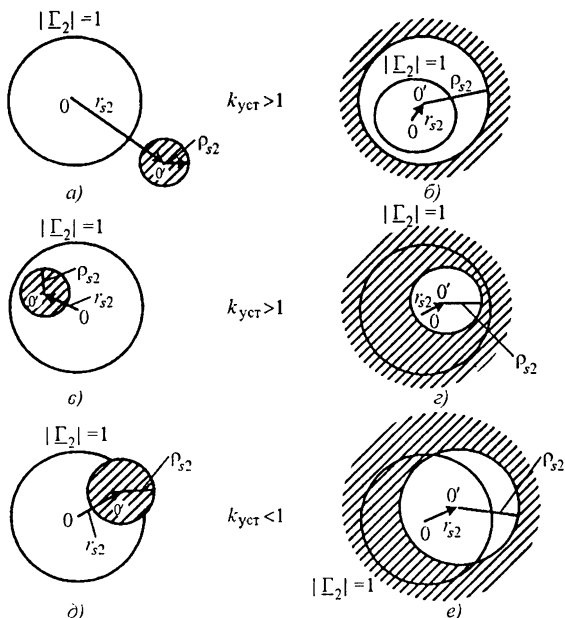


Рис. 3.19

протiwления нагрузки. При этих допущениях можно показать, что границами областей допустимых сопротивлений \underline{Z}_1 и \underline{Z}_2 являются окружности, называемые окружностями устойчивости, координаты центров которых \underline{r}_{Si} относительно центра круговой номограммы и радиусы ρ_{Si} определяются соотношениями $\underline{r}_{Si} = (\underline{S}_{ii}^* - \underline{\Delta}^* \underline{S}_{ij}) / D_i$, $\rho_{Si} = |\underline{S}_{12} \underline{S}_{21} / D_i|$, где $D_i = |\underline{S}_{ii}|^2 - |\underline{\Delta}|^2$, для окружности устойчивости на номограмме нагрузок $i = 2, j = 1$, для окружности на номограмме сопротивлений источника сигнала $i = 1, j = 2$.

На рис. 3.19 показаны возможные варианты расположения окружностей устойчивости на круговой номограмме нагрузок (то же относится, естественно, и к окружностям устойчивости на номограмме сопротивлений источника сигнала). С наибольшими диаметрами изображены окружности номограммы Вольперта-Смита при $|\Gamma_2| = 1$, центры которых соответствуют $|\Gamma_2| = 0$, т.е. режиму согласования, и всегда принадлежат области устойчивости. Область устойчивости (в данном случае область допустимых сопротивлений нагрузки \underline{Z}_2) может находиться внутри или вне окружности устойчивости в зависимости от расположения этой окружности относительно центра круговой номограммы: если $|\underline{r}_{S2}| > \rho_{S2}$, т.е. окружность устойчивости не охватывает центр круговой номограммы, то область устойчивости находится вне этой

окружности (рис. 3.19, *a, в, д*), в противном случае – внутри нее (рис. 3.19, *б, г, е*). Области неустойчивости, соответствующие недопустимым сопротивлениям нагрузки, на рисунке заштрихованы. Рисунки 3.19, *а, б* соответствуют безусловно устойчивому усилителю, когда выполняются все три неравенства (3.76), рис. 3.19, *в, г* – потенциально устойчивому усилителю при выполнении только третьего неравенства (3.76), а рис. 3.19, *д, е* – также потенциально устойчивому при том отличии, что в случае рис. 3.19, *е* режим согласования вообще не может быть реализован, поскольку входное и выходное сопротивления транзистора становятся отрицательными.

При разработке усилителей СВЧ стремятся использовать транзисторы, находящиеся в области безусловной устойчивости. Если транзистор не удовлетворяет условиям (3.76), его переводят в область абсолютной устойчивости последовательным или параллельным включением стабилизирующего резистора в выходную цепь. Этот резистор компенсирует отрицательную действительную часть выходного сопротивления во всем частотном диапазоне, вследствие чего эквивалентный АЭ становится абсолютно устойчивым. В этом случае в дальнейших расчетах используются S -параметры составного АЭ, образованного каскадным включением транзистора и стабилизирующего резистора. Усилитель на одном и том же транзисторе в зависимости от режима по постоянному току, схемы включения и частотного диапазона может быть и безусловно, и условно устойчивым.

Соответствующим выбором параметров S_{C1} и S_{C2} можно обеспечить различные режимы работы усилителя. Наиболее часто используются режимы экстремального усиления и минимального шума. Реализуемый номинальный коэффициент усиления мощности $K_{P, ном}$ определяется отношением мощности в нагрузке к номинальной мощности источника сигнала, т.е. к максимальной мощности, которую этот источник может отдать в комплексно-сопряженную нагрузку. С учетом (2.31)

$$K_{P, ном} = |S'_{21}|^2 = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_1|^2)(1 - |\Gamma_2|^2)}{|1 - \Gamma_1 S'_{11} - \Gamma_2 S'_{22} + \Gamma_1 \Gamma_2 \Delta|^2}. \quad (3.77)$$

Коэффициент усиления имеет экстремальное значение в условиях одновременного комплексно-сопряженного согласования транзистора по входу и выходу ($Z_{1m} = Z_{вх}^*$, $Z_{вых} = Z_{2m}^*$ на рис. 3.18), при котором коэффициенты отражения на его входе и выходе равны нулю: $|S'_{11}| = 0$, $|S'_{22}| = 0$. Приравняв нулю выражения (2.29) и (2.32), можно получить оптимальные коэффициенты отражения от источника сигнала и нагрузки, пересчитанные к зажимам транзистора:

$$\Gamma_1 = \Gamma_{1m} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}; \quad \Gamma_2 = \Gamma_{2m} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}, \quad (3.78)$$

где $B_1 = 1 + |\underline{S}_{11}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2 - |\Delta|^2$, $C_1 = \underline{S}_{11} - \Delta \underline{S}_{22}^*$, $B_2 = 1 + |\underline{S}_{22}|^2 - |\underline{S}_{11}|^2 - |\Delta|^2$, $C_2 = \underline{S}_{22} - \Delta \underline{S}_{11}^*$.

В числителе (3.78) знак «плюс» берется при $B_{1,2} < 0$, знак «минус» – при $B_{1,2} > 0$. По известным значениям Γ_{1m} , Γ_{2m} с помощью круговой номограммы или по соотношению (2.28) можно определить необходимые для двустороннего согласования сопротивления нагрузки \underline{Z}_{2m} и источника сигнала \underline{Z}_{1m} . Подставляя в (3.77) коэффициенты отражения, определяемые выражениями (3.78), можно найти номинальный коэффициент усиления мощности при двустороннем согласовании транзистора. Для безусловно устойчивого усилителя $K_{P \text{ ном}}$ принимается максимальное значение

$$K_{P \text{ max}} = |\underline{S}_{21} / \underline{S}_{12}| (k_{\text{уст}} - \sqrt{k_{\text{уст}}^2 - 1}),$$

а для потенциально устойчивого – минимальное

$$K_{P \text{ min}} = |\underline{S}_{21} / \underline{S}_{12}| (k_{\text{уст}} + \sqrt{k_{\text{уст}}^2 - 1}).$$

При уменьшении коэффициента устойчивости коэффициент усиления возрастает и при $k_{\text{уст}} = 1$ достигает наибольшего значения $K_{P \text{ max}} = |\underline{S}_{21} / \underline{S}_{12}|$.

Важнейшим показателем транзисторных МШУ является коэффициент шума, уменьшение которого часто составляет основную задачу проектирования. В § 3.8 показано, что коэффициент шума усилителя зависит от сопротивления источника сигнала, приведенного к зажимам транзистора, и может быть минимизирован выбором этого сопротивления. Коэффициент шума усилителя при произвольном сопротивлении источника сигнала может быть рассчитан по формуле

$$\mathcal{W}_{\text{МШУ}} = \mathcal{W}_{\text{min}} + \frac{4R_{\text{ш}} \operatorname{Re} \underline{Z}_1 |\Gamma_1 - \Gamma_{1\text{ш min}}|^2}{\rho_0^2 |1 - \Gamma_1|^2 |1 + \Gamma_{1\text{ш min}}|^2},$$

где \mathcal{W}_{min} – минимальный коэффициент шума, достигаемый при $\underline{Z}_{1\text{ш min}} = \rho_0 (1 + \Gamma_{1\text{ш min}}) / (1 - \Gamma_{1\text{ш min}})$; $R_{\text{ш}}$ – эквивалентное шумовое сопротивление транзистора (см. § 1.5). Параметры \mathcal{W}_{min} , $\Gamma_{1\text{ш min}}$ и $R_{\text{ш}}$ определяются чаще всего экспериментально для каждого типа транзисторов.

Обычно значение $\underline{Z}_{1\text{ш min}}$ отличается от \underline{Z}_{1m} , полученного из условия максимального усиления мощности, поэтому обеспечение возможно меньшего $\mathcal{W}_{\text{МШУ}}$ называют оптимальным рассогласованием по входу, причем \underline{Z}_1 выбирается из компромиссных сообра-

жений. По выбранному значению синтезируется СЦ₁, трансформирующая ρ_0 в Z_1 , а коэффициент усиления рассчитывается по общей формуле (3.77).

В усилителях на БТ используется преимущественно схема включения с ОЭ, при которой обеспечивается безусловная устойчивость в широком диапазоне частот. При включении с ОБ может быть получено большее усиление, однако это связано с сужением полосы пропускания, требует высокого сопротивления нагрузки и, кроме того, БТ в таком включении потенциально неустойчивы ($k_{y_{cr}} < 1$) в большей части частотного диапазона, поэтому в широкополосных усилителях применяют включение с ОЭ, в узкополосных – с ОЭ и ОБ. Усилители на ПТШ строятся по схеме с ОИ.

Поскольку в узкополосных усилителях важнейшим параметром является коэффициент шума, СЦ таких усилителей должны иметь минимум активных потерь, поэтому их строят на реактивных элементах, как правило, с распределенными параметрами. Обычно узкополосные СЦ выполняются в виде Г-образных звеньев или других комбинаций из отрезков МПЛ, шелевых или копланарных линий, причем широко используются короткозамкнутые и разомкнутые шлейфы и четвертьволновые трансформаторы полных сопротивлений.

Типичная схема однокаскадного узкополосного МШУ на ПТШ при включении с ОИ показана на рис. 3.20. Цепь СЦ₁ образована отрезками МПЛ длиной l_1, l_2 , СЦ₂ – отрезками l_3, l_4 . В общем случае волновые сопротивления ρ_1 – ρ_4 не одинаковы, отрезки l_1, l_3 образуют короткозамкнутые (l_3 – с помощью блокировочной емкости $C_{бл}$) шлейфы. Стабилизирующее сопротивление R_{cr} посредством емкостей $C_{бл}, C_{ш}$ подключено параллельно выходным зажимам ПТШ.

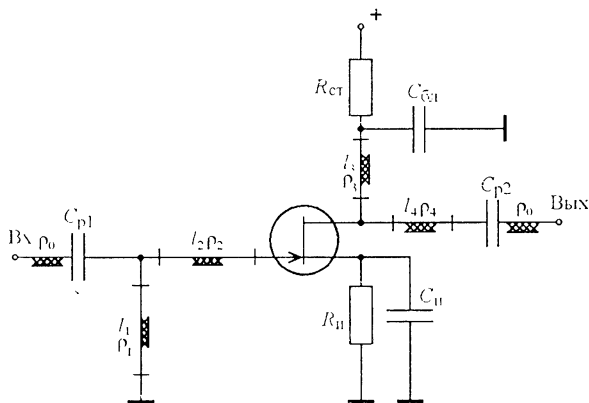


Рис. 3.20

Для формирования АЧХ узкополосных МШУ можно использовать ФСИ на входе или на выходе: ФСИ на входе усилителя ослабляет действие помех и предотвращает связанные с ними нелинейные искажения, но вместе с тем повышает коэффициент шума, внося дополнительные потери. Применяются также цепи ООС из реактивных элементов.

Поскольку коэффициент усиления транзистора уменьшается с ростом частоты, вопросы согласования в широкополосных усилителях решают не на центральной, а на верхней частоте рабочего диапазона. Возникающее при этом избыточное усиление на нижних частотах устраняется реактивными или диссипативными выравнивающими цепями. В усилителях с реактивными выравнивающими цепями коррективка АЧХ достигается увеличением рассогласования с понижением частоты, что сопряжено с опасностью самовозбуждения в областях потенциальной неустойчивости транзистора и при каскадном включении усилителей.

При использовании диссипативных нерезонансных выравнивающих цепей избыточное усиление компенсируется ростом затухания в поглощающих элементах с понижением частоты. Эффективным методом выравнивания АЧХ в широкополосных транзисторных усилителях является применение параллельной ООС.

В многокаскадных МШУ первым включают усилитель, рассчитанный на минимум коэффициента шума, а последующими — на максимальный коэффициент усиления по мощности. Противоречие между согласованием по мощности и рассогласованием по шумам в одном каскаде в значительной мере преодолевается в балансной схеме (рис. 3.21), которая в простейшем случае содержит два квадратурных 3-дБ направленных ответвителя: $НО_1$ делит пополам мощность входного сигнала и подает ее на входы двух одинаковых транзисторных каскадов, в $НО_2$ усиленные мощности суммируются в общей нагрузке.

В рассматриваемой схеме в качестве делителя и сумматора мощности применены часто используемые двухшлейфовые $НО$.

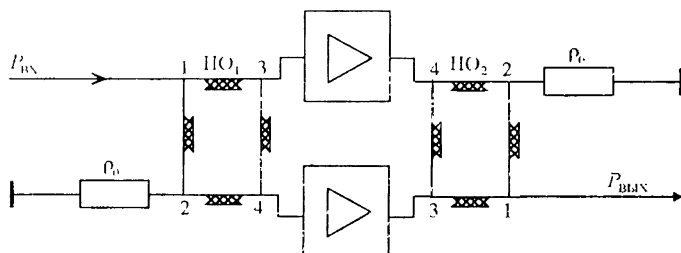


Рис. 3.21

образованные из четвертьволновых отрезков МПЛ. В плечах 3, 4 НО₁ сигналы сдвинуты по фазе на 90°, в плечах 2 обоих НО, куда мощность теоретически поступать не должна, включены согласованные балластные сопротивления ρ_0 . Поступающие на входы 3 и 4 НО₂ усиленные сигналы со сдвигом фаз 90° суммируются в плече 1. Коэффициент усиления балансного усилителя равен коэффициенту усиления одиночного, его динамический диапазон почти вдвое шире, чем у одиночного. Анализ показывает, что даже если одиночные усилители по отдельности согласованы плохо, балансный усилитель оказывается практически идеально согласованным по входу и выходу, что облегчает создание многокаскадных усилителей.

В настоящее время транзисторные МШУ СВЧ изготавливаются преимущественно в виде гибридных ИМС с навесными корпусными и бескорпусными АЭ, усилители в виде полупроводниковых ИМС уступают гибридным по шумовым показателям и повторяемости параметров. Полосы усиления составляют 4...80 %, коэффициенты усиления на каскад 4...15 дБ (типичные значения 5...8 дБ), коэффициенты шума 2...6 дБ (шумовая температура 170...870 К), динамический диапазон 80...90 дБ. Наилучшие результаты достигаются при использовании транзисторов с высокой подвижностью электронов, являющихся разновидностью ПТШ. У таких неохлаждаемых усилителей шумовая температура составляет 90...120 К при усилении 9...10 дБ. Значительное улучшение шумовых показателей обеспечивается охлаждением усилителей до температуры жидкого азота (77 К), водорода (20 К) или гелия (4,2 К). Так, усилители на ПТШ, охлаждаемые до температуры жидкого водорода, имеют шумовую температуру 30...50 К (коэффициент шума 0,4...0,7 дБ). Однако применение криогенной системы значительно ухудшает массогабаритные показатели приемников, ведет к повышению стоимости и потребления энергии, снижению надежности.

3.10. РЕГЕНЕРАТИВНЫЕ И СВЕРХРЕГЕНЕРАТИВНЫЕ УСИЛИТЕЛИ. НЕГАТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ СВЧ

подавляющее большинство используемых в радиоприемной технике усилителей всех диапазонов частот работают по принципу управления током выходного электрода усилительного прибора напряжением или током в цепи его управляющего электрода. Однако находят применение, особенно в диапазоне СВЧ, и усилители, в которых усиление достигается за счет внесения в сигнальную цепь отрицательного сопротивления или проводимости, частично компенсирующих потери в цепи. Такое явление называется *реге-*

нерацией, а построенные на этом принципе усилители – *регенеративными*. Физически внесение отрицательного сопротивления соответствует перекачке в сигнальную цепь энергии от источника постоянного тока (питания) или генератора высокочастотных колебаний (“накачки”).

В регенеративных усилителях современных РПрУ систем радиосвязи, радиовещания и телевидения отрицательные сопротивления могут реализовываться одним из трех способов:

изменением реактивного параметра (чаще всего нелинейной емкости варикапа) под действием колебаний генератора накачки. На этом принципе строятся ППУ;

на основе различных физических эффектов в таких полупроводниковых приборах-негатронах, как туннельные диоды (ТД), диоды Ганна (ДГ), лавинно-пролетные диоды (ЛПД) и др.;

созданием внешней положительной ОС в цепях с трехэлектродными усилительными элементами (УЭ) и усилительными приборами (УП), обычно транзисторами или ИМС.

Несмотря на разнообразие физических и схемных реализаций регенерирующих элементов (РЭ), всем регенеративным усилителям свойственны некоторые общие особенности, которые кратко рассмотрены ниже.

Регенеративные усилители подразделяются на *отражательные* и *проходные*. Эквивалентная схема отражательного усилителя СВЧ приведена на рис. 3.22, а. К плечам 1 и 3 трехплечего ферритового циркулятора (ФЦ) с волновым сопротивлением ρ_0 подключены соответственно источник сигнала с внутренним сопротивлением R_r и полезная нагрузка R_{II} . Резонатор, эквивалентный контуру $L_p C_p$ с сопротивлением потерь R_p , в общем случае соединен с пле-

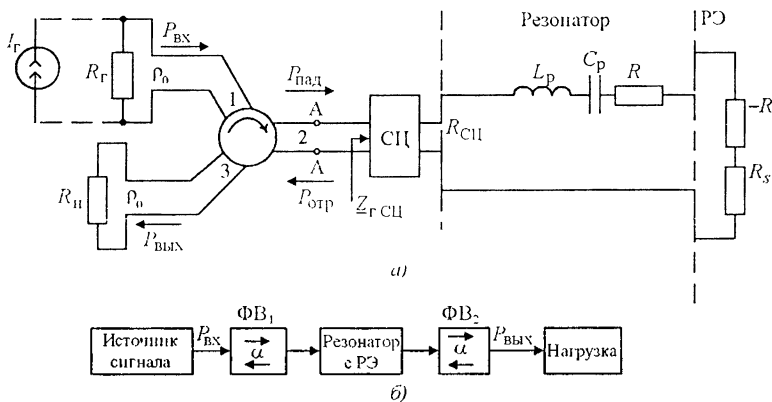


Рис. 3.22

чом 2 ФЦ через согласующую цепь (СЦ), осуществляющую трансформацию сопротивления ρ_0 в $R_{\text{СЦ}} = n^2 \rho_0$, где n — коэффициент трансформации. Регенерирующий элемент вносит в резонатор отрицательное сопротивление $-R$; R_s — сопротивление потерь элемента, реактивная составляющая полного сопротивления которого включена в L_p или C_p .

Подводимая к плечу 1 энергия сигнала мощностью $P_{\text{вх}}$ направляется в плечо 2, а отраженная от плеча 2 усиленная мощность передается в плечо 3 и выделяется как $P_{\text{вых}}$ в полезной нагрузке. Поскольку потери в ФЦ невелики и ими можно при качественном рассмотрении пренебречь ($P_{\text{пад}} = P_{\text{вх}}$, $P_{\text{отр}} = P_{\text{вых}}$), а также считать тракт согласованным ($R_r = \rho_0$, $R_{\text{и}} = \rho_0$), коэффициент усиления по мощности отражательного регенеративного усилителя определяется как

$$K_p = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}} = P_{\text{отр}}/P_{\text{пад}} = |\Gamma|^2. \quad (3.79)$$

где $\Gamma = (Z_{\text{СЦ}} - \rho_0)/(Z_{\text{СЦ}} + \rho_0)$ — коэффициент отражения от СЦ в сечении А-А; $Z_{\text{СЦ}}$ — полное входное сопротивление СЦ в этом сечении. Поскольку активная составляющая $Z_{\text{СЦ}}$ из-за наличия $-R$ отрицательна, $|\Gamma| > 1$. На резонансной частоте $Z_{\text{СЦ}} = (R_p + R_s - R)/n^2$ и резонансный коэффициент усиления по мощности

$$K_{p0} = \left(\frac{R_p + R_s - R - R_{\text{СЦ}}}{R_p + R_s - R + R_{\text{СЦ}}} \right)^2 = \left(\frac{1 - \alpha - 2R_{\text{СЦ}}/R_s}{1 - \alpha} \right)^2, \quad (3.80)$$

где $\alpha = R/R_s$ — коэффициент регенерации; $R_s = R_p + R_s + R_{\text{СЦ}}$.

Из (3.80) следует, что при $R_s = R_p + R_s + R_{\text{СЦ}} - R$, т.е. при согласовании в плече 2 $K_{p0} = 0$ поскольку $|\Gamma| = 0$. Если $R = R_p + R_s$, то оказываются скомпенсированными потери в резонаторе, вся мощность сигнала отражается от плеча 2 без потерь и $K_{p0} = 1$. При $R_s = R_p + R_s + R_{\text{СЦ}}$ компенсируются все потери в плече 2, $K_{p0} \rightarrow \infty$ и усилитель самовозбуждается, т.е. в нем возникают автоколебания. Следовательно, $1 < K_{p0} < \infty$ при $R_p + R_s \leq R < R_p + R_s + R_{\text{СЦ}}$. Величина K_{p0} изменяется путем выбора значений $-R$ или $R_{\text{СЦ}}$, последнее из которых определяется в соответствии с (3.80) как

$$R_{\text{СЦ}} = \frac{\sqrt{K_{p0} - 1}}{\sqrt{K_{p0} + 1}} (R - R_p - R_s).$$

Следует подчеркнуть, что коэффициент усиления по мощности регенеративных усилителей очень чувствителен к изменениям коэффициента регенерации α и эта чувствительность возрастает с увеличением K_{p0} . Поэтому в реальных отражательных усилителях обычно $K_{p0} \leq 10 \dots 15$ дБ.

Для определения полосы пропускания отражательного регенеративного усилителя на основании (3.79) по аналогии с (3.80) можно получить выражение для зависимости коэффициента усиления по мощности от частоты

$$K_p(j\omega) = \left| \frac{1 - \alpha - 2R_{\text{цл}}/R_s + j\omega}{1 - \alpha + j\xi} \right|^2, \quad (3.81)$$

где $\xi \approx 2(\omega - \omega_0)L_p/R_s$ – относительная расстройка; $\omega_0 = 1/\sqrt{L_p C_p}$ – резонансная частота. Из (3.80) и (3.81) при $K_{p0} \gg 1$, $\alpha \rightarrow 1$ можно получить выражение для полосы пропускания по уровню $0,5K_{p0}$:

$$\Pi_{0,5} \approx (R_{\text{цл}} - R_p - R_s + R)/(2\pi L_p \sqrt{K_{p0} - 2}), \quad (3.82)$$

из которого следует, что чем больше коэффициент усиления, тем уже полоса пропускания.

Схема включения проходного регенеративного усилителя представлена на рис. 3.22, б. Энергия усиливаемого сигнала подводится к резонатору с РЭ и отводится от него к нагрузке по различным линиям, в которые для лучшего согласования и развязки включаются ферритовые вентили ФВ₁, ФВ₂ или ФЦ. При согласовании ($R_r = R_{\text{н}} = \rho_0$) в принятых выше обозначениях коэффициент усиления по мощности

$$K_{p0} \approx 1/(1 - \alpha)^2,$$

где $\alpha = R/R_s$; $R_s = 2\rho_0 + R_s$; $-R$, R_s – параметры РЭ. Полосы пропускания проходных усилителей уже, чем отражательных.

Из-за ряда присущих им недостатков по сравнению с отражательными усилителями (вдвое меньшая площадь усиления, более высокий коэффициент шума, худшие массогабаритные показатели) проходные регенеративные усилители в настоящее время применяются крайне редко. Поскольку регенеративные усилители используются почти исключительно в качестве МШУ СВЧ, их шумовые свойства будут кратко рассмотрены ниже в данном параграфе и в § 4.9.

Если с помощью внешнего источника сравнительно низкочастотного вспомогательного напряжения периодически изменять величину $-R$ так, чтобы в течение периода потери в контуре (резонаторе) полностью компенсировались, в системе будут наблюдаться нарастающие, а затем спадающие прерывистые колебания полезного сигнала. Серии таких прерывистых колебаний, частота следования которых определяется вспомогательным генератором, а интенсивность – входным сигналом, затем детектируются. Построенные на таком принципе *сверхрегенеративные усилители* могут обеспечивать значительное усиление на каскад, однако они

вносят большие искажения сигналов и создают паразитные излучения, вследствие чего в современной радиоприемной технике почти не применяются.

Кроме рассмотренных выше транзисторных усилителей в РПрУ современных систем радиосвязи, радиовещания и телевидения находят ограниченное применение регенеративные усилители СВЧ. Как отмечалось выше, к этому классу усилителей относятся ППУ, усилители на основе полупроводниковых приборов с отрицательным сопротивлением – негатронов и усилители, в которых транзистор используется не как невзаимный АЭ, а как РЭ. Поскольку ППУ по принципу работы близки к преобразователям частоты, они подробно рассмотрены в § 4.9. Усилители, в которых транзисторы СВЧ используются как РЭ, в качестве МШУ практически не применяются ввиду отсутствия каких-либо преимуществ перед традиционными. Поэтому рассмотрим здесь лишь особенности усилителей на ТД и ДГ, применение которых в современных РПрУ СВЧ в принципе возможно [3, 4, 10].

На основе ТД могут создаваться достаточно эффективные МШУ в диапазоне 0,3...20 ГГц. Эквивалентная схема ТД представлена на рис. 3.23, а его ВАХ – на рис. 3.24. С помощью низковольтного источника постоянного напряжения с малым внутренним сопротивлением рабочая точка (U_0, I_0) устанавливается вблизи перегиба падающего участка ВАХ. В этом случае значение отрицательного дифференциального сопротивления ТД определяется наклоном ВАХ: $-R = du/di$ и для реальных приборов составляет несколько десятков ом; R_s – сопротивление потерь диода; C_{Π} – емкость открытого *p-n*-перехода; C_k – емкость корпуса; L_k – индуктивность корпуса и выводов. Туннельный диод обычно включают по отражательной схеме, резонатор образуется внешней индуктивностью элементов настройки и емкостями диода.

Если пренебречь, как это часто делается, емкостью корпуса C_k , а L_k включить в индуктивность резонатора L_p , то с учетом схемы, показанной на рис. 3.23, эквивалентную схему сигнального контура (см. рис. 3.22) можно представить в виде рис. 3.25.

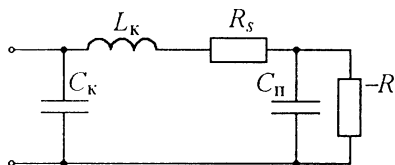


Рис. 3.23

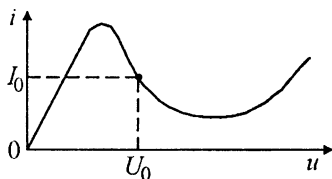


Рис. 3.24

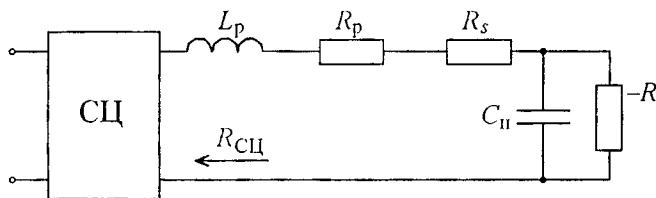


Рис. 3.25

Полное сопротивление этого контура

$$\underline{Z} = R_s - \frac{R}{1 + \omega^2 C_n^2 R^2} + j\omega \left(L_p - \frac{C_n R^2}{1 + \omega^2 C_n^2 R^2} \right),$$

где $R_s = R_p + R_s + R_{СЦ}$.

Для устойчивой работы усилителя на частоте сигнала должны выполняться условия

$$\operatorname{Re} \underline{Z} = R_s - \frac{R}{1 + \omega^2 C_n^2 R^2} > 0; \quad \operatorname{Im} \underline{Z} = L_p - \frac{C_n R^2}{1 + \omega^2 C_n^2 R^2} = 0. \quad (3.83)$$

Второе из этих условий – условие резонанса выполняется на частоте

$$\omega_0 = \sqrt{(1/L_p C_n) - (1/R^2 C_n^2)}. \quad (3.84)$$

Подставив (3.84) в (3.83), получим условие устойчивой работы усилителя на этой частоте: $R_s > L_p/C_n R$, где $L_p/C_n R$ – эквивалентное отрицательное сопротивление ТД с учетом трансформирующих свойств контура.

Поскольку ТД обладает отрицательным сопротивлением в весьма широком диапазоне частот, от постоянного тока до предельной частоты $f_{\text{пред}} = \sqrt{R/R_s - 1/2\pi RC_n}$, выше которой его сопротивление становится положительным, необходимо принимать меры для предотвращения самовозбуждения релаксационных колебаний, не контролируемых резонансным контуром. Для исключения высокочастотных паразитных колебаний следует обеспечить условие $R > R_s$, а для исключения низкочастотных – $R > R_i + R_s$, где R_i – внутреннее сопротивление источника питания. Чтобы облегчить выполнение этих условий, параллельно ТД включают стабилизирующую цепь, состоящую из резистора $R_{ст}$ и дополнительного контура, уменьшающего влияние $R_{ст}$ на рабочей частоте. Вне рабочей полосы частот $R_{ст}$ шунтирует основной контур и повышает устойчивость усилителя. Резонансный коэффициент усиления рассчитывается по получаемой на основе (3.80) формуле

$$K_{\text{нб}} = \frac{4R_{СЦ}^2}{R_s^2(1-\alpha)^2}, \quad \text{где коэффициент регенерации } \alpha = L_p/C_n R R_s.$$

Для получения устойчивого режима приходится ограничиваться значениями $\alpha = 0,7...0,8$, при этом возможно устойчивое усиление $K_{p_0} = 16...18$ дБ.

У современных ТД $R = 40...100$ Ом, $R_s = 1,5...7$ Ом, $C_n = 0,2...2$ пФ, $L_k \leq 0,05...0,3$ нГн. При таких параметрах вклад в значение частоты вычитаемого (3.80) незначителен, и им можно пренебречь, считая, что сигнальный контур – простой последовательный с резонансной частотой $\omega_0 = 1/\sqrt{L_p C_n}$. При таком допущении полоса пропускания усилителя на уровне половинной мощности определяется выражением $\Pi_{0,5} \approx (1 - \alpha)/2\pi RC_n$. Обычно усилители на ТД имеют относительную полосу усиливаемых частот $\Pi_{0,5}/f_c \approx 6...7\%$, а для расширения полосы пропускания применяют специальные корректирующие цепи.

Основными источниками шумов в усилителях на ТД являются дробовые шумы открытого p - n -перехода и тепловые шумы сопротивления потерь диода R_s . Интенсивность тепловых шумов определяется на основе формулы Найквиста (см. § 1.6), а средний квадрат тока дробовых шумов открытого p - n -перехода, как следует из формулы Шотки, $i_{ш\text{др}}^2 \approx 2qI\Pi_{ш}$, где q – заряд электрона; I – постоянный ток перехода. Считая, что усилитель имеет комнатную температуру ($T = T_0$), и пренебрегая тепловыми шумами малого собственного сопротивления резонатора, можно записать выражение для коэффициента шума усилителя на ТД:

$$\Pi_{ш} \approx 1 + \frac{R_v}{R_{сц}} + \frac{qI_0(R_{сц} + R_s)^2}{2kT_0R_{сц}} = 1 + \frac{R_s}{R_{сц}} + 19,6I_0 \frac{(R_{сц} + R_s)^2}{R_{сц}},$$

где I_0 – постоянный ток диода в рабочей точке, второе слагаемое отражает влияние тепловых шумов, третье – дробовых. Видно, что чем меньше R_s и I_0 , тем меньше коэффициент шума. При выполняемом обычно соотношении $R_s \ll R_{сц}$ основной вклад вносят дробовые шумы; потери, вносимые ФЦ, увеличивают коэффициент шума усилителя на 0,5...1 дБ, а потери в стабилизирующей цепи – еще на 0,5 дБ. Конструкция усилителя на ТД определяется диапазоном рабочих частот. В дециметровом диапазоне применяются полосковые конструкции, в сантиметровом – полосковые и волноводные.

Усилители на ТД обладают хорошими массогабаритными показателями, экономичностью, возможностью микроминиатюризации. На частотах выше 3 ГГц шумовые параметры таких усилителей не превосходят показателей смесителей на диодах с барьером Шотки (ДБШ) и неохлаждаемых усилителей на ПТШ. Современ-

менные усилители на ТД работают на частотах до 20 ГГц, обеспечивая усиление 13...20 дБ на каскад при коэффициенте шума 5...6 дБ в полосе 10...15 %. Их недостатками являются малая мощность насыщения и низкая устойчивость к перегрузкам мощностью СВЧ. Поэтому в настоящее время эти усилители практически вытеснены транзисторными и если применяются, то лишь в простых приемниках прямого усиления и некоторых других.

В радиоприемниках СВЧ возможно использование и регенеративных усилителей на ДГ. Этот прибор, как известно, представляет собой однородно легированный кристалл многодолинного полупроводника, чаще всего арсенида галлия электронной электропроводности (n -GaAs) или фосфида индия, с нанесенными на него с обеих сторон омическими контактами. Отрицательная дифференциальная проводимость ДГ $G = di/du < 0$ является следствием эффекта междолинного переноса электронов, характерного для полупроводников, имеющих в зоне проводимости несколько областей.

Диоды Ганна используются в основном для создания генераторов небольшой мощности в диапазоне частот 4...60 ГГц, однако могут работать и в усилительных режимах. Тот или иной режим определяется сочетанием внешней цепи и параметров диода, из которых основным является произведение $n_0 l$, где n_0 — концентрация легирующих донорных примесей, см^{-3} , l — длина активной части ДГ, мкм. Обычно $l = 1...100$ мкм, $n_0 = 2 \cdot 10^{14}...2 \cdot 10^{16} \text{см}^{-3}$.

Один из возможных усилительных режимов возникает при $n_0 l < 10^{-12} \text{см}^{-2}$ и отличается постоянным во времени пространственно неоднородным распределением поля, характеризующимся наличием статических слоев пространственных зарядов (доменов) вблизи анода или катода. При таком распределении поля связь между напряжением и током в диоде выражается статической ВАХ (рис. 3.26), обладающей падающим участком, соответствующим наличию отрицательной проводимости. Физически появление отрицательной проводимости обусловлено инерционностью статического домена, которая вызывает запаздывание напряжения на

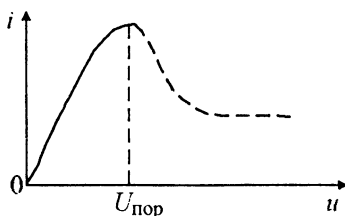


Рис. 3.26

диоде относительно полного тока, определяемого внешним напряжением СВЧ, на угол $0,5\pi \leq \varphi \leq 0,5\pi$. Отрицательная проводимость имеет место в узкой полосе частот вблизи пролетной частоты $f_{\text{пр}} = v/l$, где v – дрейфовая скорость носителей, и гармоник $f_{\text{пр}}$, поэтому на основе такого режима могут быть построены лишь узкополосные регенеративные усилители.

Широкополосное отрицательное сопротивление, а следовательно, и усиление могут быть реализованы с использованием коротких ($l \approx 10$ мкм) диодов при «сверхкритическом» легировании $n_0 l > (1,5 \dots 6) \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}$, т.е. на самой границе области устойчивости или даже в области неустойчивости при $n_0 l \geq 10^{12} \text{ см}^{-2}$. Выбор большого постоянного напряжения на диоде $U_0 \approx (3 \dots 4) U_{\text{пор}}$ (см. рис. 3.26) и определенной нагрузки позволяет настолько увеличить время формирования домена, что он не успевает сформироваться за период частоты сигнала и реализуется стабильная отрицательная проводимость в широком диапазоне частот. Предназначенные для работы в таком режиме ДГ должны отвечать определенным жестким требованиям, на их основе могут строиться весьма широкополосные усилители (с полосой порядка октавы) с коэффициентом усиления до 20 дБ на каскад.

Вследствие более высокого, чем у ТД, уровня шумов ($\text{Ш} = 8 \dots 22$ дБ) ДГ не применяются для построения МШУ, но могут использоваться в УРЧ простых приемников СВЧ, особенно в трансиверах, а также в ГТ супергетеродинов. Поскольку усилители на ЛПД обладают еще большими шумами ($\text{Ш} = 25 \dots 40$ дБ), в радиоприемной технике они практически не применяются.

3.11. ПОЛОСОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Как следует из структурной схемы супергетеродинного приемника (см. рис. 1.4, в), УПЧ работают на фиксированной частоте $f_{\text{пр}}$, обеспечивая усиление принимаемого сигнала до уровня, необходимого для нормальной работы демодулятора, а также формируя АЧХ линейного УТ, определяющую его избирательность по соседнему каналу. Для повышения помехоустойчивости приема установлен международный ряд значений $f_{\text{пр}}$, которые запрещается использовать в качестве несущих. Например, в радиовещательных приемниках сигналов с АМ обычно $f_{\text{пр}} = 465$ кГц, с ЧМ 10,7 МГц, в РПРУ радиорелейных и спутниковых систем связи 70 МГц.

Исходя из функционального назначения УПЧ, их основными качественными показателями являются: коэффициент усиления по напряжению K , полоса пропускания Π , обычно по уровню 3 дБ ($\Pi_{0,7}$), определяемая допустимыми частотными искажениями при-

нимаемого сигнала, избирательность по соседнему каналу Se (или коэффициент прямоугольности $k_{пг}$). По относительной ширине полосы пропускания УПЧ подразделяют на узкополосные ($\Pi/f_{пр} \leq \leq 0,05$) и широкополосные ($\Pi/f_{пр} > 0,05$). На частоте $f_{пр}$ значение модуля коэффициента усиления УПЧ K_0 в зависимости от назначения РПрУ может составлять $10^2 \dots 10^6$. Типовые полосы пропускания в радиовещательных приемниках АМ сигналов 8...10 кГц, в приемниках ЧМ сигналов 250 кГц, в РПрУ систем радиорелейной и спутниковой связи 12...34 МГц. В приемниках СВЧ, в которых в качестве первых каскадов используются диодные ПЧ, предъявляются также достаточно жесткие требования и к шумовым параметрам УПЧ (см. § 1.5).

Поскольку аналоговый УПЧ представляет собой многокаскадный усилитель, содержащий частотно-избирательные цепи, его можно реализовать двумя способами. В УПЧ с распределенной избирательностью (рис. 3.27, а) в каждом каскаде кроме УП имеется своя избирательная цепь (ИЦ), т.е. происходит постепенное покаскадное накопление усиления и избирательности. В качестве ИЦ используются цепи межкаскадной связи в виде одиночных колебательных контуров или связанных контуров на основе LC -элементов, применяются и активные RC -цепи, не содержащие индуктивных элементов.

Усилители с сосредоточенной избирательностью (рис. 3.27, б) содержат обычно апериодический или слабо избирательный многокаскадный усилитель и фильтр сосредоточенной избирательности (ФСИ); таким образом, функции усиления и избирательности оказываются разделенными. В качестве ФСИ используются многосвязные LC -фильтры, АРСФ, пьезоэлектрические фильтры на объемных (ОАВ) и поверхностных (ПАВ) акустических волнах, а также электромеханические. В УПЧ с распределенной избирательностью более полно используется усилительный потенциал, что позволяет обеспечивать необходимое усиление меньшим числом каскадов. Однако такие усилители сложнее в настройке и экс-

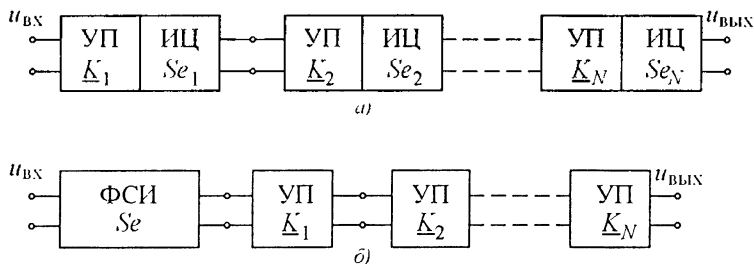


Рис. 3.27

плуатации, менее технологичны, чем УПЧ с сосредоточенной избирательностью, обладающие кроме того более высокой стабильностью характеристик.

Если РПрУ должно работать в условиях большого уровня внешних помех, что часто имеет место в диапазонах умеренно высоких частот, избирательность УПЧ необходимо обеспечить возможно ближе к входу, чтобы предотвратить нелинейные искажения в нем. В таких случаях целесообразно использовать схему с сосредоточенной избирательностью, включая ФСИ непосредственно на выходе ПЧ. В приемниках СВЧ, где вероятность появления сильных помех относительно мала, могут применяться УПЧ с распределенной избирательностью.

Особое место в современных РПрУ занимают УПЧ на основе дискретных и цифровых фильтров. Рассмотрим сначала основные особенности УПЧ с распределенной избирательностью. Из теории электрических цепей известно, что формирование АЧХ и ФЧХ необходимой формы может достигаться применением различных комбинаций одно- и двухконтурных, настроенных на одинаковые частоты или расстроенных резонансных цепей. Однако при массовом производстве РПрУ наименее трудоемкими в настройке, обладающими сравнительно невысокой чувствительностью к дестабилизирующим факторам и в то же время наиболее технологичными оказываются УПЧ, построенные на одинаковых каскадах с простыми однотипными избирательными цепями: одиночными контурами и двумя связанными контурами.

Коэффициент усиления N -каскадного транзисторного УПЧ с идентичными одноконтурными каскадами (см. рис. 3.2), настроенными на частоту f_{np} , в соответствии с (3.8) определяется выражением

$$\underline{K}_N = \underline{K}^N = \left(-\frac{mn \underline{Y}_{21} R_3}{1 + j\xi} \right)^N. \quad (3.85)$$

Модуль коэффициента усиления

$$K_N = \left(-\frac{mn |Y_{21}| R_3}{\sqrt{1 + \xi^2}} \right)^N, \quad (3.86)$$

а резонансный коэффициент усиления ($\xi = 0$)

$$K_{N_0} = (-mn |Y_{210}| R_3)^N, \quad (3.87)$$

где $|Y_{210}|$ – модуль крутизны транзистора на резонансной частоте f_{np} . В узкополосном УПЧ крутизну транзистора в пределах полосы

пропускания можно считать постоянной: $|Y_{21}| = |Y_{210}|$. При этом условии из (3.86), (3.87) получаем выражение для нормированной АЧХ:

$$\gamma = K_N / K_{N_0} = (\sqrt{1 + \xi^2})^{-N}. \quad (3.88)$$

Из (3.88) можно определить полосу пропускания УПЧ по уровню 3 дБ:

$$P_{N0,7} = f_{\text{пр}} d_{\text{эк}} \sqrt{\sqrt[N]{2} - 1} = P_{0,7} \sqrt{\sqrt[N]{2} - 1}, \quad (3.89)$$

где $P_{0,7} = f_{\text{пр}} d_{\text{эк}}$ — полоса пропускания одиночного каскада. Из (3.89) следует, что с ростом числа идентичных каскадов результирующая полоса пропускания УПЧ сужается. Для получения полосы $P_{N0,7}$ необходимо затухание каждого из N нагруженных контуров делать равным

$$d_{\text{эк}} = P_{N0,7} / f_{\text{пр}} \sqrt{\sqrt[N]{2} - 1}. \quad (3.90)$$

Из (3.90) видно, что для сохранения заданной полосы при увеличении числа каскадов приходится увеличивать затухание контуров каждого каскада, уменьшая тем самым их усиление. Усилители на одиночных контурах просты в настройке, но при одинаковых коэффициентах усиления имеют меньшую по сравнению с усилителями других типов полосу пропускания и наихудший коэффициент прямоугольности.

В УПЧ с двумя связанными контурами в каждом каскаде наибольшее применение находят индуктивная трансформаторная и внешнеемкостная связь. На рис. 3.28 показана принципиальная схема транзисторного каскада с индуктивной связью между контурами. Полагая контуры идентичными и пренебрегая изменением

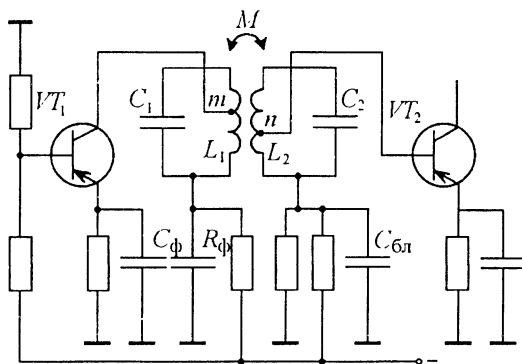


Рис. 3.28

крутизны транзистора в полосе пропускания, на основе известного в теории электрических цепей выражения для коэффициента передачи двухконтурного фильтра можно получить нормированную АЧХ N -каскадного УПЧ такого типа:

$$\gamma = \frac{K_N}{K_{N_0}} = \left[\frac{\sqrt{(1 + \beta^2 - \xi^2)^2 + 4\xi^2}}{1 + \beta^2} \right]^{-N}, \quad (3.91)$$

где $\beta = k_{св}/d_{эк}$ – обобщенный коэффициент связи между контурами. Анализ (3.91) показывает, что при $\beta < 1$ АЧХ имеет одногорбый характер, при $\beta = \beta_{кр} = 1$ обладает максимально плоской вершиной, а при $\beta > \beta_{кр}$ становится двугорбой: на центральной частоте настройки $f_{пр}(\xi = 0)$ появляется впадина, увеличивающаяся с ростом β . Коэффициент усиления на этой частоте $K_{N_0} =$

$$= \left(-mm | \underline{Y}_{210} | R_3 \frac{\beta}{1 + \beta^2} \right)^N. \text{ Если глубина впадины равна допустимой}$$

неравномерности в пределах полосы пропускания, АЧХ наиболее близка к прямоугольной. При $\beta = \beta_{кр}$ реализуется максимальный коэффициент усиления одиночного каскада, ФЧХ всего усилителя наиболее близка к линейной, облегчается настройка фильтров. Для реализации полосы пропускания на уровне 3 дБ затухание каждого контура должно быть $d_{эк} = \Pi_{N,0,7}/f_{пр} \sqrt{2} \sqrt{\sqrt{2} - 1}$.

Достоинства УПЧ на связанных контурах по сравнению с усилителями на одиночных заключаются в большем усилении на каскад при заданной полосе и лучшей избирательности. Их недостаток – более сложные конструктивная реализация и настройка.

Для создания УПЧ с широкой полосой пропускания при повышенных коэффициенте усиления и избирательности, с высокой линейностью ФЧХ применяют каскадное включение рассмотренных выше усилителей с разнотипными или различно настроенными избирательными цепями. Достаточно стабильные чебышевские и максимально плоские АЧХ могут реализовываться путем каскадного соединения усилителя на одиночном контуре, настроенном на $f_{пр}$, и усилителя на связанных контурах с $\beta > \beta_{кр}$, обеспечивающего двугорбую характеристику, симметричную относительно $f_{пр}$. Аналогичные характеристики получаются при каскадном включении, например, трех одноконтурных усилителей, один из которых настроен на частоту $f_{пр}$, а два других симметрично расстроены относительно нее («расстроенная тройка»). На таком же принципе строятся УПЧ на «расстроенных парах», «расстроенных пятаках» и т.д.

Чебышевской и максимально плоской АЧХ соответствуют нелинейные ФЧХ. Поскольку в ряде систем радиосвязи, например в многоканальных аналоговых и цифровых радиорелейных и спутниковых системах, для предотвращения искажений сигналов к линейности ФЧХ (неравномерности характеристики ГВЗ) РПРУ предъявляются весьма жесткие требования, при построении соответствующих УПЧ принимаются специальные меры по линейризации фазовых характеристик. Иногда требуется обеспечить ФЧХ специальной формы, например квадратичной. Наиболее распространенный способ корректировки или формирования ФЧХ заключается в том, что сначала формируют требуемую АЧХ, а затем включают корректирующие цепи (фазовые звенья), реализующие требуемую ФЧХ, но не изменяющие АЧХ. Кроме того, близкую к линейной ФЧХ имеет усилитель с гауссовской (бесселевой) формой АЧХ.

В качестве УП в УПЧ широко применяются универсальные и специализированные аналоговые ИМС, такие как ОУ, дифференциальные усилительные каскады, широкополосные универсальные усилители, а также различные многофункциональные ИМС для радиоприемников. При повышенных требованиях к частотному и динамическому диапазонам, а также коэффициенту шума УПЧ выполняются на высокочастотных БТ и ПТ, причем наиболее широко используется схема включения с ОЭ (ОИ) и каскодная схема ОЭ–ОБ, позволяющая повысить коэффициент устойчивого усиления.

Если УПЧ реализуется в микросхеменном исполнении, выполнение катушек индуктивности необходимых номиналов и добротностей затруднено и их стремятся исключить, используя активные RC -цепи. Одно из возможных решений заключается в применении гираторов, преобразующих емкостное сопротивление конденсатора C_n на выходных зажимах в индуктивное сопротивление на входных: $Z_{вх} = j\omega C_n R_G^2$, где R_G – сопротивление гирации. Гираторы, представляющие собой инверторы полного сопротивления, на частотах 100...200 кГц реализуются в виде серийных ИМС, а на более высоких (до 10 МГц) – на дискретных высокочастотных транзисторах. Применение гираторов ограничено тем не менее их относительной низкочастотностью.

3.12. ФИЛЬТРЫ СОСРЕДОТОЧЕННОЙ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ ДЛЯ ТРАКТОВ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Наиболее распространенные ФСИ представляют собой LC -фильтры, образованные каскадным включением элементарных полосовых звеньев, согласованных между собой по характери-

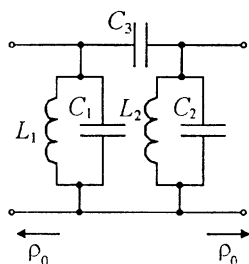


Рис. 3.29

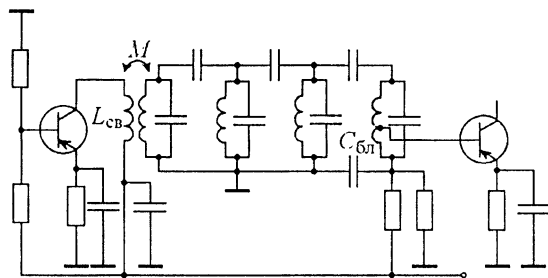


Рис. 3.30

ческому сопротивлению ρ_0 . В таком звене (рис. 3.29) имеет место емкостная связь между контурами, применяют и индуктивную связь.

Из теории фильтров известно, что все элементы звена выражаются через частоты среза $f_1 = f_{\text{нр}} - \Pi_{0,7}/2$; $f_2 = f_{\text{нр}} + \Pi_{0,7}/2$; $L_1 = L_2 = (f_2 - f_1) \rho_0 / 2\pi f_1 f_2$; $C_1 = C_2 = f_1 / 2\pi f_2 (f_2 - f_1) \rho_0$, $C_3 = (f_1 + f_2) / 4\pi f_1 f_2 \rho_0$. В транзисторных УПЧ обычно $\rho_0 = 1...50$ кОм. Вносимые таким ФСИ потери $L \approx 4,34n f_{\text{нр}} / \Pi_{0,7} Q_0$, дБ, где n — число контуров; Q_0 — их собственная добротность. Для согласования ФСИ с выходом предыдущего и входом следующего каскадов используют автотрансформаторное или трансформаторное подключение первого и последнего контуров, как это показано на схеме УПЧ с трехзвенным фильтром (рис. 3.30).

Фильтры сосредоточенной избирательности такого типа могут проектироваться как с чебышевскими, так и с максимально плоскими АЧХ, причем необходимое число звеньев и добротности контуров оказываются различными при одинаковых требованиях к ширине полосы и избирательности, фильтры с чебышевской АЧХ обладают более линейной ФЧХ (менее неравномерной характеристикой ГВЗ). На частотах 50...1000 МГц вместо контуров на элементах с сосредоточенными параметрами в рассмотренных ФСИ используют спиральные резонаторы, представляющие собой четвертьволновый коаксиальный резонатор с внутренним проводником, для сокращения размеров свернутым в спираль.

В УПЧ профессиональных приемников умеренно высоких частот применяют удобные для микроэлектронной реализации ФСИ в виде АРСФ, построенных на основе усилителей и RC-цепей. В пассивном виде эти цепи не обеспечивают необходимой избирательности, однако их использование совместно с усилителем позволяет не только повысить добротность фильтра, определяемую как $Q = f_{\text{нр}} / \Pi_{0,7}$, но и совместить в одном устройстве функции избирательности и усиления. Существует множество ти-

пов АРСФ, различающихся структурой, порядком используемых операционных звеньев и видом УП, однако для построения УПЧ операционные звенья выше второго порядка обычно не применяются, а для увеличения порядка фильтра соединяются каскадно звенья первого и второго порядков. В качестве УП чаще всего используют ОУ, но применяют и усилители с конечным усилением типа источников напряжения, управляемых напряжением (ИНУН), реализуемые в виде ИМС или на дискретных транзисторах.

Операционные звенья второго порядка представляют собой усилитель, охваченный RC -цепью частотно-зависимой ООС или ПОС. Если в качестве УП применяют ОУ, знак ОС определяется тем, на какой вход, инвертирующий или не инвертирующий, подается напряжение ОС. На рис. 3.31 показана одна из наиболее распространенных схем АРСФ на одном ОУ обладающего АЧХ ПФ. Штриховой линией выделена мостовая Т-образная заграждающая цепь ООС, связывающая выход ОУ с его инвертирующим входом: в окрестностях промежуточной частоты ее коэффициент передачи падает, поэтому общий коэффициент передачи фильтра K_{ϕ} возрастает, достигая на частоте f_{np} максимального значения $K_{\phi 0}$. Из теории АРСФ следует, что, если выбрать $C_1 = C_2 = C$, при идеальном ОУ и заданных значениях f_{np} , $\Pi_{0,7}$ и $K_{\phi 0}$ сопротивления цепи определяются простыми соотношениями: $R_2 = 1/\pi\Pi_{0,7}C$; $R_1 = R_2/2K_{\phi 0}$; $R_3 = R_2(4Q^2 - 2K_{\phi 0})$, причем для получения $R_3 > 0$ необходимо выполнение условия $4Q^2 > 2K_{\phi 0}$. При $Q > 10$ реализуется узкополосный ПФ с АЧХ Баттерворта, а при $Q < 10$ – широкополосный. Максимальная реализуемая добротность фильтра определяется коэффициентом усиления ОУ (или любого другого применяемого усилителя) без ОС: $Q_{max} = 0,5\sqrt{K}$. Чтобы нестабильность K не приводила к нестабильности добротности, при проектировании выбирают $Q \leq 0,1Q_{max}$.

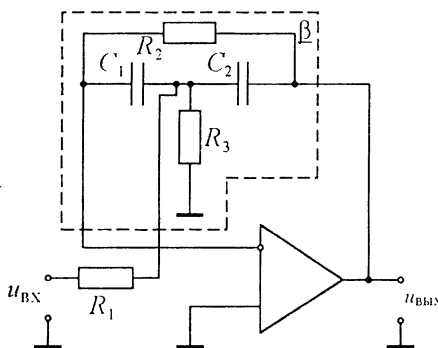


Рис. 3.31

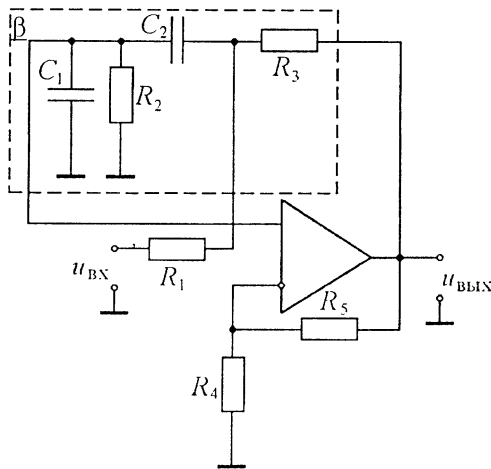


Рис. 3.32

Возможен другой способ реализации широкополосного ПФ, заключающийся в последовательном включении двух АРСФ с характеристиками ФНЧ и ФВЧ. Недостаток фильтров на одном ОУ заключается в том, что повышение их добротности достигается сильным разномом номиналов элементов, а к качеству ОУ и, в частности, к его коэффициенту усиления K предъявляют повышенные требования. Поэтому такие фильтры обычно реализуются с $Q < 10 \dots 15$. Если в цепь ООС ввести дополнительный усилитель типа ИНУН, указанные недостатки могут быть ослаблены. Использование в АРСФ в виде каскадного соединения ФНЧ и ФВЧ сверхвысокочастотных транзисторов позволяет повысить рабочие частоты ФСИ до 100 МГц и выше.

Находят применение в УПЧ и полосовые АРСФ на основе усилителей с конечным усилением (обычно типа ИНУН), охваченных частотно-зависимой ПОС. На рис. 3.32 показана схема такого ПФ второго порядка, в котором в качестве ИНУН использован ОУ, а в качестве цепи ПОС – элементы R_2, R_3, C_1, C_2 моста Вина. Из теории электрических цепей известно, что на определенной частоте, зависящей от соотношения параметров элементов этой RC -цепи, она не дает сдвига фазы колебаний на выходе (в данном случае на неинвертирующем входе ОУ (относительно колебаний на ее входе ($u_{\text{вх}}$))). Если элементы цепи выбраны так, что этот эффект достигается на частоте $f_{\text{пр}}$, поступающее на неинвертирующий вход напряжение ОС максимально и реализуется характеристика ПФ. Наличие ПОС дает возможность применять усилители с малыми K , порядка нескольких единиц, что позволяет повысить

рабочие частоты фильтров, однако одновременно приводит и к повышенной чувствительности их параметров к изменениям элементов схемы. Для уменьшения этой чувствительности в АРСФ такого типа вводится дополнительная стабилизирующая ООС (на рис. 3.32 – с помощью резистивного делителя R_4R_5). Тем не менее, добротность таких фильтров обычно ограничивается пределами 10...15. Из теории АРСФ следует, что если выбрать $C_1 = C_2 = C$; $R_1 = R_2 = R$, то при заданных f_{np} и $П_{0,7}$ необходимо обеспечить $K = 5 - \sqrt{2/Q}$, $R = \sqrt{2}/2\pi f_{np}C$, $R_5 = KR_4$, при этом $K_{\phi 0} = 5Q\sqrt{2} - 1$.

В УПЧ применяется также широкий класс *электроакустических фильтров*, обладающих близкой к идеальной характеристикой односигнальной избирательности, хорошими массогабаритными показателями, облегчающих настройку и регулировку усилителей. В таких ПФ энергия электрических сигналов с помощью входного преобразователя в результате пьезоэлектрического или магнитострикционного эффекта превращается в энергию упругих колебаний акустической системы (резонатора). В выходном преобразователе происходит обратное преобразование энергии упругих колебаний в энергию электрических сигналов. Специальные звенья на входе и выходе электроакустического фильтра согласуют его соответственно с возбуждающей и нагрузочной электрическими цепями. Улучшение коэффициента прямоугольности и уменьшение потерь в полосе пропускания таких фильтров по сравнению с рассмотренными ранее являются следствием значительно более высокой добротности акустических резонаторов.

Пьезоэлектрическими свойствами обладают многие вещества, но наиболее широкое применение для создания фильтров находят монокристаллы кварца и поликристаллическое вещество – пьезокерамика на основе титаната бария, используются и некоторые синтетические кристаллы. Из пьезоэлектрика под определенными углами по отношению к его кристаллофизическим осям вырезают образцы в форме пластин, стержней, дисков, линз и т.д., на которые наносят электродное покрытие, образуя пьезоэлементы (ПЭ). Последние могут иметь также вид пленки, нанесенной на какую-либо пассивную подложку. Оборудованные системой крепления и токоотводами ПЭ называют пьезоэлектрическими резонаторами, которые могут помещаться в корпус или быть бескорпусными. Пьезоэлементы представляют собой функциональные узлы, которые входят в состав пьезоэлектрических устройств, в частности фильтров. Основные электрические и эксплуатационные параметры пьезоэлектрических фильтров в значительной степени определяются характером деформаций ПЭ (растяжение–сжатие, изгиб, кручение) и тем, в какой части пьезоэлектрика эти деформации

происходят: во всем объеме или на поверхности и в приповерхностном слое. В первом случае в ПЭ возможно существование ОАВ, во втором – ПАВ.

Наиболее традиционным в фильтровой технике является использование ПЭ на ОАВ, избирательная способность которых объясняется высокой стабильностью частоты собственных механических колебаний. Избирательные свойства такого резонатора отражаются эквивалентной схемой в виде последовательной цепи L_1, C_1, R_1 , параллельно которой подключена емкость электродов C_0 . Такой двухполюсник обладает комплексным сопротивлением, на частотной зависимости которого имеются две характерные частоты: последовательного $f_{01} = 1/2\pi \sqrt{L_1 C_1}$ и параллельного $f_{02} = f_{01} \sqrt{1 + C_1/C_0}$ резонансов. На частоте f_{01} сопротивление резонатора минимально и равно R_1 , на частоте f_{02} – максимально. Между частотами f_{01} и f_{02} реактивное сопротивление ПЭ имеет индуктивный характер, вне этого диапазона, называемого резонансным промежутком $(f_{02} - f_{01})/f_{01} \approx C_1/2C_0$, – емкостный. Кроме параметров эквивалентной схемы ПЭ характеризуется также добротностью $Q = 2\pi f_{01} L_1/R_1$, нестабильностью частоты при изменениях температуры (ТКЧ), времени и механических воздействиях, относительным уровнем и частотой паразитных резонансов и др.

Важным показателем ПЭ является емкостный коэффициент C_0/C_1 : чем он больше, тем ближе друг к другу частоты последовательного и параллельного резонансов. У ПЭ из пьезокерамики $C_0/C_1 = 40 \dots 200$, у кварцевых ПЭ $C_0/C_1 > 125$, поэтому у последних резонансный промежуток не может превышать $4 \cdot 10^{-3}$. Дискретные кварцевые ПЭ работают на частотах от сотен герц до десятков мегагерц, а при возбуждении на механических гармониках – до 300...400 МГц, они высокодобротны ($Q = 10^4 \dots 10^6$) и термостабильны (ТКЧ составляет $5 \cdot 10^{-7} 1/^\circ\text{C}$). Пьезокерамические ПЭ работают на частотах 0,1...10 МГц, обладают добротностью около 10^3 и ТКЧ около $10^{-5} 1/^\circ\text{C}$.

Фильтры на дискретных кварцевых (КФ) и пьезокерамических резонаторах (ПКФ) строятся по дифференциально-мостовым схемам или в виде более сложных лестничных структур. Пример схемы первого типа приведен на рис. 3.33, где пьезорезонатор и подстроечный конденсатор C_{11} включены в плечи равновесного моста, а число реактивных двухполюсников уменьшено до двух за счет использования дифференциального трансформатора, играющего роль фазоинверсного звена. Условие пропускания выполняется на участке между последовательным и параллельным резонансами, и у КФ $Pf/f_{np} < 4 \cdot 10^{-3}$. Изменяя емкость конденсатора C_{11} ,

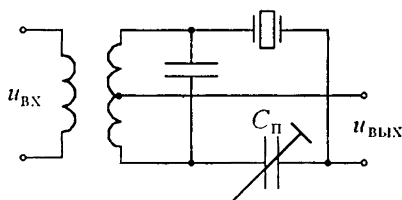


Рис. 3.33

можно в широких пределах регулировать частоту f_p (от $f_p \approx f_{02}$ до $f_p \gg f_{02}$), на которой мост сбалансирован и $K_{\Phi} \rightarrow 0$. Чем выше f_p , тем сильнее подавляется паразитное просачивание сигналов при больших расстройках. Вместо конденсатора C_{Π} может включаться второй ПЭ, при этом в КФ $\Pi/f_{\text{пр}} < 8 \cdot 10^{-3}$. Особенностью дифференциально-мостовых фильтров является слабая зависимость ширины полосы пропускания от нагрузки. Каскадное включение таких звеньев позволяет получать самые различные типы АЧХ – максимально плоские, чебышевские, бesselевы и другие, повышая при этом затухание в полосе заграждения. Улучшить массогабаритные показатели мостовых фильтров можно с помощью использования фазоинверсного каскада вместо дифференциального трансформатора.

При построении ПКФ часто используют лестничные схемы, собранные из Г-образных звеньев. На рис 3.34 показана схема лестничного ФСИ на шести ПЭ. Для реализации заданных параметров фильтра он должен быть согласован по характеристическому сопротивлению с выходом предыдущего каскада (УП) и входом следующего.

Дискретные КФ используются для получения сравнительно узких полос пропускания, начиная от десятков и сотен герц, при высокой прямоугольности АЧХ ($k_{\Pi 0,001} = 1,5 \dots 2$). Их недостатками являются высокая стоимость, сравнительно большие размеры, невысокая механическая прочность. Пьезокерамические фильтры дешевле, компактнее и прочнее механических, однако они уступают ДФ по избирательности, температурной и временной стабильности, имеют большие потери в полосе пропускания и не обеспечивают монотонного возрастающего затухания при больших расстройках от $f_{\text{пр}}$.

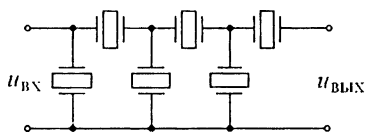


Рис. 3.34

Широко используемые в настоящее время *монокристаллические пьезоэлектрические фильтры (МПФ)* основаны на явлении сосредоточения («захвата») энергии колебаний сдвига или кручения по толщине в области пластины из пьезоэлектрика, покрытой металлическими электродами, и акустической связи между такими частными резонаторами. Чаще всего в качестве пьезоэлектрической подложки, на которой располагается от двух до десяти связанных резонаторов, используют кристаллический элемент из кварца АТ-среза. Электрическим эквивалентом акустически связанных частных резонаторов являются индуктивно связанные контуры. В МПФ не нужны дополнительные электрические элементы, поскольку АЧХ реализуется за счет свойств самого ПЭ при соответствующей топологии электродов. Увеличение числа акустически связанных резонирующих областей усложняет настройку и приводит к появлению дополнительных полос пропускания в полосе заграждения, поэтому обычно используют МПФ с двумя акустически связанными резонаторами. Схема двухрезонаторного ПФ такого типа показана на рис. 3.35.

Достоинства МПФ по сравнению с дискретными КФ состоят в лучших (более чем на порядок) массогабаритных показателях, хорошей совместимости с ИМС, малом вносимом затухании, высокой надежности и технологичности. Диапазон рабочих частот 3...30 МГц на основной частоте и до 300 МГц на гармониках акустических колебаний, могут достигаться значения $P/f_{\text{пр}} = (7...25) \cdot 10^{-3}$.

Фильтры на ПАВ обычно содержат двухфазные входной (ВШП₁) и выходной (ВШП₂) встречно-штыревые преобразователи, представляющие собой расположенные на одной стороне пьезоподложки нанесенные методом фотолитографии штыревые электроды чередующейся полярности, образующие гребенчатую структуру (рис. 3.36) [11, 12]. При подаче электрического сигнала на ВШП₁ последний создает на поверхности пьезоподложки электрическое поле, вызывающее из-за пьезоэффекта упругие деформации, распространяющиеся от преобразователя в виде ПАВ. Поскольку рассматриваемый ВШП₁ является двунаправленным, поло-

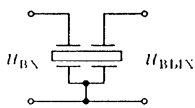


Рис. 3.35

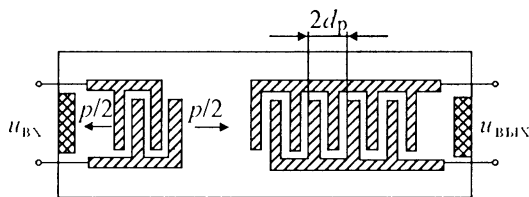


Рис. 3.36

вина энергии этих волн распространяется в направлении ВШП₂, где происходит обратное преобразование акустических волн в выходной электрический сигнал. Если длина возбуждаемой ПАВ равна удвоенному шагу решетки преобразователя d_p , т.е. $d_p = v/2f_{np}$, где v – скорость распространения ПАВ (для кварца $3,15 \cdot 10^3$ м/с, для ниобата лития $3,48 \cdot 10^3$ м/с), акустические колебания синфазно складываются и наступает резонанс на частоте f_{np} . Другая половина энергии распространяется в противоположном от ВШП₂ направлении и гасится поглотителем. Существуют и однонаправленные ВШП с меньшими энергетическими потерями.

Основу фильтра на ПАВ составляет по существу линия задержки с $N + 1$ отводом, роль которых играют электроды ВШП. Время задержки между соседними отводами T_n , $n = 0, 1, 2, \dots, N$, $T_0 = 0$. Волна сигнала распространяется по пьезоподложке, и в результате выходное напряжение на шинах, соединяющих электроды ВШП, является суммой сигналов, поступивших через каждый отвод, причем на n -м отводе сигнал имеет задержку τ_n и интенсивность, в первом приближении пропорциональную длине электрода и характеризующую весомым коэффициентом a_n :

$$\underline{U}_{\text{ВЫХ}} = \underline{U}_{\text{ВХ}} \sum_{n=0}^N a_n e^{-j\omega\tau_n}.$$

Следовательно, частотные характеристики фильтра описываются выражением

$$K_{\text{ф}} = \frac{\underline{U}_{\text{ВЫХ}}}{\underline{U}_{\text{ВХ}}} = \sum_{n=0}^N a_n e^{-j\omega\tau_n}. \quad (3.92)$$

Построенные на таком принципе фильтры называются трансверсальными. Из (3.92) следует, например, что, если ВШП состоит из равных по длине ($a_0 = a_1 = a_2 = \dots = a_N$) и расположенных на одинаковых расстояниях друг от друга ($T_1 = T_2 = \dots = T_N$) электродов, как это показано на рис. 3.36, амплитудно-частотная характеристика фильтра имеет вид $K_{\text{ф}} = |\sin \omega\tau_N / \omega\tau_N|$. Если же изменением степени перекрытия соседних электродов по длине (аподизацией) придать огибающей весовых коэффициентов вид $a_n = \sin(n\pi/2f_{np}) / (n\pi/2f_{np})$, ФСИ будет иметь близкую к прямоугольной максимумально плоскую АЧХ.

Таким образом, АЧХ и закон аподизации связаны преобразованием Фурье и задача синтеза фильтра с заданной частотной характеристикой сводится к воспроизведению в форме огибающей весовых коэффициентов преобразователя (обычно ВШП₁) импульсной характеристики фильтра, которая, как известно, связана с АЧХ этим же преобразованием.

Число электродов обычно составляет от нескольких единиц до нескольких сотен. При их расположении на равных расстояниях АЧХ симметричны; если функция аподизации симметрична относительно центрального электрода, то ФЧХ фильтра линейна. Вообще следует отметить, что, поскольку фильтры на ПАВ не относятся к классу минимально-фазовых цепей, они могут иметь произвольную форму АЧХ при достаточно линейной ФЧХ.

Помимо аподизации ВШП для формирования необходимых АЧХ применяют также изменение ширины, неравномерную расстановку или удаление части электродов, размещение дополнительных электродов на пути распространения ПАВ между ВШП₁ и ВШП₂ или отражательных решеток за пределами этого промежутка. Полосы пропускания ФСИ на ПАВ $L \approx (1...2)/\tau_N$, поэтому получение узкой полосы сопряжено с увеличением геометрических размеров вследствие удлинения линии задержки. Чтобы характеристики фильтра не искажались, необходимо его согласование с внешними цепями. Для этой цели используются согласующие трансформаторы и последовательные или параллельные индуктивности, предназначенные для компенсации статических емкостей ВШП.

Фильтры на ПАВ обладают рядом важных достоинств, делающих их весьма перспективными для использования не только в качестве ФСИ, но и в радиоприемной технике вообще. Прежде всего в таких фильтрах могут реализовываться АЧХ, не только близкие к прямоугольным ($k_{п0,001} = 1,2...2$), но и сложной, в частности, несимметричной формы, необходимой, например, при приеме телевизионных сигналов. При этом ФЧХ остается линейной, что существенно для РПрУ ряда современных систем связи. При проектировании таких фильтров применяется компьютерная оптимизация АЧХ.

Фильтры на ПАВ сравнительно просто реализуются в диапазоне 5...1500 МГц, причем нижний предел ограничен размерами подложки, а верхний – в основном технологическими возможностями изготовления ВШП. Относительные полосы пропускания могут быть как очень узкими $(1...50) \cdot 10^{-4}$, так и весьма широкими (30...80 %) при малых (до 10 дБ) потерях в полосе. Таким фильтрам свойственны высокая стабильность параметров и надежность, технологичность и повторяемость параметров, хорошая совместимость с ИМС. Характерная для устройств на ПАВ многофункциональность позволяет с помощью таких ФСИ не только обеспечивать избирательность РПрУ, но и решать задачи согласованной фильтрации и корреляционной обработки сигналов.

Сравнительно ограниченное применение в качестве ФСИ в современных РПрУ находят *электромеханические (ЭМФ) и пьезомеханические (ПМФ) фильтры*. Они используются на частотах не выше единиц мегагерц, прежде всего в профессиональных и вещательных приемниках с $f_{\text{пр}} = 465$ кГц. Электромеханические фильтры состоят из ряда пластинчатых, стержневых или дисковых механических резонаторов, соединенных упругими связками и возбуждаемых магнитоstrictionными преобразователями электрических колебаний в механические. Достоинства таких фильтров: близкие к прямоугольным АЧХ, высокая стабильность при температурных и механических воздействиях, монотонное нарастание затухания в полосе заграждения, недостатки: высокие сложность и стоимость. Свойства ЭМФ и ПКФ сочетаются в ПМФ, звенья которых состоят из двух дисковых ПЭ, соединенных металлической или диэлектрической связкой. Введение такой связки устраняет основной недостаток ПКФ – отсутствие монотонного нарастания затухания в полосе заграждения.

Выше были рассмотрены способы формирования АЧХ УПЧ приемников аналоговых сигналов. В современных системах радиосвязи и радиовещания все более широкое применение находят приемники дискретных сигналов и аналоговых сигналов, преобразуемых в приемном тракте в цифровую форму. В ИТ и УТ таких приемников используются *дискретные (ДФ) и цифровые (ЦФ) фильтры*, реализуемые на цифровых и аналоговых ИМС микропроцессорах и микроЭВМ. В УТ приемников ДФ и ЦФ выполняют главным образом функции избирательности при повышенных или специальных требованиях к АЧХ и ФЧХ.

Дискретные фильтры, как и фильтры на ПАВ, относятся к типу трансверсальных, с тем отличием, что в них осуществляется обработка не аналогового сигнала, а его не квантованных по уровню дискретных выборок, взятых в моменты $t = nT$, где T – период дискретизации. Функциональная схема ДФ показана на рис. 3.37, а.

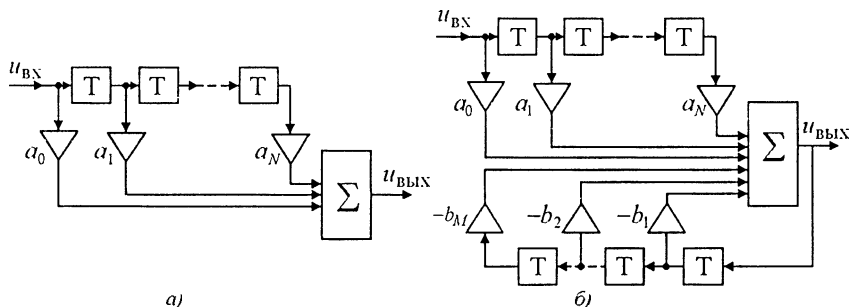


Рис. 3.37

На вход фильтра поступает последовательность импульсов меняющейся амплитуды с тактовой частотой $F = 1/T$. Каждый импульс последовательно проходит участки линий задержки (ЛЗ) на время T , ответвляется и после умножения на весовой коэффициент a_n поступает на сумматор. Таким образом, выходной сигнал является результатом суммирования всех сигналов, поступивших через каждый отвод ЛЗ.

Передаточная функция такого фильтра аналогична (3.92):

$$\underline{K}_\Phi = \sum_{n=0}^N a_n e^{-jn\omega T}.$$

Рассмотренный ДФ называется *нерекурсивным*. Если ввести обратные связи (рис. 3.37, б), фильтр, называемый в этом случае рекурсивным, приобретет новые свойства, поскольку его выходной сигнал зависит как от входного, так и от выходного сигнала в предшествующие моменты. Передаточная функция рекурсивного ДФ выражается соотношением:

$$\underline{K}_\Phi = \frac{\sum_{n=0}^N a_n e^{-jn\omega T}}{1 + \sum_{n=1}^M b_n e^{-jn\omega T}}.$$

Для технической реализации ДФ удобны приборы с зарядовой связью, основными элементами которых служат МОП-конденсаторы и МОП-транзисторы, отличающиеся высоким быстродействием и малым потреблением мощности. На таких приборах реализуются и ЛЗ, и функции умножения на весовые коэффициенты, причем управление последними может осуществляться программными средствами (*программируемые ДФ*). В ДФ отсутствуют аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), что упрощает их реализацию и повышает быстродействие, т.е. позволяет фильтровать более широкополосные сигналы. Кроме того, достоинством ДФ является возможность фильтрации сигналов большой длительности, перестройки за счет изменения тактовой частоты, согласованной фильтрации и корреляционной обработки сигналов.

Находят применение в РПрУ и ЦФ, представляющие собой фактически специализированные компьютеры, встроенные в аппаратуру (МП) или реализуемые на основе микроЭВМ [13, 14]. Подробно ЦФ рассмотрены в § 7.3.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Нарисуйте схему резонансного усилителя на ПТ.
2. Нарисуйте схему резонансного усилителя на БТ с частичным включением контура.
3. Нарисуйте обобщенную эквивалентную схему резонансного усилителя и определите коэффициент усиления.
4. При каких условиях достигается максимум коэффициента усиления в резонансном усилителе?
5. Как влияет ОС на свойства резонансных усилителей?
6. Определите условия устойчивой работы усилителя.
7. Какие существуют способы повышения устойчивости резонансных усилителей?
8. Нарисуйте каскадные схемы ОЭ–ОЭ, ОЭ–ОБ, ОИ–ОЗ, ОИ–ОБ.
9. От чего зависит коэффициент шума резонансного усилителя с ВЦ?
10. Как зависит резонансный коэффициент усиления от частоты в различных схемах резонансных усилителей (с автотрансформаторной связью, с трансформаторной)?
11. Нарисуйте простейшую структурную схему транзисторного МШУ СВЧ и поясните назначение согласующих цепей на входе и выходе транзистора.
12. Объясните условия безусловной (абсолютной) устойчивости и потенциальной (условной) устойчивости транзисторного усилителя СВЧ. Какими способами можно перевести усилитель из области потенциальной устойчивости в область безусловной устойчивости?
13. Нарисуйте принципиальную схему микрополоскового усилителя на ПТШ.
14. В каких основных режимах работают транзисторные МШУ СВЧ? Какие преимущества дает использование балансной схемы МШУ?
15. Опишите принципы работы, основные достоинства и недостатки неагронных усилителей СВЧ.
16. Поясните принципы построения УПЧ с распределенной и сосредоточенной избирательностью, укажите их достоинства и недостатки.
17. Опишите способы формирования необходимых АЧХ и ФЧХ в УПЧ с распределенной избирательностью.
18. Опишите основные типы ФСИ, применяемых в УПЧ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Музыка З.Н.** Чувствительность радиоприемных устройств на полупроводниковых приборах. – М.: Радио и связь, 1981. – 168 с.
2. **Белоусов А.П., Каменецкий Ю.А.** Коэффициент шума. – М.: Радио и связь, 1981. – 217 с.
3. **Микроэлектронные устройства СВЧ** / Г.И. Веселов, Е.Н. Егоров, Ю.Н. Алехин и др.; Под ред. Г.И. Веселова. – М.: Высшая школа, 1988. – 288 с.
4. **Твердотельные устройства СВЧ в технике связи** / Л.Г. Гассанов, А.А. Липатов, В.В. Марков, И.А. Могильченко. – М.: Радио и связь, 1988. – 288 с.
5. **Шварц Н.З.** Усилители СВЧ на полевых транзисторах. – М.: Радио и связь, 1987. – 200 с.
6. **Петров Г.В., Толстой А.И.** Липецкие балансные СВЧ усилители. – М.: Радио и связь, 1983. – 176 с.
7. **Микроэлектронные устройства СВЧ** / Н.Т. Бова, Ю.Г. Ефремов, В.В. Конин и др. – Киев: Техніка, 1984. – 184 с.
8. **Данилин В.Н., Кушниренко А.И., Петров Г.В.** Аналоговые полупроводниковые интегральные схемы СВЧ. – М.: Радио и связь, 1985. – 192 с.

9. **Модули СВЧ** / Л.М. Арутюнов, И.П. Блудов, В.Д. Давыдов и др. – М.: Радио и связь, 1984. – 72 с.
10. **Давыдова Н.С., Данюшевский Ю.З.** Диодные генераторы и усилители СВЧ. – М.: Радио и связь, 1986. – 184 с.
11. **Речицкий В. Л.** Радиокomпоненты на поверхностных акустических волнах. – М.: Радио и связь, 1984. – 112 с.
12. **Интегральные пьезоэлектрические устройства фильтрации и обработки сигналов** / В.В. Дмитриев, В.Б. Акпамбетов, Е.Г. Бронникова и др.; Под ред. Б.Ф. Высоцкого, В.В. Дмитриева. – М.: Радио и связь, 1985. – 176 с.
13. **Антонью А.** Цифровые фильтры. Анализ и проектирование: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
14. **Тяжев А.И.** Выходные устройства приемников с цифровой обработкой сигналов. – Самара: Самарский университет, 1992. – 276 с.

ГЛАВА 4

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ И ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Преобразователи частоты предназначены для переноса спектра радиосигнала из одной области радиочастотного диапазона в другую. Перенос спектра должен происходить без изменения вида и параметров модуляции, т.е. линейно (рис. 4.1).

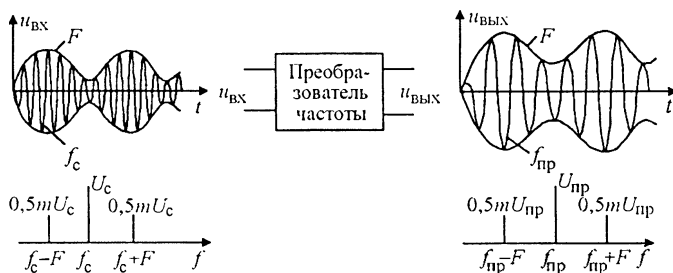


Рис. 4.1

Преобразование частоты возможно в результате перемножения двух напряжений. Одним из них является принятый сигнал

$$u_c = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c), \quad (4.1)$$

вторым – напряжение вспомогательного генератора (гетеродина), формируемое в приемнике,

$$u_r = U_r \cos \omega_r t. \quad (4.2)$$

При перемножении напряжений сигнала и гетеродина появляются комбинационные составляющие частот

$$u_c u_r = 0,5 U_c U_r \cos [(\omega_r \pm \omega_c) t \pm \varphi_r]. \quad (4.3)$$

Одна из них выделяется фильтром и называется *напряжением промежуточной частоты*

$$u_{пр} = U_{пр} \cos(\omega_{пр} t + \varphi_{пр}). \quad (4.4)$$

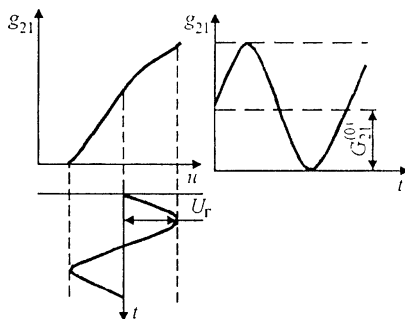


Рис. 4.2

Перемножитель напряжений можно реализовать с помощью нелинейных цепей или цепей с периодическим изменением параметров под действием гетеродина. В качестве нелинейных или параметрических элементов, которые называют *смесителями*, в настоящее время используют транзисторы в дискретном или интегральном исполнении и диоды.

Сигнал на входе смесителя должен быть малым, чтобы нелинейность его характеристики не приводила к заметным искажениям принимаемого сигнала. Напряжение гетеродина сравнительно велико, поэтому проводимость смесителя меняется по закону изменения напряжения гетеродина (рис. 4.2). Ее можно представить в виде ряда Фурье

$$g_{21}(t) = G_{21}^{(0)} + \sum_{k=1}^{\infty} G_{21}^{(k)} \cos k\omega_c t, \quad (4.5)$$

где $G_{21}^{(k)}$ — амплитуда k -й гармоники проводимости нелинейного элемента; $G_{21}^{(0)}$ — постоянная составляющая проводимости.

Ток на выходе смесителя $i = g_{21}(t) u_c$. Подставляя в это выражение (4.1) и (4.5), получаем

$$i = G_{21}^{(0)} U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + 0,5 \sum_{k=1}^{\infty} G_{21}^{(k)} U_c \cos[(k\omega_c \pm \omega_c) t \pm \varphi_c]. \quad (4.6)$$

Из (4.6) видно, что комбинационные составляющие $k\omega_c \pm \omega_c$ появляются вследствие изменения проводимости нелинейного элемента (НЭ) при воздействии напряжения гетеродина. Они имеют такую же структуру, как исходный сигнал. Постоянная составляющая проводимости $G_{21}^{(0)}$ не дает преобразования частоты. Аналогичные результаты получаются при изменении емкости смесителя под действием напряжения гетеродина.

Основными показателями качества ПЧ являются: коэффициенты усиления по напряжению и по мощности, диапазон рабочих

частот, избирательность, коэффициент шума, искажения, устойчивость, надежность. Они аналогичны показателям резонансных усилителей, однако некоторые из них имеют особенности, присущие режиму преобразования частоты. Например, в отличие от усилителей в ПЧ имеют место побочные каналы приема, которые ухудшают их избирательные свойства и заставляют принимать специальные меры.

4.2. ТЕОРИЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ НА НЕВЗАИМНОМ ЭЛЕКТРОННОМ ПРИБОРЕ

Обобщенная структурная схема ПЧ приведена на рис. 4.3. Он состоит из нелинейного элемента (НЭ) – смесителя, фильтра промежуточной частоты (ФПЧ) и гетеродина (Г).

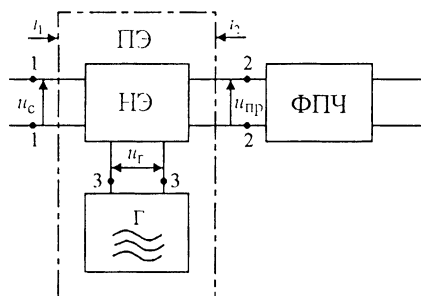


Рис. 4.3

Смеситель можно представить шестиполюсником, на который подаются напряжения преобразуемого сигнала u_c и гетеродина u_r , а на выходе выделяется напряжение промежуточной частоты $u_{пр}$. В дальнейшем НЭ с гетеродином будем называть преобразующим элементом (ПЭ).

Напряжение сигнала и промежуточной частоты гораздо меньше напряжения гетеродина, поэтому можно полагать, что проводимость НЭ меняется только под действием напряжения гетеродина. Это позволяет применять для анализа ПЧ простой метод теории нелинейных цепей: токи в цепях смесителя как функции подводимых напряжений можно представить в виде разложения в ряды Тейлора по степеням малых напряжений с отбрасыванием членов ряда с высокими степенями.

В общем случае при анализе ПЧ необходимо учитывать внутренние емкости электронных приборов, которые зависят от приложенных напряжений, т.е. являются нелинейными, и поэтому влияют на процессы преобразования. Учет комплексной нелиней-

ности усложняет анализ, в то же время реактивные параметры существенно влияют на свойства ПЧ на предельных частотах электронных приборов. Если частоты принимаемых сигналов значительно ниже предельных значений, то в первом приближении реактивные параметры можно не учитывать.

Представим входной и выходной токи ПЭ в виде функций

$$i_1 = f_1(u_r, u_c, u_{np}); \quad i_2 = f_2(u_r, u_c, u_{np}), \quad (4.7); (4.8)$$

которые определяются статическими характеристиками смесителя и режимом его работы.

Для вывода уравнения прямого преобразования воспользуемся выражением (4.8). Разложим его в ряд Тейлора по степеням малых u_c и u_{np} и ограничимся членами разложения не выше первого порядка:

$$i_2 = f_2(u_r) + \frac{\partial f_2(u_r)}{\partial u_c} u_c + \frac{\partial f_2(u_r)}{\partial u_{np}} u_{np} + \dots \quad (4.9)$$

Здесь первое слагаемое представляет составляющую тока смесителя при действии напряжения гетеродина $i_{2r} = f_2(u_r)$. Этот ток не содержит комбинационных составляющих, а имеет только компоненты с частотой гетеродина и его гармоник.

Производная $\partial f_2(u_r)/\partial u_c$ является дифференциальной проводимостью (крутизной) прямого действия ПЧ для напряжения сигнала. Обозначим ее через g_{21} . Она периодически изменяется с частотой гетеродина и может быть представлена рядом Фурье (4.5).

Производная $\partial f_2(u_r)/\partial u_{np}$ представляет собой дифференциальную выходную проводимость преобразователя g_{22} , которую также можно представить рядом Фурье:

$$g_{22} = G_{22}^{(0)} + \sum_{k=1}^{\infty} G_{22}^{(k)} \cos k\omega_r t, \quad (4.10)$$

где $G_{22}^{(0)}$ – постоянная составляющая выходной проводимости смесителя (среднее значение g_{22} за период гетеродинного напряжения); $G_{22}^{(k)}$ – амплитуда k -й гармоники выходной проводимости.

С учетом принятых обозначений (4.9) примет вид

$$i_2 = i_{2r} + g_{21}u_c + g_{22}u_{np}. \quad (4.11)$$

Подставляя (4.1), (4.4), (4.5) и (4.10) в (4.11) и заменяя произведения косинусов косинусами суммарных и разностных аргументов, получаем

$$i_2 = i_{2r} + G_{21}^{(0)} U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + 0,5 \sum_{k=1}^{\infty} G_{21}^{(k)} U_c \cos[(k\omega_r \pm \omega_c) t \pm \varphi_c] +$$

$$+ G_{22}^{(0)} U_{np} \cos(\omega_{np} t + \varphi_{np}) + 0,5 \sum_{k=1}^{\infty} G_{22}^{(k)} U_{np} \cos[(k\omega_r \pm \omega_{np}) t \pm \varphi_{np}]. \quad (4.12)$$

Ток на выходе смесителя содержит различные комбинационные составляющие частот. Составляющая тока промежуточной частоты из (4.12)

$$i_{np} = 0,5 G_{21}^{(k)} U_c \cos[(k\omega_r \pm \omega_c) t \pm \varphi_c] + G_{22}^{(0)} U_{np} \cos(\omega_{np} t + \varphi_{np}). \quad (4.13)$$

Промежуточная частота может иметь одно из следующих значений:

$$\omega_{np} = k\omega_r + \omega_c; \quad (4.14)$$

$$\omega_{np} = k\omega_r - \omega_c \quad \text{при} \quad k\omega_r > \omega_c; \quad (4.15)$$

$$\omega_{np} = \omega_c - k\omega_r \quad \text{при} \quad k\omega_r < \omega_c, \quad (4.16)$$

где $k = 1, 2, \dots$

Наиболее распространенным является преобразование первого порядка ($k = 1$). При $k > 1$ — преобразование порядка k , называемое *преобразованием на гармониках гетеродина*.

Переходя к комплексным амплитудам, выражение (4.13) для случаев (4.14) и (4.16) можно записать в виде

$$\underline{I}_{np} = 0,5 G_{21}^{(k)} \underline{U}_c + G_{22}^{(0)} \underline{U}_{np}, \quad (4.17)$$

для случая (4.15)

$$\underline{I}_{np} = 0,5 G_{21}^{(k)} \underline{U}_c^* + G_{22}^{(0)} \underline{U}_{np}. \quad (4.18)$$

Здесь $\underline{U}_c = U_c e^{j\varphi_c}$; $\underline{U}_{np} = U_{np} e^{j\varphi_{np}}$ — комплексные амплитуды напряжений сигнала и промежуточной частоты. Через $\underline{U}_c^* = U_c e^{-j\varphi_c}$ обозначена комплексно-сопряженная амплитуда U_c , т.е. амплитуда с противоположным знаком фазового угла φ_c .

Выражение (4.17) является уравнением прямого преобразования неинвертирующего ПЧ, т.е. такого, у которого положение боковых полос (БП) спектра при преобразовании не меняется (рис. 4.4, а, в). Формула (4.18) является уравнением прямого преобразования инвертирующего ПЧ, у которого боковые полосы при преобразовании меняются местами: нижняя становится верхней и наоборот (рис. 4.4, б).

Первое слагаемое в (4.17) и (4.18) характеризует процесс преобразования частоты. Второе слагаемое обусловлено реакцией нагрузки. Коэффициент пропорциональности между амплитудой выходного тока промежуточной частоты и амплитудой напряжения входного сигнала при к.з. на выходе называют *крутизной преобразования*:

$$G_{21np} = \underline{I}_{np} / \underline{U}_c |_{\underline{U}_{np} = 0} = 0,5 G_{21}^{(k)}. \quad (4.19)$$

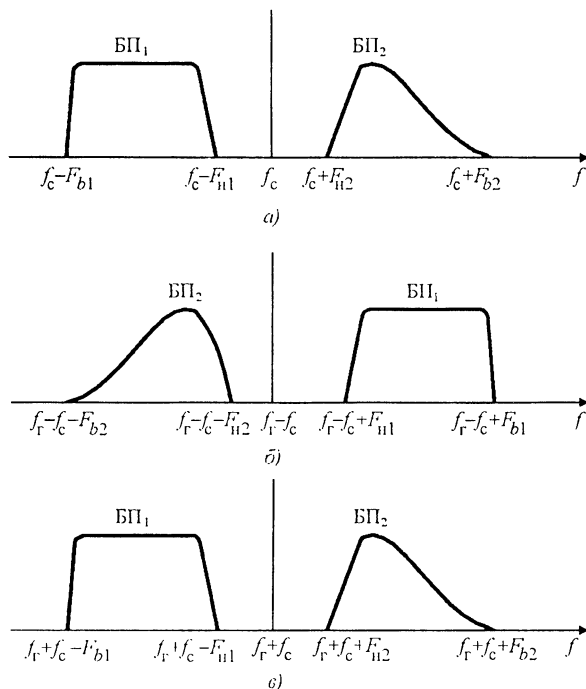


Рис. 4.4

Она определяется половиной амплитуды k -й гармоники проводимости прямого действия.

Выходная проводимость ПЧ при к.з. на входе определяется постоянной составляющей выходной проводимости смесителя, изменяющейся под действием гетеродина:

$$G_{22np} = G_{22}^{(0)} = \underline{I}_{np} / \underline{U}_{np} |_{\underline{U}_c = 0}. \quad (4.20)$$

Если смеситель имеет нелинейную проводимость обратного действия, то в ПЧ наряду с прямым будет и обратное преобразование. Оно заключается в том, что если к выходным зажимам смесителя приложено напряжение промежуточной частоты, то при действии гетеродинного напряжения на входе будет протекать ток с частотой сигнала.

Для вывода уравнения обратного преобразования выражение (4.7) разлагают в ряд Тейлора по u_c и u_{np} , ограничиваясь линейными членами:

$$i_1 = f_1(u_r) + \frac{\partial f_1(u_r)}{\partial u_c} u_c + \frac{\partial f_1(u_r)}{\partial u_{np}} u_{np} + \dots \quad (4.21)$$

Вводят обозначения $i_1 = f_1(u_r)$ – ток на входе смесителя при действии напряжения гетеродина; $g_{11} = \partial f_1(u_r)/\partial u_c$ – дифференциальная входная проводимость; $g_{12} = \partial f_1(u_r)/\partial u_{np}$ – дифференциальная проводимость внутренней ОС.

Представляя g_{12} и g_{11} рядами Фурье аналогично (4.5) и (4.10) и подставляя их в (4.21), после преобразований, аналогичных проделанным при выводе (4.17) и (4.18), получаем для комплексных амплитуд

$$\underline{I}_c = G_{11}^{(0)} \underline{U}_c + 0,5 G_{12}^{(k)} \underline{U}_{np} \quad (4.22)$$

при $\omega_c = k\omega_r + \omega_{np}$ или $\omega_c = \omega_{np} - k\omega_r$;

$$\underline{I}_c = G_{11}^{(0)} \underline{U}_c + 0,5 G_{12}^{(k)} \underline{U}_{np}^* \quad (4.23)$$

при $\omega_c = k\omega_r - \omega_{np}$. Это уравнение обратного преобразования для неинвертирующего (4.22) и инвертирующего (4.23) ПЧ.

Коэффициент пропорциональности между амплитудой тока с частотой сигнала на входе и амплитудой напряжения промежуточной частоты на выходе смесителя при к.з. на входе называют *крутизной обратного преобразования*:

$$G_{12np} = \underline{I}_c / \underline{U}_{np} |_{\underline{U}_c=0} = 0,5 G_{12}^{(k)}. \quad (4.24)$$

Входная проводимость ПЧ при к.з. на выходе определяется постоянной составляющей входной проводимости смесителя:

$$G_{11np} = G_{11}^{(0)} = \underline{I}_c / \underline{U}_c |_{\underline{U}_{np}=0}. \quad (4.25)$$

В общем случае при использовании инерционного НЭ в смесителе параметры (4.19), (4.20) и (4.24), (4.25) комплексные, аналогичные параметрам усилительного прибора, но с учетом режима преобразования частоты и действия напряжения гетеродина.

Таким образом, неинвертирующий ПЧ можно описать следующей системой двух линейных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \underline{I}_c &= \underline{Y}_{11} \underline{U}_c + \underline{Y}_{12} \underline{U}_{np}, \\ \underline{I}_{np} &= \underline{Y}_{21} \underline{U}_c + \underline{Y}_{22} \underline{U}_{np}. \end{aligned} \right\} \quad (4.26)$$

Инвертирующий преобразователь описывается уравнениями

$$\left. \begin{aligned} \underline{I}_c &= \underline{Y}_{11} \underline{U}_c + \underline{Y}_{12} \underline{U}_{np}^*, \\ \underline{I}_{np} &= \underline{Y}_{21} \underline{U}_c^* + \underline{Y}_{22} \underline{U}_{np}. \end{aligned} \right\} \quad (4.27)$$

Полученные выражения справедливы только для амплитуд, а не мгновенных значений токов и напряжений, которые отличаются по частоте на входе и выходе. Они описывают результат, а не механизм процесса преобразования частоты и отражают тот факт, что при малых сигналах преобразующий элемент можно рассмат-

ривать как активный линейный четырехполюсник, а действие гетеродина на нелинейный элемент отражено в параметрах преобразования (4.19), (4.20), (4.24), (4.25). Так как (4.26), (4.27) по форме совпадают с системой уравнений усилительного прибора с использованием Y -параметров

$$\left. \begin{aligned} \underline{I}_1 &= \underline{Y}_{11}\underline{U}_1 + \underline{Y}_{12}\underline{U}_2, \\ \underline{I}_2 &= \underline{Y}_{21}\underline{U}_1 + \underline{Y}_{22}\underline{U}_2, \end{aligned} \right\}$$

то для ПЧ справедливы эквивалентная схема резонансного усилителя, приведенная на рис. 3.5, и эквивалентная схема резонансного усилителя на рис. 3.4 с учетом параметров преобразования. Это позволяет распространить на ПЧ результаты теории резонансных и полосовых усилителей заменой в соответствующих формулах гл. 3 параметров УЭ на параметры преобразования. Например, резонансный коэффициент усиления преобразователя определяется выражением

$$K_{0 \text{ пр}} = mn | \underline{Y}_{21 \text{ пр}} | R_3, \quad (4.28)$$

где $| \underline{Y}_{21 \text{ пр}} |$ – модуль комплексной крутизны преобразования; $R_3 = \rho K_\Phi$; ρ – характеристическое (волновое) сопротивление фильтра; K_Φ – коэффициент передачи фильтра.

Обратное преобразование аналогично ОС в усилителе, но эта ОС своеобразна – нелинейна. В ПЧ на невзаимном элементе ОС гораздо слабее, чем в усилителе, но проверять преобразователь на устойчивость необходимо и следует принимать соответствующие меры для ее повышения. Такими мерами могут быть уменьшение коэффициента усиления до значения устойчивого и каскодное соединение АЭ в смесителе. Применение нейтрализации в преобразователе невозможно, так как частоты на его входе и выходе различны.

4.3. ПОБОЧНЫЕ КАНАЛЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

В отличие от резонансного усилителя напряжение на выходе ПЧ появляется на различных частотах входного сигнала $f_c = kf_r \pm f_{\text{пр}}$ в зависимости от номера гармоники частоты гетеродина (рис. 4.5).

На промежуточной частоте $f_{\text{пр}}$ ПЧ является просто усилителем с крутизной $G_{21}^{(0)}$. Это канал прямого прохождения сигнала (4.1), без переноса спектра относительно частоты гетеродина. Преобразование на первой гармонике частоты гетеродина f_r пропорционально $G_{21}^{(1)}$ на частотах входного сигнала $f_r - f_{\text{пр}}$ и $f_r + f_{\text{пр}}$. Преобразование на второй гармонике гетеродина $2f_r$ пропорционально $G_{21}^{(2)}$ на частотах $2f_r - f_{\text{пр}}$ и $2f_r + f_{\text{пр}}$ и т.д. Следовательно, частотная харак-

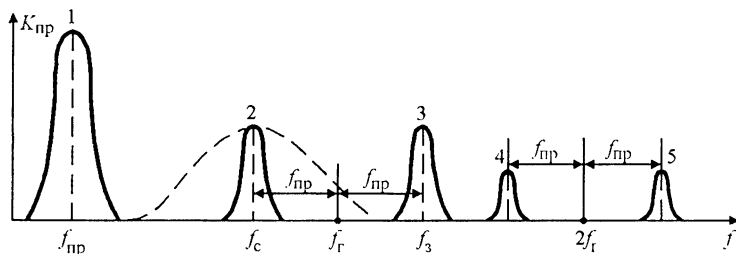


Рис. 4.5

теристика имеет несколько максимумов (1, 2, 3, ...). Чем выше порядок преобразования, тем, как правило, меньше крутизна преобразования и, значит, коэффициент усиления.

В полосу пропускания фильтра на выходе преобразователя попадают продукты преобразования колебаний всех каналов. Один из этих каналов является основным, остальные — побочными, мешающими. Например, если основным выбран канал 2 с частотой f_c , то побочным будет канал 3, который является как бы зеркальным отражением основного канала, поэтому он называется зеркальным (или симметричным), его частота f_3 отличается от частоты основного канала на $2f_{пр}$. Если в качестве основного принят канал 3, то зеркальным является канал 2. Усиление преобразователя по основному и зеркальному каналам одинаково. Поэтому его влияние на избирательность приемника наиболее существенно. Колебания с частотами побочных каналов должны быть подавлены до ПЧ, т.е. в преселекторе (его характеристика показана штриховой линией на рис. 4.5). Подавление зеркального канала облегчается при более высокой промежуточной частоте. Однако высокую избирательность по соседнему каналу и устойчивое усиление легче получить при более низкой промежуточной частоте. Разрешение этого противоречия возможно при двойном или тройном преобразовании частоты.

Схема двойного преобразования частоты изображена на рис. 4.6. Принимаемый сигнал с частотой f_c последовательно преобразуется в первом и втором преобразователях частоты. Относительно высокая первая промежуточная частота позволяет осуществить необходимое ослабление зеркального канала в преселекторе фильтром Φ_1 . Преобразованный сигнал на частоте $f_{пр1}$ выделяется фильтром Φ_2 в тракте первой промежуточной частоты и затем еще раз понижается преобразователем ПЧ₂. Сравнительно низкая вторая промежуточная частота облегчает формирование требуемой резонансной характеристики и полосы пропускания тракта $f_{пр2}$ фильтром Φ_3 .

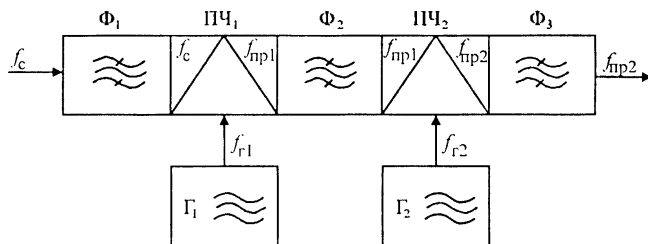


Рис. 4.6

Особенность двойного преобразования состоит в появлении второго зеркального канала $f_{32} = f_c - 2f_{нр2}$, отстоящего от $f_{нр1}$ на $2f_{нр2}$ и расположенного симметрично относительно частоты второго гетеродина $f_{г2}$ (рис. 4.7). В преселекторе второй зеркальный канал существенно не ослабляется, так как вторая промежуточная частота $f_{нр2}$ относительно низкая и f_{32} расположена достаточно близко к частоте принимаемого сигнала.

На выходе первого ПЧ частота f_{32} преобразуется в частоту $f_{г1} - f_{32} = f_{г1} - (f_c - 2f_{нр2}) = f_{нр1} + 2f_{нр2} = f_{3нр}$, которая должна быть подавлена в тракте первой промежуточной частоты фильтром Φ_2 , который для этого, в основном, и предназначен.

В инфрадинах (см. § 1.4) применяется преобразование частоты, при котором первая промежуточная частота $f_{нр1}$ выбирается выше максимальной частоты сигнала. Во втором преобразователе $f_{нр1}$ преобразуется в $f_{нр2}$ и выделяется фильтром Φ_3 . Второй зеркальный канал подавляется в фильтре Φ_2 . Так как частота $f_{нр1}$ высокая, то для понижения ее до требуемого значения одного преобразователя ПЧ₂ может оказаться недостаточно, поэтому в инфрадине может потребоваться третий ПЧ, не показанный на рис. 4.6. Соответственно добавится третий зеркальный канал, подавление которого должен обеспечить фильтр Φ_3 .

Преимущество инфрадина состоит в упрощении преселектора (фильтра Φ_1). В приемнике с переменной настройкой в широком диапазоне частот этот фильтр нежелателен, так как он требует плавной настройки в поддиапазоне и переключения катушек для

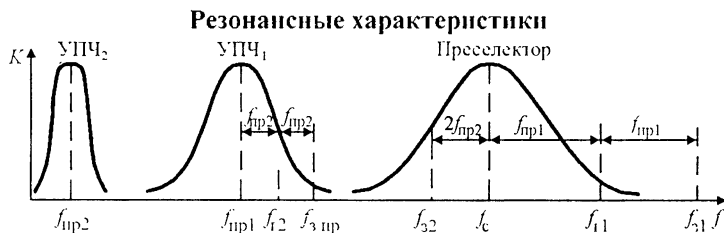


Рис. 4.7

смены поддиапазонов. Механический переключатель сложен в производстве, ненадежен, не допускает миниатюризацию. Сенсорные переключатели также сложны и недостаточно надежны. При $f_{\text{нр1}} > f_{c \text{ max}}$ побочный канал приема на промежуточной частоте находится вне диапазона частот приемника. За верхней границей этого диапазона расположена и частота зеркального канала. При $f_{r1} = f_c + f_{\text{нр1}}$ она лежит в пределах от $f_{c \text{ min}} + 2f_{\text{нр1}}$ до $f_{c \text{ max}} + 2f_{\text{нр1}}$. Это позволяет использовать в качестве фильтра Φ_1 неперестраиваемый ФНЧ, пропускающий на вход ПЧ₁ весь спектр с частотами ниже $f_{c \text{ max}}$.

Еще одно важное преимущество инфрадина состоит в значительном уменьшении коэффициента перекрытия по частоте первого гетеродина, что позволяет исключить переключение поддиапазонов первого гетеродина и, следовательно, упростить конструкцию. Отсутствие переключателей поддиапазонов существенно уменьшает время настройки приемника на принимаемую частоту, что важно в автоматизированных и адаптивных системах связи. Однако при использовании широкополосных преселекторов резко возрастают требования к линейности УТ, что необходимо для уменьшения нелинейного взаимодействия сигнала с помехами.

Частотная характеристика ПЧ, приведенная на рис. 4.5, имеет место при малых уровнях входного сигнала, когда нелинейность по сигналу не проявляется. При больших уровнях входного сигнала нелинейность смесителя по отношению к сигналу приводит к увеличению числа побочных каналов приема. В этом случае промежуточная частота образуется в виде комбинации $f_{\text{нр}} = kf_r \pm nf_c$, где k и $n = 1, 2, \dots$. При $n = 1$ имеет место линейное по сигналу преобразование частоты. Частоты побочных каналов приема определяются формулой $f = kf_r/n \pm f_{\text{нр}}/n$. Например, при $k = n = 2$ создаются два побочных канала так называемой полужеркальной частоты $f_{\text{нз}} = f_r \pm 0,5f_{\text{нр}} = f_c \pm 0,5f_{\text{нр}}$. Они образуются при прямом преобразовании по вторым гармоникам $|2f_{\text{нз}} - 2f_r| = f_{\text{нр}}$. Полужеркальный канал $f_{\text{нз}} = f_c + 0,5f_{\text{нр}}$ при $f_r > f_c$ или $f_{\text{нз}} = f_c - 0,5f_{\text{нр}}$ при $f_r < f_c$ очень близок к частоте полезного сигнала f_c , в 4 раза ближе зеркального канала и его очень трудно отфильтровать.

Из-за дополнительных побочных каналов появляются интерференционные искажения в виде свистов не только на промежуточной частоте, но и на гармониках и субгармониках $f_{\text{нр}}$, а также на частотах, отстоящих от f_r на $\pm 0,5f_{\text{нр}}$, $\pm f_{\text{нр}}/3$ и т.д.

4.4. ШУМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

Преобразователь является одним из первых каскадов приемника, поэтому его шумы могут существенно влиять на общий ко-

эффицент шума и, следовательно, на реальную чувствительность РПрУ. Причины шумов преобразователя те же, что и в других каскадах, они известны из курса электронных приборов и кратко рассмотрены в гл. 1. Для определения коэффициента шума ПЧ на взаимном элементе можно использовать эквивалентную шумовую схему, подобную приведенной на рис. 3.16, и полученные на ее основе соотношения. При этом параметры смесительных каскадов должны соответствовать режиму преобразования.

Если избирательность преселектора на частотах побочных каналов недостаточно велика, то части спектра, совпадающие с побочными каналами, после преобразования попадут в полосу пропускания тракта промежуточной частоты и общий шум на выходе возрастет. Это повышение уровня шума можно оценить эквивалентным увеличением эффективной шумовой полосы приемника. Основное влияние на увеличение шума оказывает зеркальный канал, но если избирательность по зеркальному каналу не менее 10 дБ, то его влиянием можно пренебречь. При расчетах часто полагают, что коэффициент шума транзисторных ПЧ в 1,5...2 раза превышает коэффициент шума усилительных каскадов, работающих на тех же транзисторах. Современные транзисторные преобразователи СВЧ имеют шумовую температуру порядка 1000...1500 К.

В диодном ПЧ флуктуационные процессы вызываются теми же причинами, что и в транзисторном, но вследствие взаимности преобразовательного элемента они приобретают более сложный характер. Шумовой ток диода содержит небольшую тепловую составляющую, но в основном определяется дробовыми флуктуациями носителей через *p-n*-переход. Этот ток создает напряжение во входной и выходной цепях смесителя. Кроме того, входная и выходная цепи имеют компоненты токов тепловых шумов, средний квадрат которых соответствует формуле (1.4), т.е. $I_{ш}^2 = 4kT\Pi_{ш}G_3$, где G_3 – эквивалентная резонансная проводимость соответственно входного или выходного контура. Шум ВЧ в результате прямого преобразования создает напряжение промежуточной частоты на выходе и добавляется к выходным шумам контура и диода. Этот шум вследствие обратного преобразования переносится в полосу частот сигнала и создает соответствующее напряжение на входном контуре, которое затем в результате прямого преобразования переносится обратно в полосу пропускания УПЧ, что увеличивает шумы диодного преобразователя.

Помимо рассмотренных, в преобразователях СВЧ существуют шумы гетеродина, имеющие широкий спектр. Мешающее действие оказывают составляющие вблизи частоты сигнала и зеркаль-

ного канала, которые в результате преобразования попадают в полосу пропускания тракта промежуточной частоты. На сантиметровых и миллиметровых волнах шумы гетеродина могут приводить к увеличению коэффициента шума преобразователя в 2 и более раз. Эффективной мерой уменьшения шумов гетеродина является применение балансных ПЧ.

Коэффициент шума линейного тракта приемника с преобразователем можно определить по формуле (1.7), в которой под $Ш_1$, $Ш_2$ и $Ш_3$ следует понимать коэффициенты шума соответственно преселектора ($Ш_{прес}$), ПЧ ($Ш_{ПЧ}$) и УПЧ ($Ш_{УПЧ}$):

$$Ш_{пр} = Ш_{прес} + \frac{1}{K_{р\ прес\ ном}} \left(Ш_{ПЧ} - 1 + \frac{Ш_{УПЧ} - 1}{K_{р\ ПЧ\ ном}} \right),$$

где $K_{р\ прес\ ном}$ – коэффициент передачи мощности преселектора; $K_{р\ ПЧ\ ном}$ – коэффициент передачи мощности ПЧ. Если преселектор состоит только из ВЦ без УРЧ, то $K_{р\ прес} < 1$, поэтому сильнее скажутся шумы преобразователя. У диодных ПЧ $K_{р\ ПЧ} < 1$, поэтому на коэффициент шума приемника заметное влияние может оказать шум УПЧ. Его первые каскады должны быть малошумящими.

4.5. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Для преобразования частоты используют как ПТ, так и БТ. В них преобразование происходит вследствие изменения крутизны характеристики прямой передачи под действием напряжения гетеродина. Возможны различные варианты схем подачи напряжения сигнала и гетеродина на смесительные элементы. На рис. 4.8 приведены схемы преобразователей с отдельным гетеродином на ПТ и БТ. В первой схеме напряжение сигнала подано в цепь затвора, а напряжение гетеродина – в цепь истока. По сигналу получается схема с ОИ, а для гетеродина – схема с ОЗ. Во второй схеме напря-

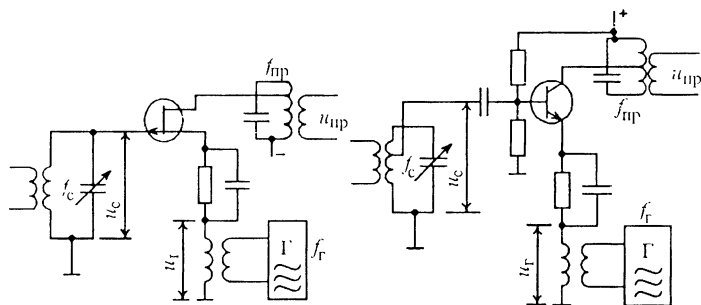


Рис. 4.8

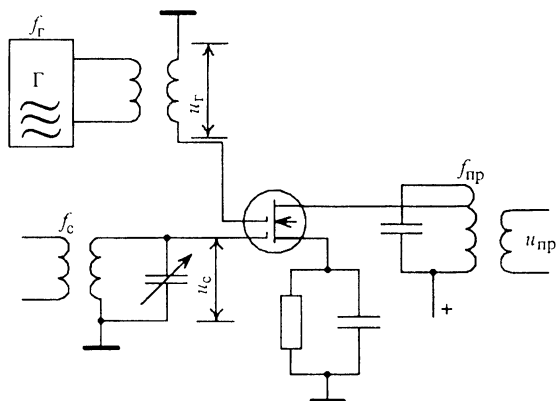


Рис. 4.9

жение сигнала подается в цепь базы, а напряжение гетеродина — в цепь эмиттера. Этим достигается хорошая развязка цепей сигнала и гетеродина.

Лучшая развязка между сигнальной и гетеродинной цепями достигается в схеме на двузатворном ПТ (рис. 4.9), так как напряжения сигнала и гетеродина подаются на разные затворы. В этой схеме преобразование частоты происходит потому, что при изменении напряжения на гетеродинном затворе изменяется крутизна сток-затворной характеристики по сигнальному затвору.

Хорошая развязка цепей сигнала и гетеродина и высокая устойчивость против самовозбуждения в широком диапазоне частот достигаются в каскодных смесителях. На рис. 4.10 приведен вариант схемы, в которой напряжения сигнала и гетеродина подаются на базы разных транзисторов. По сигналу получается каскодная схема ОЭ—ОБ, обеспечивающая высокую устойчивость.

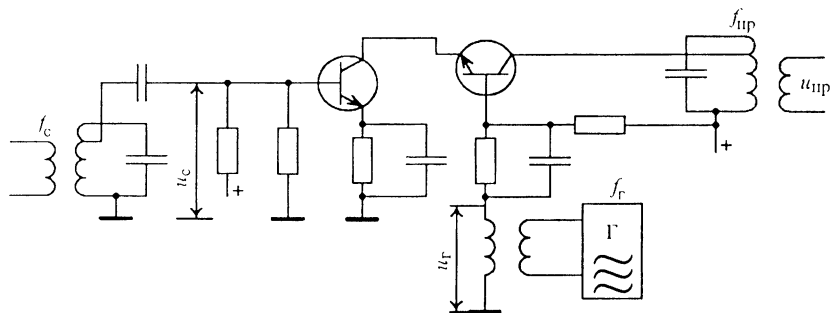


Рис. 4.10

Преобразование частоты происходит вследствие изменения крутизны характеристики второго транзистора. Аналогично можно построить каскодный смеситель на ПТ.

Усилительный прибор – транзистор можно использовать одновременно и для генерирования колебаний. В этом случае преобразователь называется *генерирующим (автодиным)*. Но оптимальные режимы для генерирования и преобразования частоты неодинаковы. Стабильность частоты генерации получается низкой, поэтому такие ПЧ можно использовать только в недорогих приемниках невысокого класса. Наибольшее распространение получили ПЧ с отдельным гетеродином.

Режим по постоянному току смесителей выбирают так, чтобы работать на нелинейном участке ВАХ прямой передачи и по возможности использовать участок с линейным изменением крутизны этой характеристики (рис. 4.11).

Из рис. 4.11, а амплитуда первой гармоники крутизны $G_{21}^{(1)} \approx 0,5 (g_{21max} - g_{21min})$, а крутизна преобразования по первой гармонике согласно (4.19) $G_{21np} = 0,5G_{21}^{(1)} \approx 0,25 (g_{21max} - g_{21min})$. В режиме усиления можно принять условие $g_{21} = g_{21max}$, следовательно, крутизна в режиме преобразования меньше крутизны в режиме усиления.

Аналитический расчет параметров ПЧ на БТ возможен с использованием экспоненциальной аппроксимации характеристик. Например, характеристика $i_{\Sigma} = f(u_{БЭ})$ хорошо аппроксимируется экспонентой

$$i_{\Sigma} = i_0(e^{bu_{БЭ}} - 1), \quad (4.29)$$

где i_0 и b – параметры экспоненты, которые определяются из реальных характеристик транзистора.

Учитывая $i_K = h_{216}i_{\Sigma}$ и (4.29), определяем крутизну

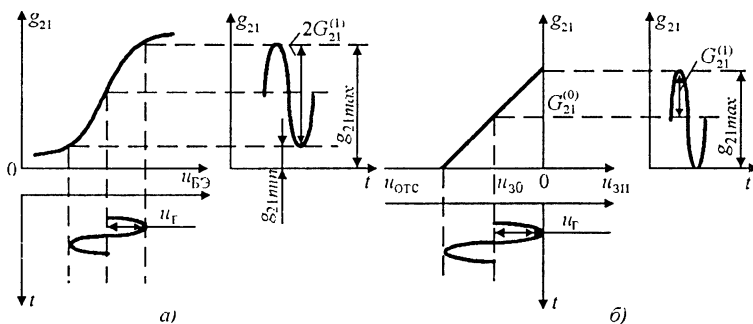


Рис. 4.11

$$g_{21} = \frac{di_K}{du_{БЭ}} = h_{216} \frac{di_{Э}}{du_{БЭ}} = h_{216} b i_0 e^{b u_{БЭ}}. \quad (4.30)$$

Здесь $u_{БЭ} = U_{Б0} + U_r \cos \omega_r t$; $U_{Б0}$ – исходное напряжение на базе в рабочей точке.

Разлагая (4.30) в ряд Фурье, получаем

$$g_{21} = b I_{K0} \left[J_0(b U_r) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_k(b U_r) \cos k \omega_r t \right]. \quad (4.31)$$

В этом выражении $I_{K0} = h_{216} I_{Э0} = h_{216} i_0 e^{b U_{Б0}}$ – ток коллектора в рабочей точке; $J_0(b U_r)$ и $J_k(b U_r)$ – модули функций Бесселя мнимого аргумента первого рода нулевого и k -го порядков. Из (4.31) находим среднее значение крутизны и крутизну преобразования:

$$G_{21}^{(0)} = b I_{K0} J_0(b U_r); \quad (4.32)$$

$$G_{21np} = 0,5 G_{21}^{(k)} = b I_{K0} J_k(b U_r).$$

Входные и выходные сопротивления транзисторов в режиме преобразования приблизительно в 1,5...2 раза больше, чем в режиме усиления, а входные и выходные емкости в режиме усиления и преобразования фактически одинаковы.

У ПТ сток-затворная характеристика квадратична, поэтому зависимость крутизны этой характеристики g_{21} от U_{31} линейна (рис. 4.11, б). Исходное смещение на затворе U_{30} берут равным половине напряжения отсечки $U_{30} = 0,5 U_{отс}$ и амплитуду напряжения гетеродина U_r равной U_{30} , чтобы полностью использовать линейный участок изменения крутизны и не заходить в область появления токов затвора. При этом амплитуда первой гармоники крутизны $G_{21}^{(1)} = 0,5 g_{21max} = G_{21}^{(0)}$, где $G_{21}^{(0)}$ – крутизна в рабочей точке. Крутизна преобразования $G_{21np} = 0,5 G_{21}^{(1)} = 0,5 G_{21}^{(0)}$. Как видим, крутизна преобразования G_{21np} в 2 раза меньше крутизны в режиме усиления $G_{21}^{(0)}$ при том же напряжении смещения на затворе U_{30} . В рассмотренном режиме без отсечки амплитуды высших гармоник крутизны $G_{21}^{(2)}$, $G_{21}^{(3)}$ и т.д. равны нулю, следовательно, будет только два побочных канала приема: зеркальный и прямого прохождения.

В интегральном исполнении ПЧ часто выполняют по балансной или двойной балансной схеме. Для балансных преобразователей используют дифференциальные каскады (рис. 4.12).

Коллекторное напряжение на смесительные транзисторы VT_1 и VT_2 подано через среднюю точку катушки индуктивности выходного резонансного контура, настроенного на промежуточную частоту. Токи i_1 и i_2 транзисторов VT_1 и VT_2 через выходной контур текут встречно, и выходное напряжение пропорционально их разности. Напряжение гетеродина на смесительные транзисторы

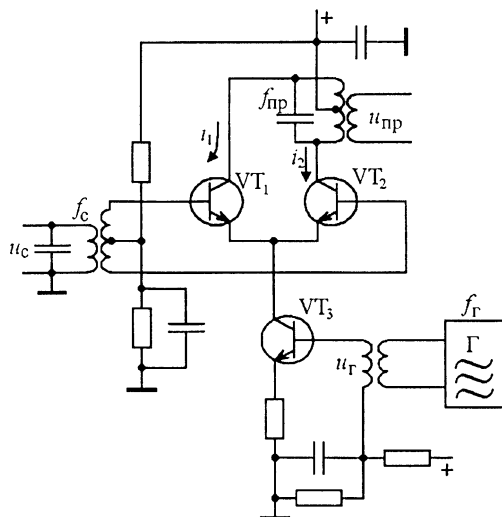


Рис. 4.12

подано через транзистор VT_3 синфазно. Поэтому токи i_1 и i_2 с частотой гетеродина, его гармоник и составляющие токов шумов гетеродина, имеющие в обоих транзисторах одинаковые фазы, взаимно компенсируются и не создают напряжения в выходных цепях. Под действием напряжения гетеродина меняется крутизна характеристики каждого из транзисторов VT_1 и VT_2 .

Напряжение сигнала действует на транзисторы смесителя противофазно, поэтому составляющие тока промежуточной частоты также противофазны. Эти токи в выходном контуре текут встречно, поэтому составляющие промежуточной частоты складываются.

В балансном преобразователе, как и в балансном усилителе, происходит компенсация четных гармоник преобразуемого сигнала. В частности, в балансном преобразователе компенсируются помехи с частотами полужеркальных каналов $f_{пз} = f_r \mp 0,5f_{пр}$.

Балансная схема является аналоговым перемножителем напряжений, построенным по методу переменной крутизны, т.е. на основе зависимости крутизны транзистора от тока эмиттера. Такая схема не балансна по одному из напряжений, одно из них проходит на выход. Схема двойного балансного смесителя для напряжений сигнала и гетеродина приведена на рис. 4.13.

Смеситель построен на основе трех дифференциальных транзисторных пар. Напряжение u_c подано на транзисторные пары VT_1 , VT_2 и VT_3 , VT_4 , крутизна характеристик которых меняется под дей-

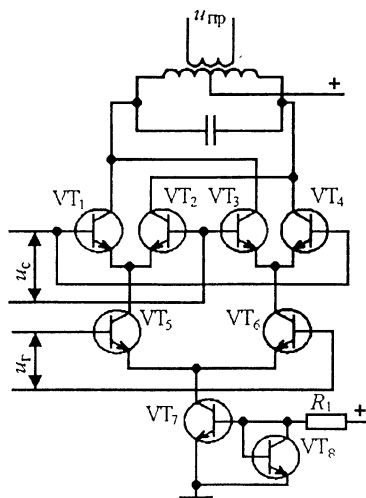


Рис. 4.13

ствием напряжения u_r с помощью транзисторов VT_5 и VT_6 . На транзисторы каждой пары напряжение сигнала подается противофазно, а напряжение гетеродина – синфазно на оба транзистора одной пары, но противофазно для разных пар. Токи всех транзисторов определяются генератором стабильного тока на транзисторе VT_7 , напряжение на базе которого стабилизировано цепью из резистора R_1 и транзистора VT_8 в диодном включении. Реальные устройства помимо множительного ядра, представленного на рис. 4.13, содержат каскады перехода от несимметричного включения к симметричному и обратно.

В рассмотренных балансных ПЧ не подавляются частоты зеркального канала. Преобразователь с компенсацией помех зеркального канала можно построить по схеме, приведенной на рис. 4.14. Принцип работы такого двуканального компенсатора с фазовым подавлением состоит в том, что принимаемый сигнал в разных каналах имеет одинаковую фазу и при суммировании в общем тракте удваивается, а зеркальные помехи противоположны по фазе и компенсируют друг друга.

Напряжение от гетеродина $u_r = U_r \cos(\omega_r t + \varphi_r)$ подается на смесители $См_1$ и $См_2$, в качестве которых могут использовать любые из рассмотренных схем. Напряжения сигнала основного канала $u_c = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ и зеркального канала $u_{зк} = U_{зк} \cos(\omega_{зк} t + \varphi_{зк})$ подаются на смеситель $См_1$ непосредственно и на смеситель $См_2$ через фазовращатель $Фв_1$ со сдвигом по фазы на $\pi/2$. В качестве основного канала принят сигнал на частоте $f_c = f_r - f_{пр}$, в качестве

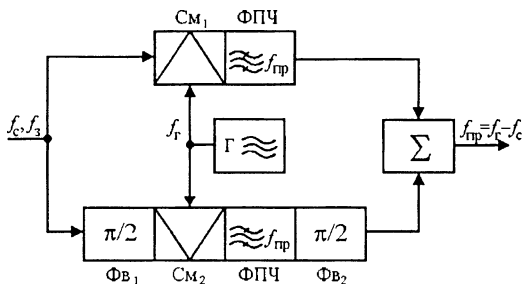


Рис. 4.14

ве зеркального $f_{3к} = f_r + f_{пр}$. На выходе $См_1$ после фильтра ФПЧ будет выделяться напряжение промежуточной частоты основного и зеркального каналов: $u_{c1} = U_c K_n \cos [(\omega_r - \omega_c) t + \varphi_r - \varphi_c]$, $u_{3к1} = U_{3к} K_n \cos [(\omega_{3к} - \omega_r) t + \varphi_{3к} - \varphi_r]$. Здесь K_n — коэффициент передачи смесителя вместе с фильтром ФПЧ. На выходе $См_2$ после ФПЧ (коэффициент передачи фазовращателя полагают равным единице)

$$u_{c2} = U_c K_n \cos [(\omega_r - \omega_c) t + \varphi_r - (\varphi_c + \pi/2)],$$

$$u_{3к2} = U_{3к} K_n \cos [(\omega_{3к} - \omega_r) t + \varphi_{3к} + \pi/2 - \varphi_r].$$

После фазовращателя $Фв_2$ фаза сигнала u_{c2} одинакова с фазой u_{c1} ($\varphi_{c1} = \varphi_{c2} = \varphi_r - \varphi_c$), а фаза помехи $u_{3к2}$ отличается от фазы $u_{3к1}$ на π . При одинаковых коэффициентах передачи трактов смесителей напряжение сигнала на выходе сумматора имеет удвоенную амплитуду, а напряжения зеркальной помехи взаимно компенсируются и на выходе отсутствуют.

4.6. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СВЧ

В диапазоне СВЧ биполярные транзисторы используются до частот 4...6 ГГц, на более высоких частотах лучшие показатели имеют ПТШ. На рис. 4.15 приведена схема смесителя СВЧ на БТ.

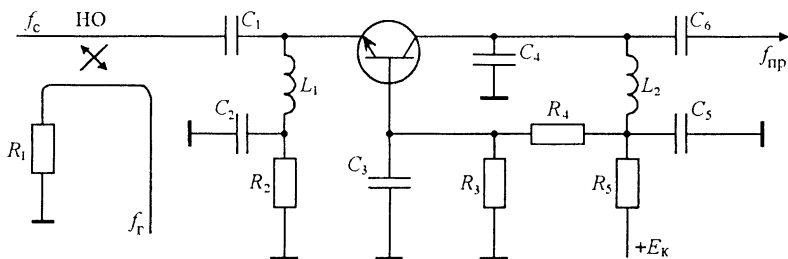


Рис. 4.15

Транзистор включен по схеме с ОБ. Колебания сигнала и гетеродина поданы на эмиттер через НО, который служит для развязки цепей сигнала и гетеродина. Контур L_1C_2 в цепи эмиттера настроен на промежуточную частоту и устраняет ОС по току этой частоты. Контур L_2C_4 в выходной цепи также настроен на промежуточную частоту. Исходное смещение на базу подано через делитель R_3R_4 . Конденсаторы C_1 и C_6 разделительные, а C_1 одновременно согласующий. Схема смесителя СВЧ на ПТШ с подачей колебаний гетеродина и сигнала на затвор через НО приведена на рис. 4.16. В качестве фильтра сигнала и одновременно согласующей цепи используются отрезок МПЛ длиной $l_2 \approx \lambda_c/4$ и короткозамкнутый шлейф длиной $l_1 = \lambda_c/4$. Через шлейф подается напряжение смещения на затвор (E_3). В выходной стоковой цепи транзистора помимо фильтра промежуточной частоты (ФПЧ) используется ФВЧ, функции которого выполняет разомкнутый отрезок линии длиной $l_3 = \lambda_r/4$, обеспечивающий к.з. на частоте гетеродина и частично ослабляющий колебания других комбинационных частот во избежание перегрузки УПЧ напряжением гетеродина. На схеме C_p – разделительные конденсаторы, C_ϕ и R_ϕ – конденсаторы и резисторы фильтров в цепи питания.

Недостатком схем, приведенных на рис. 4.15 и 4.16, является необходимость большой мощности гетеродина из-за ослабления ее в НО. Схема на ДЗПТШ, представленная на рис. 4.17, лишена этого недостатка.

Колебания сигнала подводятся к первому затвору через отрезок МПЛ длиной $l_1 \approx \lambda_c/4$, а колебания гетеродина через отрезок линии длиной $l_2 \approx \lambda_r/4$ – ко второму затвору. Этим обеспечивается хорошая развязка цепей сигнала и гетеродина без громоздких мостов или НО. Отрезки МПЛ длиной l_1 и l_2 являются согласующими цепями между источниками сигналов и гетеродина и входами транзистора. Исходные смещения на затворы подаются через ко-

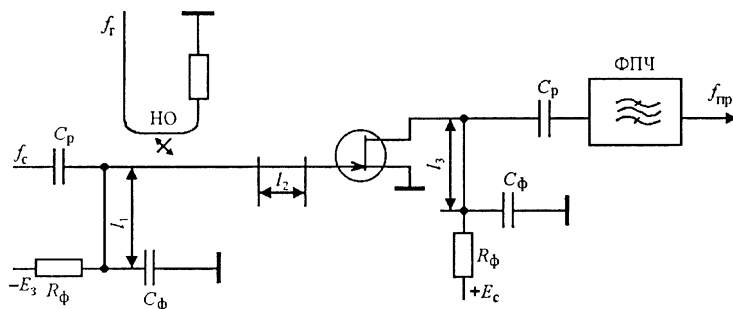


Рис. 4.16.

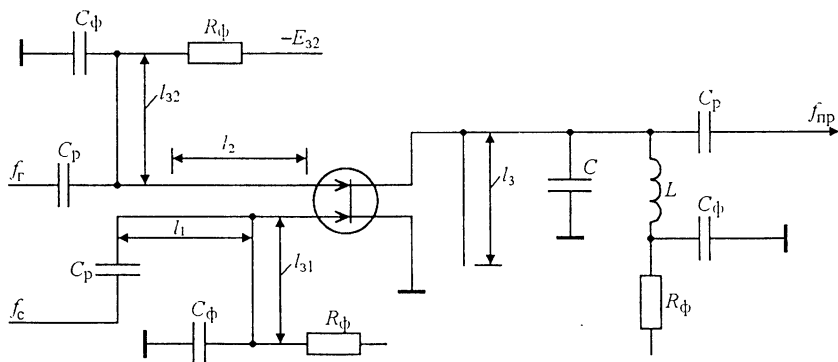


Рис. 4.17

ротко-замкнутые шлейфы длиной $l_{31} \approx \lambda_c/4$ и $l_{32} \approx \lambda_r/4$. Разомкнутый шлейф длиной $l_3 = l_r/4$ обеспечивает к.з. стока для колебаний гетеродина.

Для преобразователей СВЧ характерно многократное взаимодействие колебаний комбинационных частот. В частности, возникают эффекты, обусловленные обратными и вторичными преобразованиями. Рассмотрим проявление этих эффектов на примере смесителя с разностной частотой $f_{пр} = |f_r - f_c|$. Спектры основных частот смесителя, когда f_r ниже и выше f_c , приведены на рис. 4.18.

При обратном преобразовании выходное напряжение с частотой $f_{пр}$ создает на входе смесителя наряду с напряжением сигнальной частоты $f_c = f_r \pm f_{пр}$ колебание зеркальной частоты $f_3 = f_r \mp f_{пр}$. В результате вторичного преобразования входное напряжение зеркальной частоты образует на выходе смесителя колебание с преобразованной частотой $f'_{пр} = |f_3 - f_r| = f_{пр}$. Фаза этого колебания зависит от многих факторов и, как правило, отличается от фазы напряжения промежуточной частоты, получаемого при основном преобразовании, что может приводить к появлению частотных и фазовых искажений сигнала.

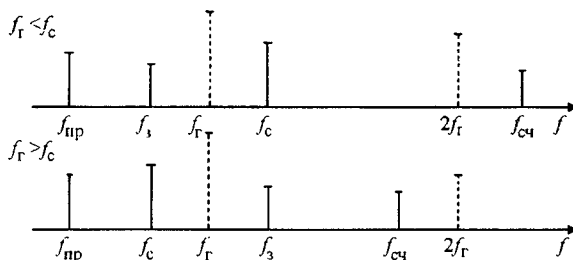


Рис. 4.18

Возникновение колебаний зеркальной частоты в смесителе возможно и без обратного преобразования из-за непосредственно-го взаимодействия колебаний сигнальной частоты и второй гармоники гетеродина $2f_r - f_c = f_r \mp f_{np} = f_3$. В этом соотношении верхний знак соответствует случаю $f_r < f_c$, нижний $-f_r > f_c$.

В результате прямого преобразования на выходе смесителя одновременно с разностной f_{np} появляется и колебание суммарной частоты (СЧ) $f_{сч} = f_c + f_r$. При обратном и вторичном прямом преобразованиях оно создает напряжение с частотой f_c на входе ($f'_c = f_{сч} - f_r$) и с частотой f_{np} на выходе смесителя, причем при $f_r < f_c$ имеем $f''_{np} = f'_c - f_r$, а при $f_r > f_c$ получаем $f''_{np} = f_r - f'_c$. Фазовые сдвиги между продуктами основного и вторичного преобразований, как и для зеркальной частоты (ЗЧ), могут быть значительными и существенно зависят от частоты.

Для предотвращения частотных и фазовых искажений из-за влияния колебаний ЗЧ и СЧ применяют смесители с использованием энергии комбинационных частот путем отражения или поглощения этих колебаний в специальных фильтровых схемах.

Один из вариантов построения смесителя с использованием энергии колебаний ЗЧ и СЧ при $f_r < f_c$ приведен на рис. 4.19, где ФС – полосовой фильтр, пропускающий f_c и не пропускающий f_3 , ФСЧ – фильтр, закорачивающий на выходе транзистора колебания $f_{сч}$. Возникающие в транзисторе колебания ЗЧ и колебания СЧ отражаются соответственно от фильтров ФС и ФСЧ и возвращаются в транзистор. Фазы отраженных колебаний подбираются выбором расстояний l_1 и l_2 от этих фильтров до транзистора. В случае синфазности колебаний основной промежуточной частоты и f_{np} , полученных в результате преобразования отраженных колебаний $f_{сч}$ и f_3 , энергетические свойства смесителя заметно улучшаются. Но смесители с отражением комбинационных продуктов являются узкополосными, так как синфазность рассмотренных колебаний может быть обеспечена лишь в относительно небольшой области частот.

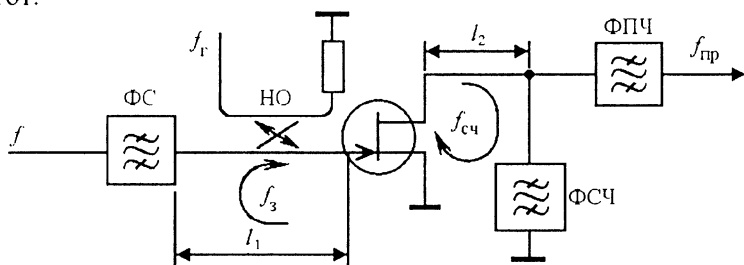


Рис. 4.19

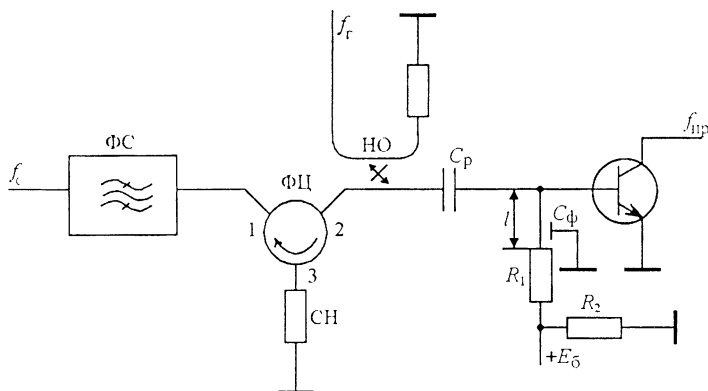


Рис. 4.20

Транзисторные смесители с поглощением ЗЧ и СЧ более широкополосны, но уступают смесителям отражательного типа по усилительным и шумовым характеристикам. При построении этих смесителей обычно используются ФВ и ФЦ. Схема смесителя с поглощением ЗЧ приведена на рис. 4.20. Ферритовый циркулятор на частоте сигнала работает как вентиль. Колебания ЗЧ, ступающие от транзистора к плечу 3 ФЦ, поглощаются в согласованной нагрузке (СН). Применение ФЦ уменьшает также излучение гетеродина в цепь источника сигнала.

Для подавления радиопомех, проникающих на вход ПЧ на частотах побочных каналов приема, помимо фильтровых способов широко применяются компенсационные способы, используемые в балансных, кольцевых и двуканальных смесителях.

Балансные транзисторные смесители (БТС) состоят из двух одинаковых транзисторных каскадов в сочетании с мостовыми устройствами. Причем в отличие от балансных усилителей в БТС появляется дополнительная возможность установления баланса

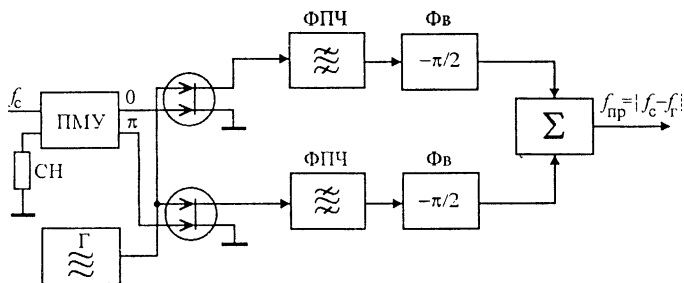


Рис. 4.21

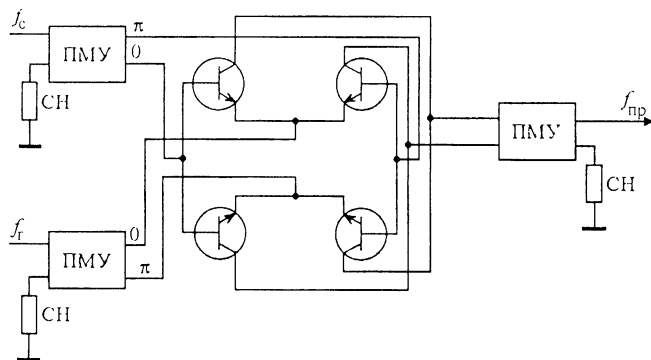


Рис. 4.22

подбором фазы гетеродина, и поэтому в БТС находят применение и синфазные, и квадратурные (КМУ), и противофазные (ПМУ) мостовые устройства. На рис. 4.21 приведена схема балансного смесителя на ДЗПТШ с использованием ПМУ.

Смесительные транзисторы возбуждаются сигналом противофазно, гетеродином – синфазно. Выходные колебания промежуточной частоты на стоках противофазны, поэтому их необходимо суммировать с помощью ПМУ. В приведенной схеме ПМУ на выходе выполнено в виде двух фазовращателей с общим сдвигом фаз 180° и сумматора. В БТС существенно ослабляются побочные каналы приема с четными гармониками входного сигнала. В частности, подавлены каналы полужеркальной частоты $f_{пз} = f_c \pm 0,5f_{пр}$. Как и балансные усилители, БТС обладают большим динамическим диапазоном и лучшим коэффициентом стоячей волны по сравнению с однотранзисторными смесителями.

Кольцевые транзисторные смесители (рис. 4.22) строятся на основе двух балансных смесителей. В них подавляются побочные каналы приема с четными гармониками и сигнала, и гетеродина. По сравнению с БТС они обладают лучшими характеристиками по мощности насыщения и интермодуляционным искажениям, появляющимся при воздействии нескольких высокочастотных помех.

В балансных и кольцевых преобразователях не подавляются каналы зеркальной частоты. Их ослабляют с помощью ПФ в преселекторе, но часто требования к характеристикам таких фильтров технически невыполнимы, особенно при низкой промежуточной частоте ($f_{пр} \ll f_c$). Для подавления каналов ЗЧ строятся двухканальные компенсационные схемы, составленные из двух смесителей, в качестве которых могут быть использованы любые из ранее рассмотренных схем в сочетании с фазовращателями, аналогичные

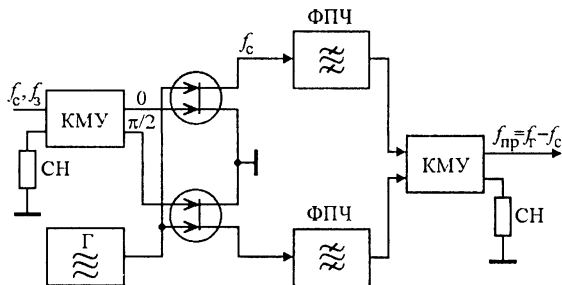


Рис. 4.23

схеме, приведенной на рис. 4.14. Вариант построения двухканального компенсационного смесителя на двузатворных ПТ с подавлением ЗЧ показан на рис. 4.23.

В качестве квадратурного делителя сигнала на входе и квадратурного сумматора колебаний $f_{пр}$ на выходе используются КМУ, обеспечивающие фазовые сдвиги между выходными плечами, равные 90° . Применение КМУ улучшает согласование с источником сигнала и нагрузкой. Колебания сигнала подаются на первые затворы транзисторов со сдвигом 90° , колебания гетеродина подаются на вторые затворы тех же транзисторов в одинаковой фазе. Как и в схеме, приведенной на рис. 4.14, после прохождения выходного КМУ полезные продукты преобразования складываются синфазно, а колебания зеркальной частоты гасятся в согласованной нагрузке.

Для описания сложных процессов, протекающих в преобразователях СВЧ, необходимо их рассматривать в виде многочастотной системы, характеризующейся многократным взаимодействием колебаний различных частот. Аналитическое рассмотрение большого числа взаимодействующих на нелинейном элементе частот часто является весьма сложной задачей. Поэтому при анализе используется линеаризация НЭ относительно колебаний сигнала и комбинационных частот. Уровни этих колебаний малы по сравнению с уровнем колебаний гетеродина. Тогда транзистор в режиме преобразования можно представить квазилинейным многополюсником. Число полюсов многополюсника определяется числом взаимодействующих частот и степенью сложности эквивалентной схемы транзисторного НЭ.

Большой разброс параметров выпускаемых промышленностью транзисторов СВЧ, значительная зависимость параметров преобразования от режимов работы, способа подачи колебаний гетеродина на транзистор и уровня мощности гетеродина затрудняют непосредственное использование структурных моделей и их эквивалентных схем при проектировании преобразователей СВЧ.

Для расчета транзисторных преобразователей используется аппарат параметров рассеяния, однако в отличие от S -параметров в режиме усиления S_n -параметры транзистора в преобразовательном режиме связывают расходящиеся от транзистора и сходящиеся к нему нормированные волны напряжений не одинаковых, а разных частот. Бесструктурная модель транзистора в режиме многочастотного преобразования представляется в виде многополюсника, описываемого системой уравнений в S_n -параметрах на различных частотах. В общем случае эта система громоздка. На двух частотах – сигнальной и промежуточной – ПЧ можно рассматривать как линейный четырехполюсник и для его расчета применять формулы, полученные для транзисторного усилителя СВЧ с заменой усилительных параметров на преобразовательные.

4.7. ТЕОРИЯ ДИОДНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Схема диодного ПЧ в двух вариантах приведена на рис. 4.24. На СВЧ их следует рассматривать как электрические эквиваленты, так как в реальных конструкциях СВЧ резонансные цепи выполняются в виде отрезков полосковых (микростриповых) или коаксиальных линий и волноводов. Напряжение (мощность) от гетеродина подается на тот же колебательный контур, на который пода-

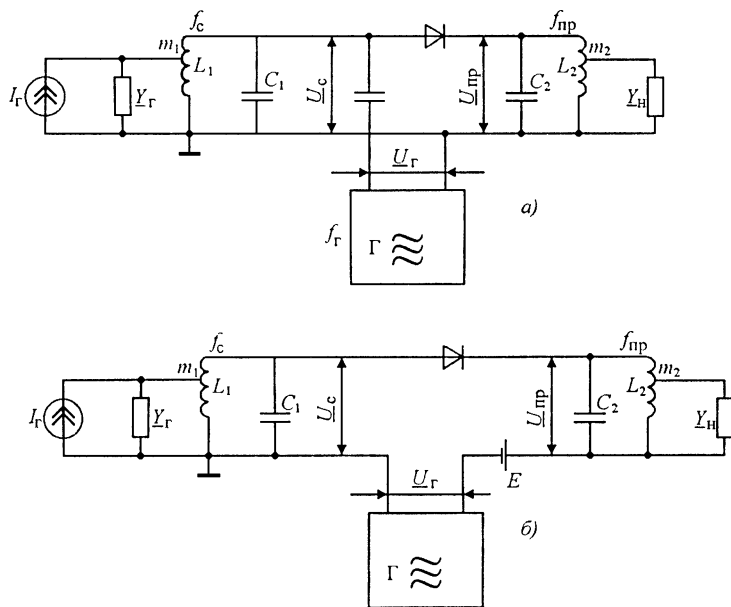


Рис. 4.24

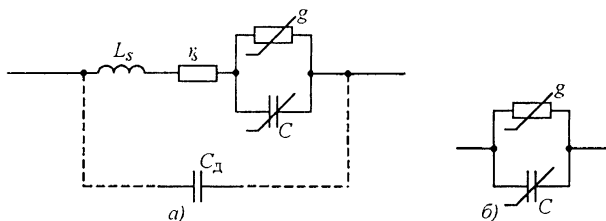


Рис. 4.25

ется и сигнал (рис. 4.24, а) в том случае, когда частота f_r , отличающаяся от f_c на величину промежуточной частоты f_{np} , оказывается в полосе пропускания входного контура. Если ослабление колебаний гетеродина во входном контуре слишком велико, то источники напряжений гетеродина и сигнала можно соединить в цепи диода последовательно (рис. 4.24, б).

Эквивалентная схема диода (рис. 4.25, а) в общем случае содержит активную проводимость g и емкость C p - n -перехода, индуктивность L_s и сопротивление r_s соединительных проводников и емкость держателя диода C_d .

У диодов, предназначенных для преобразования частоты в диапазонах дециметровых в сантиметровых волн, L_s и r_s , очень малы. Их можно не учитывать и пользоваться более простой схемой (рис. 4.25, б), полагая емкость диода равной сумме емкости p - n -перехода и C_d .

При анализе диодного ПЧ, как и ранее, будем полагать U_c и U_{np} малыми по сравнению с U_r . Это допущение соответствует истинному положению, так как для преобразования частоты напряжение гетеродина должно быть большим, чтобы изменение тока захватывало значительный нелинейный участок характеристики диода. При малых уровнях преобразуемого сигнала и промежуточной частоты нелинейность диода не проявляется. При наличии модулирующего напряжения гетеродина диод для сигнала действует как линейная цепь с переменными параметрами. Поэтому эквивалентную схему ПЧ можно представить рис. 4.26.

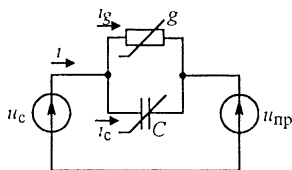


Рис. 4.26

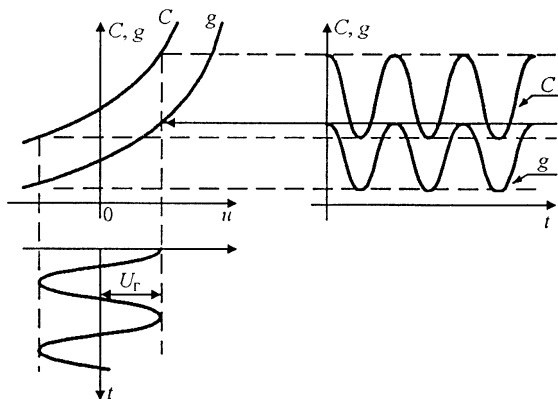


Рис. 4.27

Изменение проводимости g и емкости C диода под действием напряжения гетеродина показано на рис. 4.27.

Это изменение можно представить рядами Фурье:

$$g(t) = G^{(0)} + \sum_{k=1}^{\infty} G^{(k)} \cos k\omega_r t; \quad (4.33)$$

$$C(t) = C_0 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos k\omega_r t.$$

Полный ток в цепи диода в соответствии со схемой рис. 4.26 можно определить как $i = ug + dq/dt$, где $u = u_c + u_{np}$; q — заряд емкости. Учитывая, что $q = Cu$, определим ток в цепи диода

$$i = ug + Cdu/dt + u dC/dt. \quad (4.34)$$

Напряжения сигнала u_c и промежуточной частоты u_{np} определяются выражениями (4.1) и (4.4). Фазовый угол φ_{np} зависит от соотношения емкостной и резистивной составляющих проводимостей диода и от фазового угла проводимости нагрузки (на рис. 4.24 — резонансный контур).

Подставляя в (4.34) значения $g(t)$ и $C(t)$ из (4.33) и $u = u_c + u_{np}$, заменяя произведения тригонометрических функций функциями суммарных и разностных углов и группируя слагаемые, получаем

$$i = U_c [G^{(0)} \cos(\omega_c t + \varphi_c) - \omega_c C_0 \sin(\omega_c t + \varphi_c)] +$$

$$+ U_{np} [G^{(0)} \cos(\omega_{np} t + \varphi_{np}) - \omega_{np} C_0 \sin(\omega_{np} t + \varphi_{np})] +$$

$$+ U_c \sum_{k=1}^{\infty} 0,5 G^{(k)} \cos[(k\omega_r \pm \omega_c) t \pm \varphi_c] +$$

$$+ U_{np} \sum_{k=1}^{\infty} 0,5 G^{(k)} \cos[(k\omega_r \pm \omega_{np}) t \pm \varphi_{np}] -$$

$$\begin{aligned}
& -U_c \sum_{k=1}^{\infty} 0,5 C_k (k\omega_r \pm \omega_c) \sin [(k\omega_r \pm \omega_c) t \pm \varphi_c] - \\
& - U_{np} \sum_{k=1}^{\infty} 0,5 C_k (k\omega_r \pm \omega_{np}) \sin [(k\omega_r \pm \omega_{np}) t \pm \varphi_{np}]. \quad (4.35)
\end{aligned}$$

Ток диода содержит составляющие различных частот. В случае неинвертирующего ПЧ (см. § 4.2) $\omega_{np} = \omega_c - k\omega_r$ или $\omega_{np} = \omega_c + k\omega_r$, соответственно $\omega_c = \omega_{np} \pm k\omega_r$. Выделяя из (4.35) составляющие этих частот, находим

$$\begin{aligned}
i_{np} &= U_c [0,5G^{(k)} \cos(\omega_{np}t + \varphi_c) - 0,5\omega_{np}C_k \sin(\omega_{np}t + \varphi_c)] + \\
&+ U_{np} [G^{(0)} \cos(\omega_{np}t + \varphi_{np}) - \omega_{np}C_0 \sin(\omega_{np}t + \varphi_{np})]; \\
i_c &= U_c [G^{(0)} \cos(\omega_c t + \varphi_c) - \omega_c C_0 \sin(\omega_c t + \varphi_c)] + \\
&+ U_{np} [0,5G^{(k)} \cos(\omega_c t + \varphi_{np}) - 0,5\omega_c C_k \sin(\omega_c t + \varphi_{np})].
\end{aligned}$$

На основании этих выражений определяем комплексные амплитуды токов:

$$\begin{aligned}
\underline{I}_{np} &= \underline{U}_c (0,5G^{(k)} + j0,5\omega_{np}C_k) + \underline{U}_{np} (G^{(0)} + j\omega_{np}C_0); \\
\underline{I}_c &= \underline{U}_c (G^{(0)} + j\omega_c C_0) + \underline{U}_{np} (0,5G^{(k)} + j0,5\omega_c C_k). \quad (4.36)
\end{aligned}$$

Для инвертирующего ПЧ $\omega_{np} = k\omega_r - \omega_c$ и $\omega_c = k\omega_r - \omega_{np}$. Из (4.35) видно, что некоторые компоненты токов имеют фазовые углы, знаки которых противоположны знаку фазовых углов входных напряжений. Эти компоненты имеют сопряженные комплексные амплитуды \underline{U}_c^* и \underline{U}_{np}^* . Следовательно, в отличие от (4.36) у инвертирующего ПЧ уравнения комплексных амплитуд токов будут такими:

$$\begin{aligned}
\underline{I}_{np} &= \underline{U}_c^* (0,5G^{(k)} + j0,5\omega_{np}C_k) + \underline{U}_{np} (G^{(0)} + j\omega_{np}C_0); \\
\underline{I}_c &= \underline{U}_c (G^{(0)} + j\omega_c C_0) + \underline{U}_{np}^* (0,5G^{(k)} + j0,5\omega_c C_k). \quad (4.37)
\end{aligned}$$

Параметр $C_{np} = 0,5C_k$ называется *преобразующей емкостью*; $G_{np} = 0,5G^{(k)}$ — *преобразующей проводимостью* или крутизной преобразования.

Введем обозначения для комплексных параметров преобразования:

$$\begin{aligned}
\underline{Y}_{11} &= G^{(0)} + j\omega_c C_0; & \underline{Y}_{22} &= G^{(0)} + j\omega_{np} C_0; \\
\underline{Y}_{12} &= G_{np} + j\omega_c C_{np}; & \underline{Y}_{21} &= G_{np} + j\omega_{np} C_{np}. \quad (4.38)
\end{aligned}$$

С учетом этих обозначений (4.36) и (4.37) примут вид:

$$\underline{I}_{np} = \underline{Y}_{21} \underline{U}_c + \underline{Y}_{22} \underline{U}_{np}; \quad \underline{I}_c = \underline{Y}_{11} \underline{U}_c + \underline{Y}_{12} \underline{U}_{np}; \quad (4.39)$$

$$\underline{I}_{np} = \underline{Y}_{21} \underline{U}_c^* + \underline{Y}_{22} \underline{U}_{np}; \quad \underline{I}_c = \underline{Y}_{11} \underline{U}_c + \underline{Y}_{12} \underline{U}_{np}^*. \quad (4.40)$$

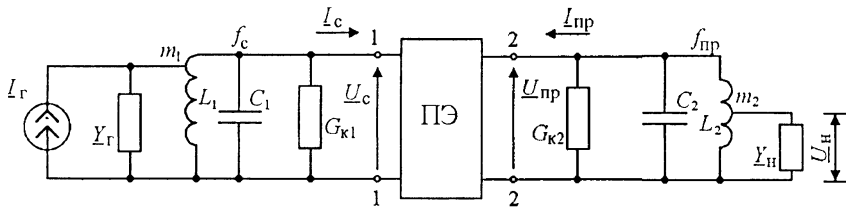


Рис. 4.28

Это уравнения прямого и обратного преобразований соответственно для неинвертирующего (4.39) и инвертирующего (4.40) дидного ПЧ. По форме они совпадают с (4.26), (4.27). Согласно (4.39) и (4.40) ПЭ можно представить в виде линейного четырехполюсника с Y -параметрами (4.38). Общая эквивалентная схема ПЧ с источником сигнала и нагрузкой приведена на рис. 4.28.

Уравнения источника сигнала с входным контуром и нагрузки с учетом знака определяются выражениями:

$$\underline{I}_c = m_1 \underline{I}_G - \underline{Y}_{\Sigma 1} \underline{U}_c = m_1 \underline{E}_G \underline{Y}_G - \underline{Y}_{\Sigma 1} \underline{U}_c; \quad (4.41)$$

$$\underline{I}_{нр} = - \underline{Y}_{нз} \underline{U}_{нр}, \quad (4.42)$$

где $\underline{Y}_{\Sigma 1} = \underline{Y}_{к1} + m_1^2 \underline{Y}_G$ – суммарная проводимость входного контура и источника сигнала, пересчитанная к контуру в точках 1–1; $\underline{Y}_{к1} = \underline{G}_{к1} + j\underline{B}_{к1}$ – собственная проводимость входного контура; $\underline{Y}_{нз} = \underline{Y}_{к2} + m_2^2 \underline{Y}_H$ – проводимость эквивалентной нагрузки ПЭ в точках 2–2; $\underline{Y}_{к2} = \underline{G}_{к2} + j\underline{B}_{к2}$ – собственная проводимость выходного контура. В (4.41) $\underline{I}_G = \underline{E}_G \underline{Y}_G$ в соответствии с теоремой об эквивалентном генераторе; \underline{E}_G – ЭДС источника сигнала.

Найдем коэффициент передачи напряжения ПЭ $\underline{K}_n = \underline{U}_{нр} / \underline{U}_c$. Для этого подставим в первое выражение (4.39) уравнение нагрузки (4.42):

$$- \underline{Y}_{нз} \underline{U}_{нр} = \underline{Y}_{21} \underline{U}_c + \underline{Y}_{22} \underline{U}_{нр}. \quad (4.43)$$

Отсюда для неинвертирующего ПЧ

$$\underline{K}_n = \underline{U}_{нр} / \underline{U}_c = - \underline{Y}_{21} / (\underline{Y}_{нз} + \underline{Y}_{22}) = - \underline{Y}_{21} / \underline{Y}_{22}. \quad (4.44)$$

Здесь $\underline{Y}_{22} = \underline{Y}_{нз} + \underline{Y}_{22} = \underline{Y}_{к2} + m_2^2 \underline{Y}_H + \underline{Y}_{22}$ – эквивалентная проводимость выходного контура. Аналогично для инвертирующего ПЧ

$$\underline{K}_n = - \underline{Y}_{21} \underline{U}_c^* / (\underline{U}_c (\underline{Y}_{нз} + \underline{Y}_{22})) = \underline{Y}_{21} / \underline{Y}_{22}. \quad (4.45)$$

Используя вторые уравнения (4.39) и (4.40), можно определить входную проводимость ПЭ в точках 1–1 (см. рис. 4.28). С учетом (4.44) и (4.45) для неинвертирующего ПЧ

$$\underline{Y}_{вх} = \underline{I}_c / \underline{U}_c = \underline{Y}_{11} + \underline{Y}_{12} \underline{U}_{пр} / \underline{U}_c = \underline{Y}_{11} - \underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21} / \underline{Y}_{32}, \quad (4.46)$$

для инвертирующего ПЧ

$$\underline{Y}_{вх} = \underline{Y}_{11} + \underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21} / \underline{Y}_{32}. \quad (4.47)$$

Выходную проводимость ПЭ в точках 2–2 найдем из первого уравнения (4.39):

$$\underline{Y}_{вых} = \underline{I}_{пр} / \underline{U}_{пр} = \underline{Y}_{22} + \underline{Y}_{21} \underline{U}_c / \underline{U}_{пр}. \quad (4.48)$$

Здесь $\underline{U}_c / \underline{U}_{пр} = \underline{K}_{обр}$ – коэффициент передачи ПЭ при обратном преобразовании. Для его определения подставим во второе выражение (4.39) уравнение (4.41):

$$m_1 \underline{E}_r \underline{Y}_r - \underline{Y}_{\Sigma 1} \underline{U}_c = \underline{Y}_{11} \underline{U}_c + \underline{Y}_{12} \underline{U}_{пр}$$

или, иначе,

$$m_1 \underline{E}_r \underline{Y}_r = \underline{Y}_{31} \underline{U}_c + \underline{Y}_{12} \underline{U}_{пр}, \quad (4.49)$$

где $\underline{Y}_{31} = \underline{Y}_{\Sigma 1} + \underline{Y}_{11} = \underline{Y}_{к1} + m_1^2 \underline{Y}_r + \underline{Y}_{11}$ эквивалентная проводимость входного контура. При рассмотрении обратного преобразования полагаем $E_r = 0$, поэтому из (4.49)

$$\underline{K}_{обр} = \underline{U}_c / \underline{U}_{пр} = - \underline{Y}_{12} / \underline{Y}_{31}. \quad (4.50)$$

Подставляя (4.50) в (4.48), получаем для неинвертирующего ПЧ

$$\underline{Y}_{вых} = \underline{Y}_{22} - \underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21} / \underline{Y}_{31}. \quad (4.51)$$

Аналогично из (4.40) для инвертирующего ПЧ

$$\underline{Y}_{вых} = \underline{Y}_{22} + \underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21} / \underline{Y}_{31}. \quad (4.52)$$

Общий или сквозной коэффициент передачи напряжения дидного ПЧ (см. рис. 4.28) найдем как $\underline{K}^* = \underline{U}_н / E_r$, где $\underline{U}_н = m_2 \underline{U}_{пр}$. Для определения $\underline{U}_{пр}$ решим систему уравнений (4.39) или (4.40) с учетом (4.41) и (4.42). Воспользуемся выражениями (4.43) и (4.49):

$$\left. \begin{aligned} \underline{Y}_{31} \underline{U}_c + \underline{Y}_{12} \underline{U}_{пр} &= m_1 \underline{E}_r \underline{Y}_r, \\ \underline{Y}_{21} \underline{U}_c + \underline{Y}_{32} \underline{U}_{пр} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.53)$$

На основании формулы Крамера найдем $\underline{U}_{пр} = \Delta_2 / \Delta$, где Δ – определитель системы (4.53); Δ_2 – определитель, получающийся из выражения для Δ заменой второго столбца правой частью (4.53), т.е. свободными членами:

$$\Delta = \begin{vmatrix} \underline{Y}_{31} & \underline{Y}_{12} \\ \underline{Y}_{21} & \underline{Y}_{32} \end{vmatrix} = \underline{Y}_{31} \underline{Y}_{32} - \underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21};$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} \underline{Y}_{31} & m_1 \underline{E}_r \underline{Y}_r \\ \underline{Y}_{21} & 0 \end{vmatrix} = - m_1 \underline{E}_r \underline{Y}_r \underline{Y}_{21}.$$

Отсюда $\underline{U}_{пр} = - m_1 \underline{E}_r \underline{Y}_r \underline{Y}_{21} / (\underline{Y}_{31} \underline{Y}_{32} - \underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21})$.

Общий коэффициент передачи напряжения

$$\underline{K}^* = m_2 \underline{U}_{\text{нр}} / \underline{E}_r = -m_1 m_2 \underline{Y}_{21} \underline{Y}_r / (\underline{Y}_{31} \underline{Y}_{32} - \underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21}). \quad (4.54)$$

Это общее выражение позволяет рассчитать АЧХ и ФЧХ диодного ПЧ.

Диод ПЧ используется в одном из следующих режимов:

напряжение гетеродина изменяется преимущественно в области прямого тока. В ПЧ применяется диод с малой емкостью. В этом случае главную роль играет нелинейная резистивность диода. Такой ПЧ называется *резистивным*;

используется закрытый переход диода. В ПЧ применяется диод со сравнительно большой нелинейной емкостью, т.е. варикап. При этом резистивность проявляется слабо. Такой ПЧ называется *емкостным*.

4.8. РЕЗИСТИВНЫЙ ДИОДНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Применим общую теорию к случаю резистивного ПЧ. Пренебрегая емкостями, из (4.38) получаем параметры $\underline{Y}_{11} = \underline{Y}_{22} = G^{(0)}$, $\underline{Y}_{12} = \underline{Y}_{21} = G_{\text{нр}}$. Подставим их в (4.54) и найдем модуль резонансного коэффициента передачи напряжения:

$$K_0^* = m_1 m_2 G_{\text{нр}} G_r / (G_{31} G_{32} - G_{\text{нр}}^2), \quad (4.55)$$

где $G_{31} = G_{к1} + G^{(0)} + m_1^2 G_r$; $G_{32} = G_{к2} + G^{(0)} + m_2^2 G_{\text{н}}$ — эквивалентные резонансные проводимости соответственно входного и выходного контуров.

Из (4.55) видно, что K_0^* двояко зависит от m_1 и m_2 , поэтому есть оптимальные значения этих коэффициентов, при которых будет максимум K_0^* . Исследуем K_0^* на экстремум в упрощенном случае, когда можно пренебречь собственными резонансными проводимостями контуров $G_{к1}$ и $G_{к2}$, что соответствует действительности. В этом случае

$$K_0^* = \frac{m_1 m_2 G_{\text{нр}} G_r}{(G^{(0)} + m_1^2 G_r) (G^{(0)} + m_2^2 G_{\text{н}}) - G_{\text{нр}}^2}.$$

Обозначив $m_1 \sqrt{G_r} = x_1$ и $m_2 \sqrt{G_r} = x_2$, приведем это выражение к виду

$$K_0^* = G_{\text{нр}} \sqrt{\frac{G_r}{G_{\text{н}}}} \frac{x_1 x_2}{(G^{(0)} + x_1^2)(G^{(0)} + x_2^2) - G_{\text{нр}}^2}.$$

Поскольку K_0^* одинаково зависит от x_1 и x_2 , максимум K_0^* имеет место при $x_1 = x_2 = x$, поэтому

$$K_0^* = G_{\text{нр}} \sqrt{\frac{G_r}{G_{\text{н}}}} \frac{x^2}{(G^{(0)} + x^2)^2 - G_{\text{нр}}^2}. \quad (4.56)$$

Решая уравнение $dK_0^*/dx^2 = 0$, находим $x_{\text{опт}} = \sqrt[4]{G^{(0)2} - G_{\text{np}}^2} = \sqrt{G_x}$, следовательно, $m_{1\text{опт}} = x_1/\sqrt{G_r} = \sqrt{G_x/G_r}$; $m_{2\text{опт}} = x_2/\sqrt{G_{\text{н}}} = \sqrt{G_x/G_{\text{н}}}$.

Величина $G_x = \sqrt{G^{(0)2} - G_{\text{np}}^2}$ называется *характеристической проводимостью* диодного ПЧ. Она играет ту же роль, что и характеристическая проводимость обычного линейного четырехполюсника ($G_x = \sqrt{G_{\text{кз}} G_{\text{х.х}}}$).

При оптимальных m_1 и m_2 из (4.56) следует

$$K_{0\text{max}}^* = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{G_r}{G_{\text{н}}}} \frac{G_{\text{np}}}{G^{(0)} + G_x} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{G_r}{G_{\text{н}}}} \frac{\mu_{\text{np}}}{1 + \sqrt{1 + \mu_{\text{np}}^2}}, \quad (4.57)$$

где $\mu_{\text{np}} = G_{\text{np}}/G^{(0)}$.

Коэффициентом передачи мощности назовем отношение мощности, выделяемой в нагрузке ($P_{\text{н}} = U_r^2 G_{\text{н}}$), к номинальной мощности источника сигнала ($P_{\text{гном}} = E_r^2 G_r/4$):

$$K_P = P_{\text{н}}/P_{\text{гном}} = 4U_{\text{н}}^2 G_{\text{н}}/(E_r^2 G_r) = 4K_0^{*2} G_{\text{н}}/G_r. \quad (4.58)$$

С учетом (4.57) из (4.58) получим

$$K_{P\text{max}} = \left(\frac{G_{\text{np}}}{G^{(0)} + G_x} \right)^2 = \left(\frac{\mu_{\text{np}}}{1 + \sqrt{1 + \mu_{\text{np}}^2}} \right)^2. \quad (4.59)$$

При экспоненциальной аппроксимации ВАХ диода в рабочей области $\mu_{\text{np}} = J_k(bU_r)/J_0(bU_r)$.

Реально у современных резистивных диодных ПЧ $K_P = 0,2 \dots 0,4$. Для сравнения у современных транзисторных СВЧ смесителей значение K_P практически совпадает с K_P в усилительном режиме и составляет 8...10 дБ, а иногда и более. По уровню интермодуляционных искажений третьего порядка диодные смесители значительно уступают транзисторным. Выходная мощность насыщения у транзисторных смесителей на порядок больше, чем у диодных, следовательно, ДД у них практически на порядок шире. Несмотря на это, диодные ПЧ СВЧ находят широкое применение.

В ПЧ используют точечные диоды, образованные контактом металл-полупроводник, диоды с барьером Шоттки (ДБШ), образованным напылением металла на полупроводник, ТД и обращенные диоды. Преобразователь на ТД может иметь коэффициент передачи $K_P > 1$ вследствие отрицательной проводимости диода в зоне туннельного эффекта, но для него характерны малая стабильность

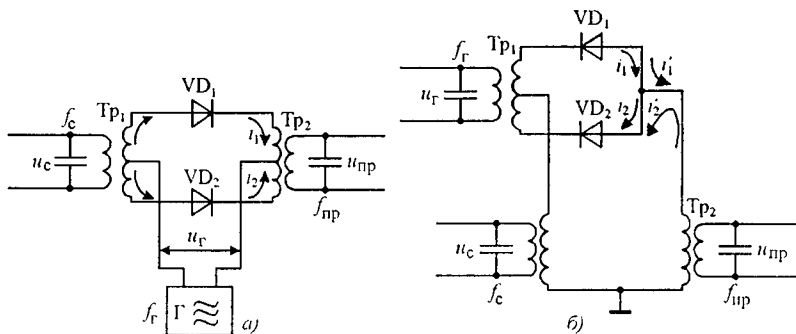


Рис. 4.29

параметров преобразования и склонность к самовозбуждению. По шумовым характеристикам преобразователи на ТД уступают транзисторным.

В сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн часто используют балансные ПЧ [3, 4, 6]. Это объясняется их способностью ослаблять шумы гетеродина. Балансный ПЧ представляет собой соединение двух небалансных.

На рис. 4.29 приведено два варианта схем балансных ПЧ: с двухтактным включением фильтра промежуточной частоты (рис. 4.29, а) и однотактным (рис. 4.29, б). В первом случае напряжение гетеродина действует на диоды VD_1 и VD_2 с одинаковой фазой, а напряжение сигнала через трансформатор Tr_1 — с противоположными фазами. Токи промежуточной частоты в цепях диодов противофазны. В первичной обмотке трансформатора Tr_2 эти токи текут встречно и выходное напряжение определяется их суммарным действием. Составляющие токов с частотой гетеродина в половинах обмоток входного и выходного трансформаторов противоположны и взаимно компенсируются, поэтому напряжения гетеродина и шумов гетеродина не проникают во входную и выходную цепи балансного преобразователя.

Изготовление и настройка точно сбалансированного смесителя с двухтактной цепью промежуточной частоты вызывает определенные трудности. Практически более удобно однотактное включение ФПЧ, как показано на рис. 4.29, б. В этой схеме напряжения принимаемого сигнала и гетеродина действуют в диагоналях моста, образованного половинами вторичной обмотки трансформатора Tr_1 и диодами VD_1 и VD_2 . Составляющие токов i_1 и i_2 , создаваемые напряжением гетеродина, замыкаются через диоды, не ответвляясь в диагональную цепь, в которую включены входной и выходной контуры. Поэтому, как и в предыдущем случае, колебания от гетеродина не проникают во входную и выходную цепи.

Напряжение преобразуемого сигнала подается на диоды VD_1 и VD_2 в одинаковой фазе, а напряжение гетеродина противофазно. Компоненты токов i'_1 и i'_2 промежуточной частоты, вызванные действием сигнала, замыкаются через первичную обмотку трансформатора Tr_2 , протекая встречно, и создают на выходе напряжение промежуточной частоты, пропорциональное их сумме.

Дальнейшее улучшение параметров диодных ПЧ достигается в двойных балансных или кольцевых схемах, в которых реализуется баланс как по сигналу, так и по гетеродинному колебанию. Их преимущества по сравнению с балансными: меньшее содержание гармоник входных сигналов и комбинационных частот в выходном спектре, более широкий динамический диапазон входных сигналов, большая максимально допустимая мощность, менее жесткие требования к напряжению пробоя диодов, более широкая полоса пропускания.

4.9. ЕМКОСТНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ (ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ УСИЛИТЕЛЬ)

В преобразователе, схема которого приведена на рис. 4.24, б, применяется диод с большой нелинейной емкостью, т.е. варикап. Отрицательным напряжением E на аноде диод закрыт. В этом случае, пренебрегая активными проводимостями, из (4.38) получаем параметры преобразования:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= j\omega_c C_0; & Y_{12} &= j\omega_c C_{np}; \\ Y_{21} &= j\omega_{np} C_{np}; & Y_{22} &= j\omega_{np} C_0. \end{aligned} \quad (4.60)$$

Согласно (4.46) с учетом (4.60) для неинвертирующего ПЧ входная проводимость ПЭ в точках 1–1 (см. рис. 4.28)

$$\underline{Y}_{вх} = j\omega_c C_0 + \omega_c \omega_{np} C_{np}^2 / (Y_{нз} + j\omega_{np} C_0). \quad (4.61)$$

При настройке цепи нагрузки в резонанс на частоту f_{np} реактивность выходного контура вместе с реактивностью диода равна нулю, тогда (4.61) примет вид

$$\underline{Y}_{вх} = j\omega_c C_0 + \omega_c \omega_{np} C_{np}^2 / G_{нз}. \quad (4.62)$$

где $G_{нз} = G_{к2} + m_2^2 G_n$ – эквивалентная резонансная проводимость выходного контура с нагрузкой.

Для инвертирующего ПЧ из (4.47) с учетом (4.60) при резонансе в выходной цепи входная проводимость ПЭ

$$\underline{Y}_{вх} = j\omega_c C_0 - \omega_c \omega_{np} C_{np}^2 / G_{нз}. \quad (4.63)$$

Отсюда видно, что инвертирующий емкостный ПЧ имеет отрицательную активную составляющую входной проводимости

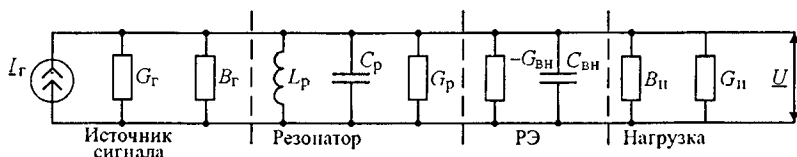


Рис. 4.30

$$G_{\text{вх}} = -\omega_c \omega_{\text{пр}} C_{\text{пр}}^2 / G_{\text{н}}. \quad (4.64)$$

Это происходит вследствие прямого и обратного инвертирующего преобразований, в результате во входной контур поступают колебания с частотой сигнала в фазе с принятым колебанием, что приводит к регенеративному усилению колебаний на частоте принимаемого сигнала [5]. Усиленный сигнал снимается с входного контура (точки 1—1 на рис. 4.28). Колебания выходного контура в этом случае непосредственно не используются, поэтому он называется холостым. Такой усилитель называется *двухконтурным регенеративным*. Упрощенная эквивалентная схема регенеративного усилителя приведена на рис. 4.30. Источник сигнала и нагрузка с трансформированными параметрами подключены к резонатору $L_p C_p$ с эквивалентной проводимостью G_p . Действие источника энергии, обеспечивающего усиление, показано в виде отрицательной проводимости ($-G_{\text{вн}}$), вносимой в контур, и емкости $C_{\text{вн}}$. Отрицательная вносимая проводимость определяется входной проводимостью (4.64). На резонансной частоте реактивная проводимость контура равна нулю.

Найдем коэффициент усиления по мощности как отношение мощности в нагрузке к номинальной мощности источника сигнала:

$$K_{\text{Р0}} = P_{\text{вых}} / P_{\text{г ном}}. \quad (4.65)$$

В нагрузке выделяется мощность

$$P_{\text{вых}} = U^2 G_{\text{н}} = (I_r / G_{\Sigma})^2 G_{\text{н}} = I_r^2 G_{\text{н}} / (G_3 - G_{\text{вн}})^2, \quad (4.66)$$

где $G_3 = G_r + G_p + G_3$. Подставляя в (4.65) $P_{\text{вых}}$ в соответствии с (4.66) и $P_{\text{г ном}} = I_r^2 / 4G_r$, получаем коэффициент усиления мощности

$$K_{\text{Р0}} = 4G_r G_{\text{н}} / G_3^2 (1 - \alpha)^2. \quad (4.67)$$

Здесь $\alpha = G_{\text{вн}} / G_3$ — коэффициент регенерации. При $\alpha \rightarrow 1$ $K_{\text{Р0}} \rightarrow \infty$, однако практически получить усиление больше 20 дБ не удастся, так как усилитель переходит в режим генерации. Полоса пропускания регенеративного усилителя

$$\Pi_{0,7} = f_0 d = f_0 \rho G_{\Sigma} = f_0 d_3 (1 - \alpha), \quad (4.68)$$

где $d_3 = \rho G_3$, и $f_0 d_3$ – соответственно затухание и полоса пропускания контура без регенерации. Из (4.67) и (4.68) видно, что увеличение усиления сопровождается сужением полосы пропускания. В большинстве случаев удастся совместить достаточное усиление и требуемую полосу пропускания.

Если частота гетеродина, называемого генератором накачки, f_r близка к удвоенной частоте усиливаемого сигнала $2f_c$, то разностная частота $f_{\text{пр}} = f_r - f_c$ близка к частоте сигнала и попадает в полосу пропускания входного контура. В этом случае отпадает необходимость в отдельном выходном контуре и двухконтурный ППУ вырождается в одноконтурный. Эквивалентная схема одноконтурного регенеративного ППУ совпадает с приведенной на рис. 4.30. Такой усилитель наиболее прост по конструкции и поэтому нашел довольно широкое применение в сантиметровом диапазоне волн.

Достоинством ППУ является малый уровень собственных шумов, а поскольку постоянный ток в цепи варикапа весьма мал, малы и дробовые шумы. В ППУ в основном имеют место тепловые шумы, которые можно уменьшить охлаждением. Но чтобы реализовать малый коэффициент шума, необходимо предотвратить попадание собственных шумов нагрузки в усилитель, поскольку эти шумы, как и сигнал, будут усиливаться и выигрыша в реальной чувствительности приемника не будет. Предотвратить переход шумов нагрузки в резонатор усилителя можно с помощью направленных вентилях и ферритовых циркуляторов. Ферритовые вентили используются в усилителях проходного типа. В них сигнал от антенны через ферритовый вентиль 1 попадает в резонатор, усиленный сигнал через ферритовый вентиль 2, который препятствует попаданию шумов нагрузки в резонатор, подводится к нагрузке. Отражательные ППУ с ФЦ имеют при одинаковой полосе пропускания в 4 раза больший коэффициент усиления и меньший коэффициент шума, чем проходные, поэтому применяются чаще последних.

Регенеративное усиление возможно не только на частоте сигнала, но и на промежуточной частоте, так как в двухконтурном инвертирующем ПЧ активная составляющая выходной проводимости в точках 2–2 (см. рис. 4.28) отрицательна. В этом нетрудно убедиться, подставив в (4.52) параметры (4.60). При резонансе в ВЦ $G_{\text{вых}} = -\omega_c \omega_{\text{пр}} C_{\text{пр}}^2 / (G_{\text{к1}} + m_1^2 G_r)$.

В неинвертирующем ПЧ активные составляющие входной и выходной проводимостей положительны. Поэтому регенеративного усиления не будет. Однако и в этом случае возможно усиление колебаний вследствие преобразования энергии генератора накачки

в энергию принятого сигнала с повышением частоты. В соответствии с известным соотношением Мэнли-Роу коэффициент передачи мощности $K_P = f_{\text{пр}}/f_c$ зависит от того, во сколько раз повышается частота. Достоинством таких усилителей является широкополосность и устойчивость, недостатком — то, что усиленный сигнал снимается на частоте, которая много выше частоты входного сигнала. Обычно после такого усилителя следует резистивный ПЧ с понижением частоты.

Усилители с распределенным усилением имеют очень широкую полосу пропускания, но довольно сложны. Они представляют собой замедляющую цепь, через которую проходят бегущие волны принимаемого сигнала и волны генератора накачки. На пути волн размещены варикапы, благодаря усилительному действию которых энергия сигнала нарастает по мере продвижения волны вдоль замедляющей цепи.

Полупроводниковые параметрические усилители обеспечивают наименьшую шумовую температуру в приемниках без специальных охлаждающих устройств. При охлаждении они лишь немного уступают по шумам применяемым в радиоастрономии квантовым усилителям, но гораздо проще по конструкции и более экономичны, так как им не требуется источник сильного магнитного поля, который необходим в квантовом усилителе. Для охлаждения первый каскад усилителя помещают в двойной сосуд Дьюара с жидким гелием и жидким азотом.

В РПУ систем радиосвязи и телевидения ППУ вытесняются более простыми и надежными транзисторными МШУ, которые почти не уступают им по шумовым параметрам.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Как происходит преобразование частоты?
2. Какие ВАХ должен иметь идеальный смеситель для напряжения сигнала и гетеродина?
3. Какие выводы следуют из общей теории преобразования на невзаимном элементе?
4. Чем различаются эквивалентные схемы преобразовательных и усилительных каскадов?
5. Чем отличается крутизна преобразования от крутизны в режиме усиления?
6. Какой физический смысл имеет обратное преобразование частоты?
7. Чем отличается частотная характеристика преобразователя от частотной характеристики усилителя?
8. Чем отличаются частотные характеристики преобразователя, работающего в линейном по сигналу режиме, от нелинейного?
9. Как выбирается промежуточная частота в супергетеродинном приемнике?
10. Какими мерами ослабляется действие помех по побочным каналам приема?
11. Перечислите особенности инфраничного приемника, его преимущества и недостатки.

12. Нарисуйте принципиальную схему транзисторного ПЧ на ПТ и БТ, поясните принцип его работы и выбор режима.
13. Нарисуйте схему преобразователя на двузатворном ПТ и в каскодном исполнении.
14. Нарисуйте схему балансного транзисторного ПЧ, опишите его преимущества перед небалансным.
15. Нарисуйте схему ПЧ с компенсацией помех зеркального канала и поясните принцип его работы.
16. Нарисуйте схему транзисторного преобразователя СВЧ с НО.
17. Какие меры принимают при построении преобразователей СВЧ для предотвращения вредного воздействия последствий многократного взаимодействия колебаний комбинационных частот?
18. Нарисуйте схемы балансных и комбинационных транзисторных смесителей СВЧ.
19. Нарисуйте схему диодного ПЧ, простого и балансного.
20. Как происходит преобразование частоты в диодном ПЧ?
21. Как происходит параметрическое усиление колебаний в диодном ПЧ?
22. Что значит инвертирующий преобразователь?
23. Почему ППУ имеют малые собственные шумы?

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тимофеев В.Н., Величко Л.М., Ткаченко В.А. Аналоговые перемножители сигналов в радиоэлектронной аппаратуре. – М.: Радио и связь, 1982. – 112 с.
2. Полевые транзисторы на арсениде галлия. Принципы работы и технология изготовления: Пер. с англ. / Под ред. Д.В. Ди Лоренцо, Д.Д. Канделоуола. – М.: Радио и связь, 1988. – 496 с.
3. Микроэлектронные устройства СВЧ / Г.И. Веселов, Е.Н. Егоров, Ю.Н. Алехин и др.; Под ред. Г.И. Веселова. – М.: Высшая школа, 1988. – 280 с.
4. 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.
5. Полупроводниковые параметрические усилители и преобразователи СВЧ / В.С.Эткин, А.С. Берлин, П.П. Бобров и др.; Под ред. В.С. Эткина. – М.: Радио и связь, 1983. – 304 с.
6. Микроэлектронные устройства СВЧ / Н.Т. Бова, Ю.Г. Ефремов, В.В. Конин и др. – Киев: Техніка, 1984. – 184 с.

ГЛАВА 5

ДЕТЕКТОРЫ РАДИОСИГНАЛОВ

5.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Детектором называют устройство для создания напряжения, изменяющегося в соответствии с законом модуляции одного из параметров входного сигнала. Детекторы можно классифицировать по характеру входного сигнала и виду параметра, который подвергается модуляции, по способу выполнения и т.д.

Радиосигналы можно подразделить на три основные группы:

1) непрерывные квазигармонические, в которых передаваемое сообщение заложено в модуляцию одного из следующих параметров колебания: амплитуды $U_{вх}$, частоты $f_{вх}$, фазы $\varphi_{вх}$. В зависимости от вида модуляции детектируемого сигнала различают амплитудные (АД), частотные (ЧД) и фазовые (ФД) детекторы;

2) радиоимпульсные, в которых сообщение передается с помощью модуляции одного из следующих параметров сигнала: пикового напряжения $U_{пик}$, частоты $f_{вх}$, длительности импульса τ_n (широтно-импульсная модуляция ШИМ), времени начала импульса $t_{ин}$ (временная импульсная модуляция ВИМ). Для детектирования подобных сигналов используют детекторы радиоимпульсов;

3) видеоимпульсные, модуляция которых может осуществляться изменением пикового значения импульса $U_{пик}$ (амплитудно-импульсная модуляция АИМ), длительности импульса τ_n (ШИМ), времени начала импульса $t_{ин}$ (ВИМ или ФИМ); возможно изменение комбинации импульсов в группе (импульсно-кодовая модуляция – ИКМ). Детектирование подобных сигналов осуществляется детектором видеоимпульсов и декодерами. Детектор, реагирующий на пиковое значение видеоимпульса, называют *пиковым*. В зависимости от способа обработки сигнала детекторы бывают аналоговыми и цифровыми.

Амплитудный детектор – устройство, на выходе которого создается напряжение в соответствии с законом модуляции амплитуды входного гармонического сигнала. Если на входе АД действует напряжение $u_{вх}$, модулированное по амплитуде колебанием с частотой F , то график изменения этого напряжения во времени и его спектр имеют вид, показанный на рис. 5.1, а. Напряжение на

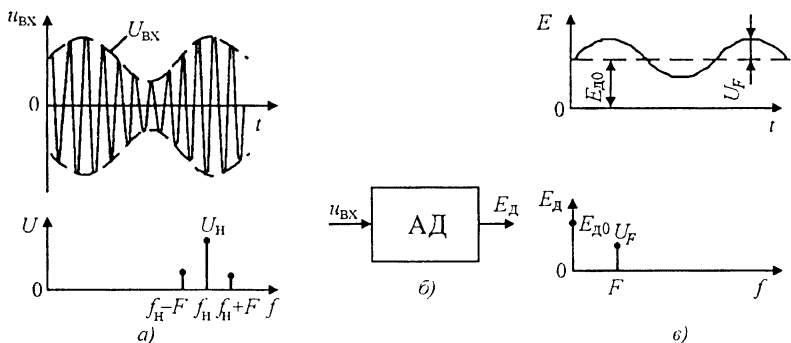


Рис. 5.1

выходе детектора $E_{д}$ (рис. 5.1, б) должно меняться в соответствии с законом изменения огибающей $U_{вх}$ входного напряжения $u_{вх}$. Как известно, спектр АМ колебания при модуляции тоном с частотой F состоит из трех составляющих: несущего колебания с несущей частотой f_n и амплитудой U_n и двух боковых составляющих с частотами $f_n + F$ и $f_n - F$ и амплитудами $0,5mU_n$ (m – коэффициент модуляции); спектр протестированного напряжения $E_{д}$ состоит из двух составляющих: постоянной составляющей $E_{д0}$ на частоте $f=0$ и низкочастотной составляющей с частотой F и амплитудой U_F (рис. 5.1, в).

Таким образом, напряжение на выходе АД содержит составляющие частот, которых не было во входном напряжении. Поэтому задача амплитудного детектирования не сводится к простой фильтрации с помощью линейной цепи с постоянными параметрами (линейная цепь с постоянными параметрами не создает составляющих с новыми частотами). Новые частотные составляющие могут возникнуть только при прохождении сигнала через параметрическую линейную либо через нелинейную цепь. Следовательно, в зависимости от способа выполнения АД можно подразделить на параметрические (синхронные) детекторы, использующие линейную цепь с периодически меняющимися параметрами, и детекторы на основе нелинейной цепи. В свою очередь, в зависимости от типа электронного прибора, реализующего нелинейную цепь, АД подразделяют на диодные, транзисторные и т.д. В зависимости от того, нелинейность характеристики какого тока транзистора используется для детектирования, транзисторные АД делят на коллекторные, базовые, эмиттерные, стоковые, затворные и истоковые. На практике наиболее часто используют диодные АД. Рассмотрим принцип действия параметрических и диодных АД.

Параметрические (синхронные) АД. В синхронных детекторах (рис. 5.2) под действием гетеродина периодически меняется во времени параметр цепи (наиболее часто – крутизна ПЭ). Поскольку к таким устройствам относятся и ПЧ, структурная схема параметрического АД совпадает со структурной схемой ПЧ (см. рис. 1.6, з). Частоту гетеродина (Γ) выбирают равной частоте несущего колебания на входе детектора, т.е. гетеродин должен быть синхронным с сигналом: $f_r = f_c$, поэтому такой АД называют *синхронным*. Ток на выходе ПЭ при $f_r = f_c$ с учетом начальной фазы колебания гетеродина $i_2 \approx S_0 U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + 0,5 S_1 U_c [\cos(2\omega_c t + \varphi_r + \varphi_c) + \cos(\varphi_r - \varphi_c)] + \dots$

Из этого выражения следует, что ток i_2 содержит составляющие различных частот $f_c, 2f_c, \dots$ и составляющую нулевой частоты. Таким образом, в выходном токе i_2 возникают новые частотные составляющие; составляющая с нулевой частотой является полезной, создающей напряжение E_d на выходе фильтра. Полезная составляющая тока

$$i_{20} \approx 0,5 S_1 U_c \cos(\varphi_r - \varphi_c). \quad (5.1)$$

Для выделения i_{20} используют фильтр, состоящий из параллельной $R_n C_n$ -цепи (рис. 5.2). Составляющая тока i_{20} создает на R_n напряжение

$$E_d \approx i_{20} R_n \approx 0,5 S_1 U_c R_n \cos(\varphi_r - \varphi_c). \quad (5.2)$$

Из (5.2) следует, что АД создает напряжение в соответствии с законом изменения амплитуды входного сигнала. Кроме того, напряжение E_d зависит от разности фаз $\Delta\varphi = \varphi_r - \varphi_c$, т.е. синхронный АД реагирует одновременно на два параметра входного сигнала: U_c и φ_c . Для работы такого АД необходимо, чтобы фаза сигнала равнялась фазе гетеродина: $\varphi_c = \varphi_r$; при этом $\cos \Delta\varphi = 1$, напряжение E_d максимально. Если $\varphi_c = \varphi_r \pm 90^\circ$, то $\cos \Delta\varphi = 0$; $E_d = 0$. Следовательно, необходима не только синхронность ($f_r = f_c$), но и синфазность ($\varphi_r = \varphi_c$) напряжения гетеродина с напряжением сигнала.

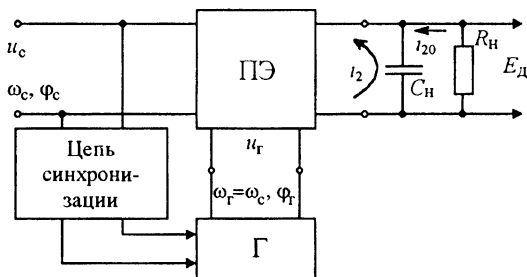


Рис. 5.2

Для реализации синхронности и синфазности гетеродина создается специальная цепь синхронизации (см. рис. 5.2), включающая в себя фильтр для выделения несущего колебания u_c , которое подводится к фазовому детектору системы автоматической подстройки частоты гетеродина.

Диодные АД. Диодный АД, построенный по схеме рис. 5.3, называют *последовательным*, поскольку нагрузка R_n и диод VD включены последовательно. Диодный АД, в котором диод и нагрузка включены параллельно, называют *параллельным*. Принцип работы диодного АД можно пояснить с временной или со спектральной точки зрения.

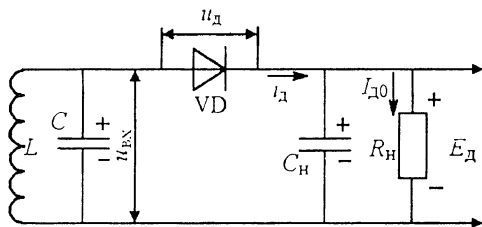


Рис. 5.3

Временная трактовка принципа работы АД. Пусть на вход АД поступает гармоническое напряжение с медленно меняющейся амплитудой $u_{вх} = U_c \cos \omega_c t$ (рис. 5.4). Если напряжение $u_{вх}$ положительно (полярность $u_{вх}$ соответствует показанной на рис. 5.3), то диод открывается и конденсатор C_n начинает заряжаться. Постоянная времени заряда τ_3 конденсатора определяется емкостью C_n и малым сопротивлением открытого диода. По мере заряда C_n выходное напряжение E_d растет и стремится закрыть диод. Действительно, согласно рис. 5.3 напряжение на диоде $u_d = u_{вх} - E_d$ и в момент $t = t_1$ $u_{вх} = E_d$, при этом $u_d = 0$. Начиная с момента t_1 диод закрывается ($u_{вх} < E_d$), и конденсатор C_n начинает разряжаться через резистор R_n . Постоянная времени разряда конденсатора $\tau_p = R_n C_n \gg \tau_3$, поэтому разряд C_n происходит значительно медленнее, чем его

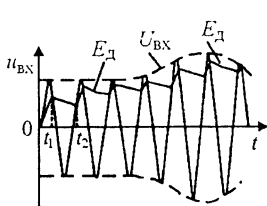


Рис. 5.4

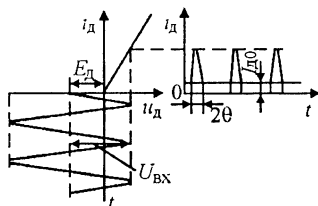


Рис. 5.5

заряд. Разряд конденсатора C_n продолжается до момента $t = t_2$, при котором напряжение u_d становится равным нулю. Начиная с момента t_2 диод снова открывается, и конденсатор C_n начинает заряжаться. В результате серии зарядов и разрядов на выходе АД создается продетектированное напряжение E_d , имеющее пульсирующую составляющую с частотой сигнала. С учетом того, что время τ_p в практических схемах АД во много раз больше периода несущей $u_{вх}$, уровень пульсации E_d мал.

Спектральная трактовка принципа работы АД. На рис. 5.5 показан примерный характер изменения тока диода при постоянной амплитуде детектируемого сигнала. При построении графика предполагается, что в установившемся режиме напряжение на выходе детектора E_d постоянно во времени. Напряжение на диоде $u_d = u_{вх} - E_d$, т.е. напряжение E_d на выходе АД обуславливает отрицательное напряжение смещения на диоде, относительно которого прикладывается $u_{вх}$. Вольт-амперная характеристика диода $i_d = F(u_d)$ для простоты рассмотрения представлена линейной с нулевым обратным током. Ток i_d протекает при открытом диоде и представляет собой импульсы с углом отсечки $\theta < 90^\circ$. В этом токе имеется постоянная составляющая $I_{д0}$, которая протекает по следующей цепи: диод, резистор нагрузки R_n , катушка L , диод VD. Ток $I_{д0}$ создает на резисторе R_n падение напряжения $E_d = I_{д0}R_n$. Составляющие тока диода i_d с частотами $f_c, 2f_c, \dots$ протекают через диод VD, конденсатор нагрузки C_n , LC-контур, диод VD. Если $u_{вх}$ – АМ колебание, то напряжение E_d изменяется в соответствии с законом изменения огибающей входного напряжения; при этом по такому же закону изменяется напряжение смещения на диоде.

5.2. АНАЛИЗ УСТАНОВИВШЕГОСЯ РЕЖИМА ДИОДНОГО ДЕТЕКТОРА

Рассмотрим последовательный диодный АД (рис. 5.6). На схеме слева от штриховой линии расположен источник сигнала – LC-контур, справа – детектор. Для общности рассмотрения в схему детектора включена батарея начального смещения $E_{нач}$, заблокированная на радиочастоте конденсатором $C_{бл}$. Батарея $E_{нач}$ создает на диоде VD напряжение запирающего, следовательно, при $U_{вх} < E_{нач}$ диод закрыт и детектирование входного сигнала не происходит. Включение батареи $E_{нач}$ целесообразно в тех случаях, когда желательно, чтобы слабые посторонние помехи в паузах между сигналами не проходили через приемник. При детектировании АМ колебаний обычно $E_{нач} = 0$, поэтому последующие формулы справедливы для детектора с нулевым начальным смещением.

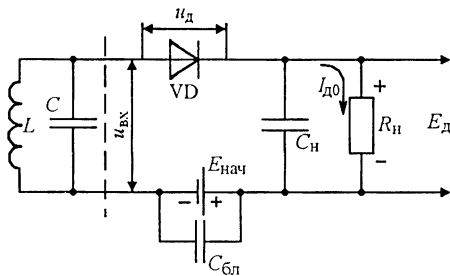


Рис. 5.6

Целью анализа диодного АД является определение напряжения E_d в установившемся режиме. При детектировании АМ колебаний на практике выполняется следующее условие: в течение некоторого отрезка времени τ амплитуда входного сигнала практически не меняется, однако в этот отрезок укладывается так много периодов несущего колебания, что напряжение на выходе АД успевает достигнуть установившегося значения. Следовательно, результаты анализа АД в установившемся режиме при детектировании гармонического колебания с постоянной амплитудой справедливы и для детектирования АМ колебаний.

При определении напряжения E_d на выходе АД в установившемся режиме можно не учитывать инерционность диода и считать, что ток диода i_d однозначно определяется напряжением на диоде u_d , действующим в данный момент, т.е. характеристика $i_d = F(u_d)$ есть статическая ВАХ диода. Можно также считать, что постоянная времени цепи нагрузки $\tau_n = R_n C_n$ значительно превышает период высокочастотного колебания $T_{вч} = 1/f_{вч}$. При этом допущении конденсатор C_n за период $T_{вч}$ практически не успевает разрядиться: пульсирующая $E_d \rightarrow 0$, следовательно, при гармоническом немодулированном воздействии на АД напряжение на его выходе $E_d = \text{const}$. Со спектральной точки зрения второе допущение означает, что первая и высшие гармоники тока диода не создают на конденсаторе C_n переменного напряжения, а напряжение E_d определяется только падением напряжения на резисторе R_n за счет постоянной составляющей $I_{д0}$ тока диода:

$$E_d = I_{д0} R_n. \quad (5.3)$$

Согласно (5.3) для нахождения E_d необходимо определить составляющую тока $I_{д0}$ с учетом зависимости $i_d = F(u_d)$. По закону Кирхгофа напряжение, прикладываемое к диоду (см. рис. 5.6),

$$u_d = u_{вх} - E_{нач} - E_d. \quad (5.4)$$

Выражение (5.4) справедливо для любого момента. Если $u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \cos(\omega t)$, то

$$u_d = U_{\text{вх}} \cos \omega t - E_{\text{нач}} - E_d. \quad (5.5)$$

Ток диода

$$i_d = F(u_d) = F(U_{\text{вх}} \cos \omega t - E_{\text{нач}} - E_d). \quad (5.6)$$

Постоянная составляющая тока диода $I_{\text{д0}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_d(\omega t) d\omega t$.

Поскольку функция $i_d(\omega t)$ – четная, достаточно определить интеграл за половину периода сигнала, удвоив его значение. Тогда

$$I_{\text{д0}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_d(\omega t) d\omega t. \quad (5.7)$$

С учетом (5.3) и (5.7) искомое напряжение на выходе АД

$$E_d = I_{\text{д0}} R_n = \frac{R_n}{\pi} \int_0^{\pi} i_d(\omega t) d\omega t. \quad (5.8)$$

Полученное выражение справедливо для любой ВАХ диода. Чтобы найти формулы для напряжения E_d , следует конкретизировать вид ВАХ диода.

Детектор с линейно-ломаной ВАХ. В первом приближении ВАХ реального диода можно аппроксимировать двумя отрезками прямых, проходящих через начало координат (рис. 5.7). Правая часть ВАХ диода характеризуется крутизной $S_{\text{прям}}$, левая – крутизной $S_{\text{обр}}$. Тогда

$$i_d = F(u_d) = \begin{cases} S_{\text{прям}} u_d & \text{при } u_d > 0; \\ S_{\text{обр}} u_d & \text{при } u_d < 0. \end{cases} \quad (5.9)$$

Линейно-ломаная аппроксимация ВАХ диода не учитывает того, что при $u_d = 0$ реальная ВАХ не имеет резкого излома. Согласно (5.4) на диоде действуют запирающие напряжения E_d и $E_{\text{нач}}$, значения которых на рис. 5.7 откладываются влево от нуля; относительно напряжения $E_d + E_{\text{нач}}$ прикладывается входное напряжение $u_{\text{вх}}$. Ток диода находят методом проекции, при $u_d = 0$ наступает отсечка тока. Угол отсечки тока диода θ равен половине той части периода (в угловых единицах), в течение которой протекает прямой ток диода. Общий ток через диод представляет собой совокупность усеченных косинусоидальных импульсов прямого и обратного токов; импульс прямого тока длится значительно меньшую часть периода, чем обратный, однако максимальное значение импульса прямого тока значительно больше этого значения для импульса обратного тока.

При $u_d = 0$, согласно определению угла отсечки, $\omega t = \theta$. Тогда по (5.5) $u_d = 0 = U_{\text{вх}} \cos \theta - E_{\text{нач}} - E_d$ или

$$U_{\text{вх}} \cos \theta = E_{\text{нач}} + E_d. \quad (5.10)$$

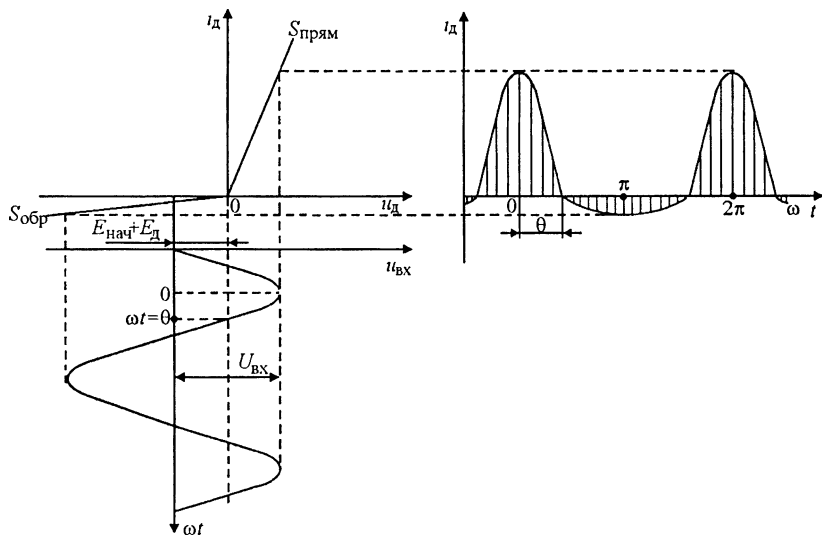


Рис. 5.7

Подставляя (5.10) в (5.5), получаем

$$i_{д} = U_{вх} (\cos \omega t - \cos \theta). \quad (5.11)$$

Ток диода

$$\begin{aligned} i_{д} &= S_{прям} U_{вх} (\cos \omega t - \cos \theta) \quad \text{при } 0 < \omega t < \theta; \\ i_{д} &= S_{обр} U_{вх} (\cos \omega t - \cos \theta) \quad \text{при } \pi < \omega t < \pi + \theta. \end{aligned} \quad (5.12)$$

Постоянная составляющая тока диода

$$I_{д0} = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\theta}^{\theta} S_{прям} U_{вх} (\cos \omega t - \cos \theta) d\omega t + \int_0^{\pi} S_{обр} U_{вх} (\cos \omega t - \cos \theta) d\omega t \right]. \quad (5.13)$$

Проинтегрировав (5.13), определим

$$I_{д0} = \frac{U_{вх}}{\pi} [S_{прям} (\sin \omega t - \omega t \cos \theta) \Big|_{\theta}^{\theta} + S_{обр} (\sin \omega t - \omega t \cos \theta) \Big|_0^{\pi}].$$

После подстановки пределов интегрирования

$$I_{д0} = \frac{U_{вх}}{\pi} [S_{прям} (\sin \theta - \theta \cos \theta) - S_{обр} (\sin \theta - \theta \cos \theta) - S_{обр} \pi \cos \theta].$$

Сгруппировав однородные члены, получим

$$I_{д0} = \frac{U_{вх}}{\pi} [S_3 (\sin \theta - \theta \cos \theta) - \pi S_{обр} \cos \theta], \quad (5.14)$$

где $S_3 = S_{прям} - S_{обр}$. Умножив $I_{д0}$ на $R_{н}$, найдем выражение для детектированного напряжения:

$$E_{д} = I_{д0} R_{н} = S_3 R_{н} U_{вх} \left(\frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi} - \frac{S_{обр}}{S_3} \cos \theta \right). \quad (5.15)$$

Однако задача определения E_d еще окончательно не решена, так как в (5.15) искомая величина E_d входит в выражение для угла θ . Воспользуемся уравнениями (5.10) и (5.15), в которых два неизвестных: E_d и θ . Разделив (5.15) на (5.10), получим

$$E_d / (E_{\text{нач}} + E_d) = S_3 R_{\text{н}} (\text{tg } \theta - \theta) / \pi - S_{\text{обр}} / S_3. \quad (5.16)$$

Введем обозначение

$$a = (\text{tg } \theta - \theta) / \pi, \quad (5.17)$$

решим (5.16) относительно a :

$$a = E_d / [(E_{\text{нач}} + E_d) S_3 R_{\text{н}}] + S_{\text{обр}} / S_3. \quad (5.18)$$

Расчет E_d ведется в следующей последовательности.

1. Вычисляются $E_d = E_0$ при $U_{\text{вх}} < (E_{\text{нач}} + E_d)$, т.е. при сравнительно малых амплитудах входного сигнала (диод закрыт, $\theta = 0$, $a = 0$). Из (5.18)

$$E_0 = -S_{\text{обр}} R_{\text{н}} E_{\text{нач}} / (1 + S_{\text{обр}} R_{\text{н}}). \quad (5.19)$$

Напряжение E_0 обусловлено наличием напряжения $E_{\text{нач}}$; если $E_{\text{нач}} = 0$, то $E_0 = 0$.

2. Задаются несколькими значениями напряжений E_d в пределах от $E_{d \text{ min}} = E_0$ до $E_{d \text{ max}} = E_0 + \Delta E_{d \text{ max}}$, где $\Delta E_{d \text{ max}}$ — максимальное приращение продетектированного напряжения (значение $\Delta E_{d \text{ max}}$ обычно известно). Например, для каждого из пяти значений E_d : E_{d1}, \dots, E_{d5} по (5.18) можно определить соответствующие значения $a(a_1, \dots, a_5)$.

3. По (5.17) для каждого a рассчитываются соответствующие значения $\theta(\theta_1, \dots, \theta_5)$. Упрощенный расчет можно произвести по приближенной формуле, справедливой для малых углов отсечки. Если $\theta \leq 45^\circ$, то $\text{tg } \theta \approx \theta + \theta^3/3$. Согласно (5.17) $a \approx \theta^3/3$ или

$$\theta \approx \sqrt[3]{3\pi a}. \quad (5.20)$$

4. По найденным значениям θ определяют амплитуду входного напряжения

$$U_{\text{вх}} = (E_{\text{нач}} + E_d) / \cos \theta. \quad (5.21)$$

5. По значениям $U_{\text{вх}}$ для принятых значений E_d строят зависимость $\Delta E_d = F(U_{\text{вх}})$, которая называется *характеристикой детектирования*; она показывает зависимость приращения продетектированного напряжения от амплитуды входного напряжения, которое вызвало это приращение. В первом приближении характеристика детектирования линейна (рис. 5.8); в реальных условиях она имеет вид, показанный на рисунке штриховой линией.

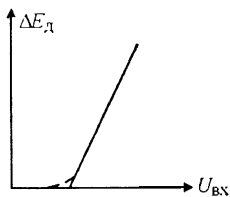


Рис. 5.8

Детектор с линейно-ломаной ВАХ без начального смещения. В таком детекторе (см. рис. 5.3) отсутствует батарея начального смещения, поэтому соотношения для определения E_d , полученные ранее, справедливы при $E_{нач} = 0$. Расчет протектированного напряжения проводится в такой последовательности.

1. По (5.19) при $E_{нач} = 0$ определяют E_0 : $E_0 = 0$.

2. Задаются несколькими значениями напряжения E_d в пределах от $E_{d\ min} = 0$ до $E_{d\ max} = \Delta E_{d\ max}$, т.е. до максимального приращения протектированного напряжения. Для каждого значения E_d по (5.18) определяют коэффициент a при $E_{нач} = 0$:

$$a = (1 + S_{обр}R_n) / S_3R_n. \quad (5.22)$$

3. Для каждого коэффициента a находят соответствующий угол отсечки θ . Для малых θ с учетом (5.10) и (5.22) имеем

$$\theta \approx \sqrt[3]{3\pi(1 + S_{обр}R_n) / S_3R_n}. \quad (5.23)$$

Если можно пренебречь обратным током диода, т.е. при $S_{обр} = 0$, формула (5.23) примет вид

$$\theta \approx \sqrt[3]{3\pi / S_{прям}R_n}. \quad (5.24)$$

4. По найденным θ вычисляют значения $U_{вх}$ согласно (5.21) при $E_{нач} = 0$:

$$U_{вх} = E_d / \cos \theta. \quad (5.25)$$

В соответствии с (5.24) угол отсечки тока диода (при малых θ , $E_{нач} = 0$, $S_{обр} = 0$ и линейно-ломаной ВАХ диода) не зависит от амплитуды входного напряжения и протектированного напряжения E_d . При изменении амплитуды входного напряжения за счет амплитудной модуляции угол отсечки тока диода не меняется. Действительно, если напряжение $U_{вх}$ увеличилось, то в установленном режиме возрастают максимальное значение импульса тока i_d , постоянная составляющая тока диода $I_{д0}$, напряжение E_d на выходе АД и согласно (5.25) косинус угла отсечки $\cos \theta$, а следовательно, и угол отсечки θ остается постоянным (рис. 5.9). Если $U_{вх2} > U_{вх1}$, то $i_{d\ max2} > i_{d\ max1}$, $I_{д02} > I_{д01}$, $E_{д2} > E_{д1}$, $\theta_1 = \theta_2$. Угол отсечки тока диода для АД без начального смещения определяется только параметрами диода и сопротивлением нагрузки и зависит в основном от произведения $S_{прям}R_n$. Например, с увеличением крутизны диода $S_{прям}$ увеличивается $i_{d\ max}$, $I_{д0}$, E_d , отрицательное смещение на диоде возрастает и при $U_{вх} = \text{const}$ угол отсечки уменьшается. Аналогично угол отсечки θ зависит от сопротивления нагрузки R_n . Согласно (5.25) $E_d = U_{вх} \cos \theta$, следовательно, в АД без начального

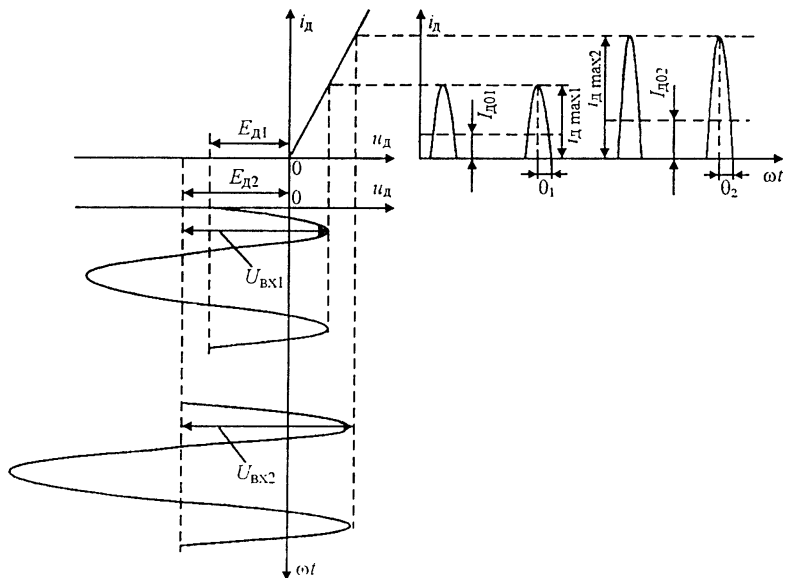


Рис. 5.9

смещения характеристика детектирования $E_d = F(U_{вх})$ прямолинейна, т.е. амплитудное детектирование осуществляется без искажений. В соответствии с (5.25)

$$K_d = E_d / U_{вх} = \cos \theta. \quad (5.26)$$

Коэффициент передачи $K_d < 1$. При $\theta \rightarrow 0$ $K_d \rightarrow 1$. Таким образом, для получения $K \approx 1$ необходимо обеспечить большее значение произведения $S_{прям} R_n$.

5.3. ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ДИОДНОГО ДЕТЕКТОРА

Диодный АД потребляет ток от источника сигнала, т.е. шунтирует его. Шунтирующее действие АД характеризуется его входным сопротивлением $R_{вх}$ или входной проводимостью $g_{вх}$.

Входное сопротивление детектора – эквивалентное сопротивление, которое, будучи подключенным к источнику сигнала, потребляет ту же мощность, что и детектор. Следовательно, АД для источника сигнала может быть заменен сопротивлением $R_{вх}$.

Ток диода представляет собой сумму двух косинусоидальных импульсов $i_{д\text{ прям}}$ и $i_{д\text{ обр}}$. Поскольку ток i_d описывается периодической функцией, его можно разложить в ряд Фурье: $i_d = I_{д0} +$

+ $I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos 2\omega t + \dots$, где I_{d0} — постоянная составляющая тока диода; I_{m1}, I_{m2}, \dots — амплитуды первой и высших гармоник тока диода. Мощность, потребляемая АД от источника сигнала

$$P_r = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{вх} i_d dt, \quad (5.27)$$

где $u_{вх} = U_{вх} \cos \omega t$ — напряжение на входе АД. Подставив под знак интеграла (5.27) значения $u_{вх}$ и i_d , получим

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_{вх} \cos \omega t (I_{d0} + I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos 2\omega t + \dots) d\omega t = \\ &= \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{2\pi} U_{вх} I_{d0} \cos \omega t d\omega t + \int_0^{2\pi} U_{вх} \cos \omega t I_{m1} \cos \omega t d\omega t + \right. \\ &\quad \left. + \int_0^{2\pi} U_{вх} \cos \omega t I_{m2} \cos 2\omega t d\omega t + \dots \right]. \quad (5.28) \end{aligned}$$

С учетом того, что интеграл от косинусоидальной функции в пределах от 0 до 2π равен нулю, в (5.28) только интеграл

$$\begin{aligned} \int_0^{2\pi} U_{вх} \cos \omega t I_{m1} \cos \omega t d\omega t &= 0,5 \int_0^{2\pi} U_{вх} I_{m1} \cos 0 d\omega t + \\ + 0,5 \int_0^{2\pi} U_{вх} I_{m1} \cos 2\omega t d\omega t &= 0,5 \int_0^{2\pi} U_{вх} I_{m1} d\omega t = \pi U_{вх} I_{m1} \end{aligned}$$

отличен от нуля, а остальные интегралы равны нулю. Тогда $P_r = 0,5 U_{вх} I_{m1}$. Следовательно, среднее значение мощности, потребляемой АД от источника сигнала, определяемое постоянной составляющей и высшими гармониками тока диода, равно нулю; мощность, потребляемая от источника сигнала, определяется только первой гармоникой тока диода. Тогда

$$R_{вх} = U_{вх} / I_{m1}; \quad g_{вх} = I_{m1} / U_{вх}. \quad (5.29)$$

Амплитуда первой гармоники тока диода

$$I_{m1} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i_d(\omega t) \cos \omega t d\omega t. \quad (5.30)$$

С учетом (5.12)

$$I_{m1} = U_{вх} \left[\frac{S_3}{\pi} (\theta - \sin \theta \cos \theta) + S_{обр} \right]. \quad (5.31)$$

Входная проводимость АД

$$g_{вх} = I_{m1} / U_{вх} = (S_3 / \pi) (\theta - \sin \theta \cos \theta) + S_{обр}. \quad (5.32)$$

Так как угол отсечки θ является функцией $S_3, S_{обр}, R_n$, можно упростить (5.32), используя следующее приближенное равенство:

$\theta - \sin \theta \cos \theta = \theta - 0,5 \sin 2\theta = 0,5(2\theta - \sin 2\theta)$. При малых θ равенство принимает вид: $0,5(2\theta - \sin 2\theta) \approx 0,5[2\theta - 2\theta + (2\theta)^3/3!] \approx 2\theta^3/3$. Учитывая (5.20), можно окончательно записать $\theta - \sin \theta \times \cos \theta \approx 2\pi a$. Тогда

$$g_{вх} \approx 2aS_3 + S_{обр}. \quad (5.33)$$

Если в АД отсутствует начальное смещение ($E_{нач} = 0$), то коэффициент a определяется выражением (5.22), подставив которое в (5.33) получим

$$g_{вх} \approx 2(1 + S_{обр}R_{II})/R_{II} + S_{обр} = (2 + 3S_{обр}R_{II})/R_{II}.$$

Следовательно,

$$R_{вх} = R_{II}/(2 + 3S_{обр}R_{II}). \quad (5.34)$$

Если $S_{обр} \approx 0$, то

$$R_{вх} = 0,5R_{II}. \quad (5.35)$$

Очевидно, что зависимость $R_{вх} = F(R_{II})$ обусловлена не тем, что резистор R_{II} по току с частотой сигнала включен последовательно с диодом (см. рис. 5.3): поскольку резистор R_{II} зашунтирован конденсатором C_{II} , напряжение на нем с частотой сигнала близко к нулю. В диодном АД источник сигнала шунтирует сам диод, который открыт часть периода сигнала, равную 2θ . При увеличении R_{II} возрастает E_d ; при этом угол отсечки θ уменьшается и диод открывается на меньшую часть периода, что и приводит к увеличению $R_{вх}$.

5.4. ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ ДИОДНЫЙ ДЕТЕКТОР

Схема параллельного диодного АД показана на рис. 5.10, где резистор R_{II} включен параллельно диоду VD. Принципы работы параллельного и последовательного АД совпадают. Постоянная составляющая тока диода $I_{д0}$, протекая через резистор R_{II} , создает на нем продетектированное напряжение E_d . В последовательном АД ток $I_{д0}$ протекает по цепи (см. рис. 5.6) $VD \rightarrow R_{II} \rightarrow E_{нач} \rightarrow L \rightarrow VD$, а в параллельном — по цепи (см. рис. 5.10) $VD \rightarrow R_{II} \rightarrow E_{нач} \rightarrow VD$. Поскольку сопротивление катушки L входного контура для тока $I_{д0}$

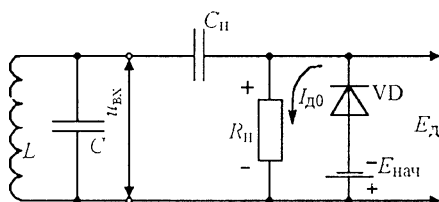


Рис. 5.10

мало, оно практически не влияет на расчетные соотношения для θ , $I_{д0}$ и $K_{д}$ и расчет этих величин производят по тем же формулам, что и для последовательного диодного АД. При определении $R_{вх}$ параллельного АД необходимо учитывать, что первая гармоника входного тока параллельного АД $I_{m1 \text{ пар}}$ протекает не только через диод VD, но и через резистор $R_{н}$. Поэтому $I_{m1 \text{ пар}} = I_{m1 \text{ посл}} + U_{вх}/R_{н}$. Входная проводимость параллельного АД

$$g_{вх \text{ пар}} = I_{m1 \text{ пар}}/U_{вх} = I_{m1 \text{ посл}}/U_{вх} + 1/R_{н} = g_{вх \text{ посл}} + 1/R_{н}, \quad (5.36)$$

а входное сопротивление

$$R_{вх \text{ пар}} = R_{вх \text{ посл}} R_{н} / (R_{вх \text{ посл}} + R_{н}). \quad (5.37)$$

Согласно (5.37) входной контур шунтируется также и резистором нагрузки $R_{н}$, следовательно, $R_{вх \text{ пар}} < R_{вх \text{ посл}}$. С учетом (5.35)

$$R_{вх \text{ пар}} \approx R_{н} / 3. \quad (5.38)$$

Таким образом, в параллельном АД имеет место более сильное шунтирование источника сигнала по сравнению с последовательным АД. Кроме того, на выходе детектора помимо продетектированного напряжения $E_{д}$ присутствует переменное напряжение с частотой сигнала, практически равное амплитуде входного напряжения. Чтобы выделить полезное напряжение $E_{д}$, необходимо на выходе АД включить фильтр $R_{ф}C_{ф}$ (рис. 5.11, а) или применить детектор по схеме, приведенной на рис. 5.11, б.

Параллельный АД используют в тех случаях, когда на его входе помимо полезного детектируемого переменного напряжения имеется еще и ненужное постоянное напряжение. Так, на рис. 5.11 приведены схемы параллельного АД, подключенного к LC-контуре, являющемуся коллекторной нагрузкой резонансного усилителя. В этих схемах на входе АД помимо полезного сигнала $u_{вх}$ действует постоянное напряжение от источника коллекторного питания E , которое не пропускается конденсатором $C_{н}$ либо $C_{р}$.

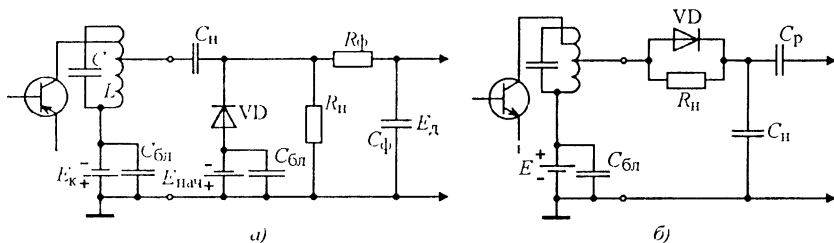


Рис. 5.11

5.5. ДИОДНОЕ ДЕТЕКТИРОВАНИЕ АМ КОЛЕБАНИЙ

Для детектирования АМ колебаний используют детектор без начального смещения (см. рис. 5.3). Пусть на входе АД действует АМ колебание вида $u_{вх} = U_{вх} \cos \omega t$, где $U_{вх} = U_{н} (1 + m \cos \Omega t)$; m – коэффициент модуляции; $\Omega = 2\pi F$ – угловая частота модулирующего колебания. Диаграммы напряжения и тока диода при детектировании АМ колебания показаны на рис. 5.12. Если детектирование происходит без искажений, то напряжение на выходе $E_{д} = K_{д} U_{вх}$; для диодного АД $K_{д} = \cos \theta$. Следовательно,

$$E_{д} = U_{н} \cos \theta (1 + m \cos \Omega t) = U_{н} \cos \theta + U_{н} m \cos \theta \cos \omega t. \quad (5.39)$$

Если при детектировании искажения отсутствуют, то амплитуда переменной составляющей протектированного напряжения полностью повторяет огибающую входного напряжения. Однако в реальных детекторах возникают различные виды искажений. Рассмотрим основные искажения при детектировании АМ колебаний.

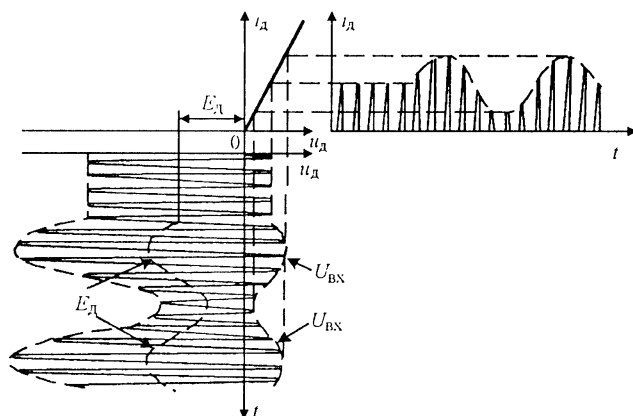


Рис. 5.12

Искажения из-за нелинейности характеристики детектирования. Характеристика детектирования реальных АД (рис. 5.13) отличается от прямолинейной. Начальный участок этой характеристики имеет напряжение $U_{нел}$, равное, например, у германиевых полупроводниковых диодов около 0,1 В. Если минимальное напряжение на входе детектора меньше $U_{нел}$, т.е. $U_{вх \text{ мин}} < U_{нел}$, то коэффициент передачи АД $K_{д}$ зависит от $U_{вх}$, форма протектированного напряжения отличается от формы огибающей входного напряжения, т.е. возникают нелинейные искажения протектированного напряжения. Искажения из-за нелинейности характерис-

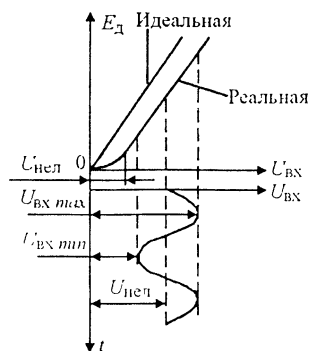


Рис. 5.13

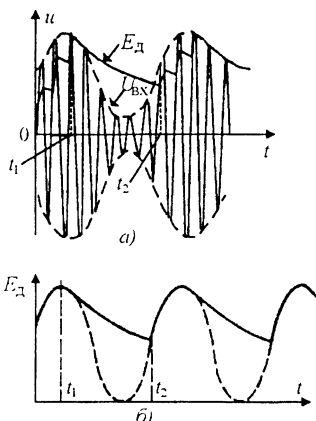


Рис. 5.14

тики детектирования малы, если $U_{вх\ min} = U_n(1 - m) \geq U_{нел}$. Для выполнения этого условия необходимо, чтобы амплитуда несущего колебания на входе АД

$$U_n \geq U_{нел} / (1 - m). \quad (5.40)$$

Искажения из-за большой постоянной времени нагрузки.

Вспользуемся диаграммами входного и протектированного напряжений (рис. 5.14, а). При положительной полуволне входного напряжения диод открывается (см. рис. 5.3) и происходит заряд конденсатора C_n до того момента, когда напряжение на диоде станет равным нулю. Начиная с этого момента диод закрывается, и конденсатор C_n разряжается через резистор R_n . В результате серии зарядов и разрядов создается напряжение E_d . Если постоянная времени $\tau_n = R_n C_n$ большая, то конденсатор C_n практически не успевает разряжаться за время между соседними полупериодами $u_{вх}$. В этом случае напряжение E_d на конденсаторе C_n в интервале времени $t_1 - t_2$ убывает медленнее, чем амплитуда входного напряжения; напряжение на выходе АД в этом интервале времени не успевает следить за изменением $U_{вх}$. Другими словами, при большой τ_n АД становится инерционным относительно изменения огибающей входного напряжения. Так как при этом искажается форма напряжения E_d , при детектировании возникают нелинейные искажения.

На рис. 5.14, б показаны диаграммы напряжения на выходе АД при отсутствии искажений (штриховая кривая) и при искажениях формы напряжения E_d из-за больших τ_n (сплошная кривая); искажения проявляются в том, что в интервале времени $t_1 - t_2$ напряжение E_d на выходе АД изменяется не по синусоидальному закону, а по экспоненциальному.

Механизм возникновения нелинейных искажений протектированного напряжения из-за наличия цепи $R_n C_n$ состоит в том, что в интервале $t_1 - t_2$ напряжение $E_d > U_{вх}$, оно становится отрицательным для диода и запирает его, при этом диод (нелинейный элемент) закрыт и его работа нарушается. Условие отсутствия искажений за счет инерционности нагрузки следующее: скорость разряда конденсатора C_n должна быть больше скорости спада напряжения $U_{вх}$, т.е.

$$|dE_d/dt| > |dU_{вх}/dt|.$$

Начиная с момента t_1 , когда $E_d = E_{д1}$, конденсатор C_n разряжается по экспоненте, т.е. $E_d = E_{д1} e^{-t/R_n C_n}$, напряжение $U_{вх} = U_n (1 + m \cos \Omega t)$. Взяв производные от E_d и $U_{вх}$, подставив их в неравенство $|dE_d/dt| > |dU_{вх}/dt|$ и исследовав полученное выражение на экстремум, получим окончательную формулу для расчета τ_n :

$$\tau_n = R_n C_n < \sqrt{1 - m^2} / m \Omega. \quad (5.41)$$

Согласно (5.41) постоянная времени нагрузки АД τ_n должна быть тем меньше, чем больше высшая модулирующая частота Ω и коэффициент модуляции m . Физически это объясняется тем, что при малой частоте Ω амплитуда $U_{вх}$ меняется медленно, конденсатор C_n успевает разрядиться и следит за изменением $U_{вх}$; при малых значениях m амплитуда $U_{вх}$ изменяется в меньших пределах и конденсатор C_n также успевает разрядиться. Как показано в § 5.2, для увеличения K_d следует выбирать по возможности большее сопротивление R_n , однако с увеличением R_n необходимо уменьшать емкость C_n . Следует помнить, что последняя не должна быть соизмеримой с емкостью диода, так как при этом K_d уменьшается.

Искажения из-за соизмеримости частоты модуляции и частоты несущего колебания. Если $f_n \gg F$, то, как следует из рис. 5.14, *а*, при правильно выбранной τ_n напряжение E_d повторяет огибающую входного напряжения. Однако при соизмеримости частот F и f_n [$f_n \approx (2 \dots 3)F$] напряжение E_d практически перестает следить за изменением $U_{вх}$ (см. рис. 5.14, *б*). По этой причине частоту несущей колебания на входе АД (в супергетеродинном приемнике $f_n = f_{пр}$) выбирают из условия $f_n = f_{пр} > (5 \dots 10)F_{max}$, где F_{max} — максимальная частота модуляции. Применение рассматриваемого в § 5.6 двухтактного детектора равносильно увеличению несущей примерно в 2 раза.

Искажения из-за влияния разделительной цепи. Схема АД с разделительной цепью $R_{вх} C_p$ показана на рис. 5.15. При отключенной разделительной цепи напряжение E_d на резисторе R_n изменяется в соответствии с рис. 5.16, *а* и содержит две составляющие:

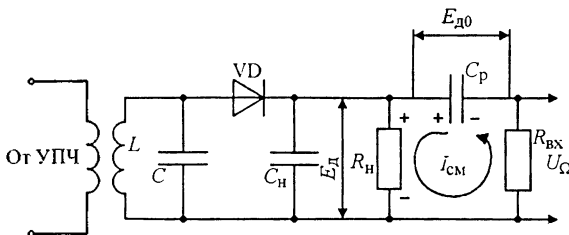


Рис. 5.15

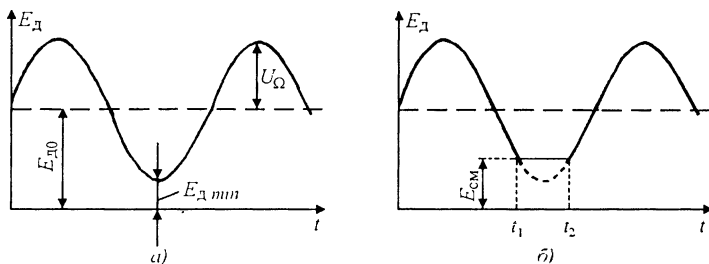


Рис. 5.16

постоянную $E_{д0}$ и низкочастотную с амплитудой U_{Ω} . В приемниках АМ сигналов используется низкочастотная составляющая проректированного напряжения, которая пропускается на вход последующего каскада через цепь $R_{вх}, C_p$. Поскольку постоянная времени $\tau = R_{вх}C_p$ достаточно большая и обычно во много раз превышает период модулирующего колебания $T_F = 1/F$, на конденсаторе C_p выделится постоянная составляющая напряжения $E_{д0}$, а на сопротивлении $R_{вх}$ — низкочастотная составляющая U_{Ω} .

Сумма двух напряжений $E + U_{\Omega}$ равна исходному напряжению E_d на выходе АД. Напряжение, до которого зарядится конденсатор C_p , $E_{д0} = U_n \cos \theta$, где $\cos \theta$ — коэффициент передачи АД; U_n — амплитуда несущего напряжения на входе АД. При уменьшении напряжения $U_{вх}$ в процессе модуляции до минимального значения конденсатор C_p становится источником постоянного напряжения. Поэтому напряжение E_d на резисторе R_n не уменьшится до $E_{д min}$, как это происходит при отсутствии цепи $R_{вх}, C_p$, на нем появится напряжение $E_{см} = E_{д0}R_n / (R_n + R_{вх})$, запирающее диод. При $\cos \theta \approx 1$ $E_{д0} = U_n$. Так как конденсатор C_p имеет большую емкость, то за короткое время, пока E_d падает до минимума, он не успевает разрядиться. Наличие на резисторе R_n напряжения $E_{см}$ не позволяет напряжению E_d стать менее $E_{см}$; при этом форма выходного напряжения искажается (рис. 5.16, б). Так как искажения имеют характер среза, они проявляются на всех частотах модуляции и заметны на слух.

Для борьбы с искажениями необходимо выполнять условие $U_{вх\ min} \geq E_{см}$. При $U_{вх\ min} = U_n(1 - m)$; $U_n(1 - m) \geq U_n R_n / (R_n + R_{вх})$ или $(1 - m) \geq R_n / (R_n + R_{вх})$. Обычно значения R_n и m заданы. Тогда способом борьбы с этим видом искажений является правильный выбор $R_{вх} \geq m R_n / (1 - m)$. Кроме того, используют детектор с разделенной нагрузкой (рис. 5.17), в котором сопротивление нагрузки по постоянному току $R_n = R_{н1} + R_{н2}$. Напряжение $E_{см}$ создается на резисторе $R_{н2}$ за счет разряда C_p ; при этом значение $E_{см}$ существенно уменьшается. Однако деление нагрузки АД приводит к уменьшению коэффициента передачи детектора, поскольку проректированное напряжение снимается не со всего резистора R_n , а только с его части (с резистора $R_{н2}$). Конденсатор нагрузки состоит из двух конденсаторов $C_{н1}$ и $C_{н2}$, что улучшает фильтрацию для частоты $f_{пр}$.

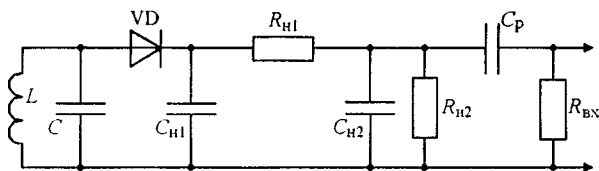


Рис. 5.17

Сущность возникновения нелинейных искажений проректированного сигнала за счет линейной цепи $R_{вх}$, C_p состоит в том, что эта цепь работает совместно с диодным детектором и в интервале времени $t_1 - t_2$ (см. рис. 5.16, б) напряжение $E_{см}$ на R_n закрывает диод, нарушая его работу.

5.6. РАЗНОВИДНОСТИ АМПЛИТУДНЫХ ДЕТЕКТОРОВ

Транзисторные АД. Как упоминалось в § 5.1, транзисторные АД в зависимости от того, нелинейность характеристики какого тока транзистора используется для детектирования, подразделяют на коллекторные, базовые, эмиттерные, стоковые, затворные и истоковые. Для БТ чаще всего используется включение по схеме с ОЭ, что позволяет получать помимо детектирования и наибольшее усиление сигнала. Поэтому на практике обычно применяют коллекторный детектор (КД), в котором детектирование происходит из-за нелинейности проходной характеристики $i_k = F(u_{БЭ})$. Схема КД приведена на рис. 5.18, а; делитель R_1, R_2 задает смещение на транзисторе, конденсатор $C_{бл}$ — блокировочный, R_n, C_n — нагрузка детектора.

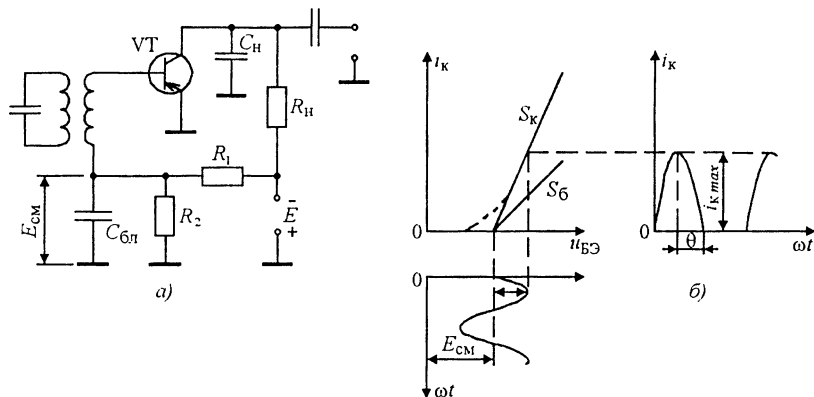


Рис. 5.18

Работу КД можно пояснить с помощью диаграмм рис. 5.18, б, где штриховой линией показана реальная характеристика $i_k = F(u_{БЭ})$, используется линейно-ломаная аппроксимация. Рабочая точка, которая обеспечивается подачей начального смещения $E_{см}$, выбирается на наиболее криволинейном участке характеристики $i_k = F(u_{БЭ})$. В случае линейно-ломаной аппроксимации при косинусоидальном воздействии импульсы коллекторного тока – косинусоидальные, постоянная составляющая коллекторного тока $I_{к0} = I_{к max} \alpha_0(\theta)$, где α_0 – коэффициент Берга (для косинусоидального импульса $\theta = 90^\circ$, $\alpha_0(90^\circ) = 1/\pi$). Тогда $I_{к0} = I_{к max} / \pi$. Поскольку для КД $I_{к max} = S_k U_{вх}$, где S_k – крутизна характеристики коллекторного тока, то продетектированное напряжение на резисторе R_n $E_d = I_{к0} R_n = I_{к max} R_n / \pi = S_k R_n U_{вх} / \pi$. Во избежание искажений при детектировании КД работает при относительно малых $U_{вх}$.

Коэффициент передачи КД

$$K_d = E_d / U_{вх} = S_k R_n / \pi. \tag{5.42}$$

Анализируя (5.42), отмечаем, что K_d может быть больше единицы – это одно из основных преимуществ КД по сравнению с диодным. Коэффициент K_d в π раз меньше, чем коэффициент усиления усилителя на том же транзисторе и с той же нагрузкой.

Во входной цепи транзистора протекает ток базы, шунтирующий источник сигнала. Для оценки этого шунтирующего действия определим входное сопротивление КД: $R_{вх} = U_{вх} / I_{Б м1}$. Первая гармоника базового тока $I_{Б м1} = I_{Б max} \alpha_1(\theta) = S_b U_{вх} \alpha_1(\theta)$, где S_b – крутизна характеристики $i_b = F(u_{БЭ})$, а $\alpha_1(\theta)$ при угле отсечки базового тока 90° равен 0,5. Тогда $I_{Б м1} = 0,5 S_b U_{вх}$ и $R_{вх} = 2/S_b = 2R_{1Б}$ (наличие двойки в этом выражении обусловлено тем, что транзистор поло-

вицу периода входного сигнала заперт). Поэтому одновременно с основным существует побочное детектирование в цепи базы, за счет которого на резисторе R_2 создается напряжение с полярностью, противоположной полярности напряжения смещения. Это приводит к ослаблению детектирования в коллекторной цепи, т.е. к уменьшению K_d , однако за счет этого эффекта можно повысить линейность характеристики детектирования. Отмеченный эффект можно ослабить, уменьшая сопротивление резисторов R_1 , R_2 и увеличивая емкость блокировочного конденсатора $C_{бл}$.

Двухтактные детекторы. В § 5.5 было показано, что при соизмеримости частоты модуляции и несущего колебания в АД возникают искажения. Для уменьшения этих искажений используют двухтактные детекторы (рис. 5.19). Фактически это два диодных АД, работающих на общую нагрузку. Напряжения на вход АД подаются от трансформатора со средней точкой, их полярность для одного полупериода сигнала показана на рисунке. Для диода VD_1 это напряжение отпирающее, для VD_2 — запирающее. В следующий полупериод VD_1 закрыт, а VD_2 открыт. Таким образом, диоды в этом детекторе работают поочередно. Конденсатор $C_{н1}$ заряжается то через один диод для одного полупериода, то через другой — для последующего полупериода. Применение двухтактного детектора равносильно увеличению частоты несущего колебания примерно в 2 раза. Входное сопротивление детектора увеличивается по сравнению с однотактным в 4 раза, K_d — в 2 раза.

Детектор с удвоением выходного напряжения. Подобные детекторы (рис. 5.20) используются для повышения K_d : при положительном полупериоде входного сигнала VD_2 закрыт и конденсатор $C_{н1}$ заряжается через открытый диод VD_1 до напряжения $U_{вх.м}$; в следующий полупериод входного напряжения диод VD_1 закрывается, диод VD_2 открывается и конденсатор $C_{н2}$ заряжается через $C_{н1}$ и VD_1 до напряжения $2U_{вх.м}$. Входное сопротивление детектора, собранного по схеме рис. 5.20, в 2 раза ниже, чем в детекторе по схеме рис. 5.3.

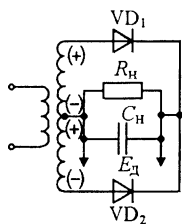


Рис. 5.19

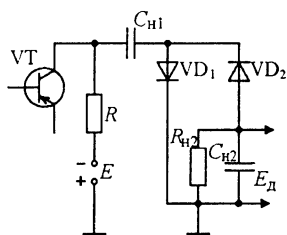


Рис. 5.20

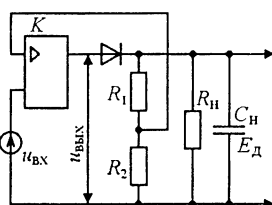


Рис. 5.21

Детектор на операционных усилителях. Максимальный уровень продетектированного сигнала $E_{д\max}$ не должен превышать значения, при котором перегружаются последетекторные каскады, минимальный уровень $E_{д\min}$ соответствует $U_{вх} = U_{нел}$ (см. рис. 5.13). При этом ДД устройства определяется отношением $E_{д\max}/E_{д\min}$. Для его расширения при фиксированном значении $E_{д\max}$ необходимо уменьшать напряжение $E_{д\min}$. Этого можно достичь в АД, построенном по схеме (рис. 5.21) на ОУ с ООС и коэффициентом усиления $K \gg 1$. Часть продетектированного напряжения подается на инвертирующий вход. При этом напряжение на выходе усилителя $U_{вых} = K_0(U_{вх} - E_{д})$. В таком детекторе $E_{д\min}$ уменьшается примерно в K раз, что соответствует расширению ДД на $20 \lg K$, дБ. Этот АД позволяет работать на последующий каскад с малым входным сопротивлением при малых искажениях. Существуют двухтактные детекторы на ОУ, принцип работы которых аналогичен рассмотренному на рис. 5.19. Отсутствие катушек индуктивности в АД на ОУ позволяет реализовать их в интегральном исполнении. В составе многих аналоговых серий выпускаются специализированные ИМС детекторов, а также ИМС, в которых детекторы входят как составной элемент.

5.7. ДИОДНОЕ ДЕТЕКТИРОВАНИЕ РАДИОИМПУЛЬСОВ

Детекторы радиоимпульсов применяются в приемниках импульсных сигналов. Схема диодного детектора радиоимпульсов и предшествующего усилителя показана на рис. 5.22. Предположим, что на входе усилителя действует радиоимпульс с идеальной прямоугольной огибающей (рис. 5.23, а); в реальных условиях огибающая имеет определенное время установления и время спада. Полосу пропускания контура усилителя полагаем настолько широкой, что при отключенном детекторе напряжение на нем имеет практически прямоугольную огибающую (штрихпунктирная линия на рис. 5.23, б). Напряжение u_k действует на входе диодного детектора. В начальный момент времени на диод поступает первая положительная полуволна напряжения u_k , диод открывается и происходит заряд конденсатора C_H от нулевого напряжения; при

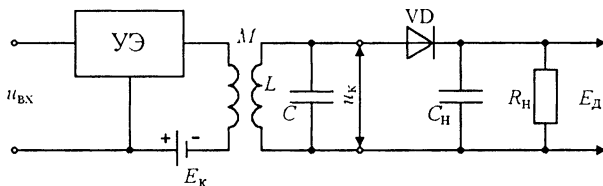


Рис. 5.22

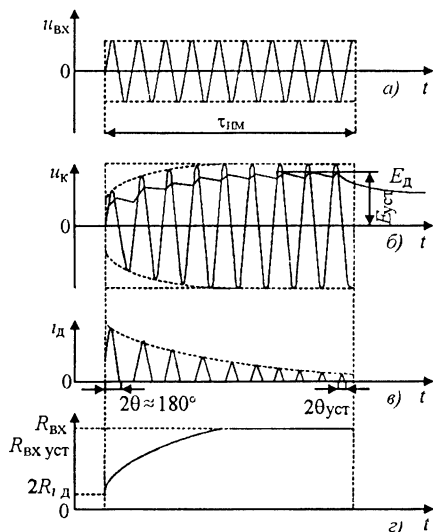


Рис. 5.23

напряжении на диоде, равном нулю, конденсатор начинает разряжаться. При подаче на диод второй положительной полуволны напряжения конденсатор C_n начинает заряжаться не с нулевого напряжения, а с некоторого конечного значения, до которого успевает разрядиться C_n за первый полупериод напряжения u_k . В третий полупериод конденсатор C_n заряжается от напряжения более высокого, чем напряжение на нем в конце второго периода, и т.д.

В результате серии зарядов и разрядов напряжение E_d на конденсаторе C_n (рис. 5.23, б) устанавливается. При этом напряжение при заряде увеличивается настолько, насколько оно уменьшается за время разряда конденсатора C_n . После окончания действия радиоимпульса конденсатор C_n разряжается через резистор R_n , и напряжение E_d на выходе детектора падает по экспоненте.

Из диаграммы рис. 5.23, в видно, что в процессе установления напряжения на C_n меняется угол отсечки θ тока диода. В начальный момент $\theta \approx 90^\circ$, т.е. ток через диод протекает практически в течение первого полупериода напряжения u_k . По мере установления E_d угол θ уменьшается, стремясь при фиксированном значении R_n к установившемуся значению $\theta_{уст} \approx \sqrt[3]{3\pi/S_{прям}R_n}$. Таким образом, в процессе установления напряжения E_d изменяется угол отсечки, продолжительность протекания и максимальное значение тока через диод. Это приводит к изменению постоянной составляющей $I_{до}$ и амплитуды первой гармоники I_{m1} тока диода. Изме-

нение I_{m1} вызывает изменение входного сопротивления детектора $R_{вх}$. Так как в начальный момент действия радиоимпульса $\theta \approx 90^\circ$, то согласно (5.32) $R_{вх\ нач} \approx 2/S_3 \approx 2R_{iд}$, где $R_{iд}$ – внутреннее сопротивление открытого диода. Действительно, так как в первый период напряжения u_k диод открыт половину периода, а в течение второй половины периода он закрыт и не шунтирует контур, то среднее значение $R_{вх\ нач} \approx 2R_{iд}$. Сопротивление $R_{iд}$ мало и составляет несколько сотен ом, поэтому в начальный момент действия радиоимпульса сопротивление $R_{вх\ нач}$ детектора мало по сравнению с резонансным сопротивлением контура ($R_{вх\ нач} \ll R_3$). При этом $R_{вх\ нач}$ шунтирует контур, что приводит к уменьшению напряжения на нем.

По мере установления напряжения E_d входное сопротивление детектора из-за уменьшения угла θ увеличивается (рис. 5.23, з), и в установившемся режиме $R_{вх\ уст} \approx 0,5R_n$. Так как $R_{вх\ уст} \gg R_3$, сопротивление $R_{вх\ уст}$ практически не шунтирует контур. Таким образом, в процессе установления протектированного напряжения происходит переменное шунтирование контура входным сопротивлением детектора, вследствие чего напряжение на контуре не имеет прямоугольной огибающей, а возрастает постепенно (штриховая кривая на рис. 5.23, б).

В детекторе радиоимпульсов происходят два переходных процесса, приводящих к искажению импульса при детектировании: искажается фронт протектированного напряжения при подаче радиоимпульса на вход детектора и изменяется спад протектированного импульса после окончания действия радиоимпульса (рис. 5.24). Как показывают теория и эксперимент, установление протектированного импульса происходит быстрее, чем спад. Физически это объясняется тем, что процесс установления связан с зарядом конденсатора C_n через диод, который имеет сравнительно малое сопротивление. Однако диод открыт не весь период высокочастотного напряжения, а только его часть, равную 2θ .

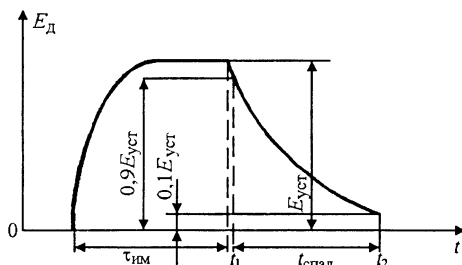


Рис. 5.24

Это приводит к увеличению времени установления напряжения E_d по сравнению с тем, которое реализуется, если диод открыт весь период. Процесс спада связан с разрядом конденсатора C_{Π} через резистор R_{Π} с большим сопротивлением. Следовательно, спад протектированного импульса искажается больше, чем фронт. Поэтому искажения импульса при детектировании обычно оценивают по времени спада.

Спад протектированного импульса происходит по экспоненте: $E_d = E_{уст} e^{-t/R_{\Pi}C_{\Pi}}$; отсчет времени ведут от $t = T$. Принято считать, что время спада – это интервал, в течение которого напряжение E_d убывает от $0,9$ до $0,1E_{уст}$. Тогда согласно рис. 5.24 $0,1E_{уст} = e^{-t_2/R_{\Pi}C_{\Pi}}$, $0,9E_{уст} = e^{-t_1/R_{\Pi}C_{\Pi}}$. Решив эти уравнения относительно t_1 и t_2 для $t_{сп} = t_2 - t_1$, получим

$$t_{сп} = 2,3R_{\Pi}C_{\Pi}. \quad (5.43)$$

Считается допустимым, если $t_{сп} \leq 0,25T$. Тогда постоянная времени нагрузки $\tau_{\Pi} = R_{\Pi}C_{\Pi} \approx 0,1T$. Для уменьшения искажений протектированного импульса необходимо обеспечить малое $t_{сп}$, для чего следует снижать τ_{Π} . Уменьшение R_{Π} приводит к снижению $R_{вх}$ детектора, а следовательно, к более сильному шунтированию входного контура и уменьшению коэффициента передачи детектора. При требуемом значении τ_{Π} стремятся по возможности уменьшать C_{Π} . Однако при емкости C_{Π} , соизмеримой с емкостью диода, к последнему прикладывается напряжение промежуточной частоты, существенно меньшее u_k (см. рис. 5.22). Поэтому необходимо выбирать $C_{\Pi} \geq (9 \dots 10) C_d$.

5.8. ПИКОВЫЙ ДЕТЕКТОР

Пиковый детектор (ПД) предназначен для детектирования импульсов постоянного тока; напряжение на его выходе пропорционально пиковому напряжению видеоимпульсов. В простейшем случае этот процесс можно осуществить с помощью линейного $R_{\Phi}C_{\Phi}$ -фильтра нижних частот (интегрирующей цепи). Напряжение на выходе фильтра $E_d = U_{пик}T/\tau_{\Pi} = U_{пик}/Q$, где $Q = \tau_{\Pi}/T$ – скважность импульса. Коэффициент передачи $K_d = E_d/U_{пик} = 1/Q$. При высокой скважности коэффициент K_d мал, поэтому этот способ детектирования целесообразно применять при $Q < 10$.

Если скважность импульсов велика, то для увеличения K_d применяют пиковый диодный детектор, схема которого аналогична схеме диодного детектора АМ колебаний. Учитывая, что обычно ПД подключают к видеосулителю с резисторной нагрузкой, чаще всего используют параллельный детектор (рис. 5.25). Пос-

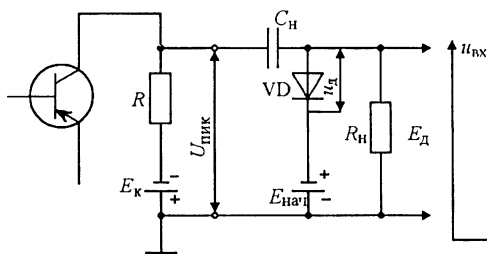


Рис. 5.25

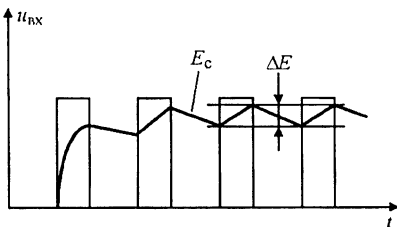


Рис. 5.26

кольку на входе ПД действует импульсное напряжение, режимы работы ПД и АД различны.

Временная трактовка принципа работы ПД. На вход ПД поступают видеоимпульсы $u_{вх}$ (рис. 5.26), которые подаются на диод в положительной полярности. До воздействия первого импульса диод закрыт батареей $E_{нач}$. Первый импульс открывает диод, и конденсатор C_n начинает через диод заряжаться; по окончании действия импульса конденсатор C_n разряжается через резистор R_n , благодаря большой постоянной времени цепи разряда напряжение на C_n уменьшается незначительно. Процесс устанавливается, когда за время заряда в конденсаторе C_n накапливается такое же количество электричества, какое теряется за время разряда, т.е. при $\Delta E = \Delta E_{зар} = \Delta E_{раз}$. Строго говоря, на рис. 5.26 показано изменение не продетектированного напряжения E_d , а напряжения на конденсаторе C_n ; однако при высокой скважности видеоимпульсов $E_d \approx E_c$.

Спектральная трактовка принципа работы ПД. При достаточно большой емкости конденсатора C_d можно считать $E_c = const$. Диаграммы напряжения и тока диода при детектировании видеоимпульсов для установившегося режима показаны на рис. 5.27. Напряжение на диоде $u_d = U_{пик} - E_{нач} - E_d$, максимальное значение импульсов тока диода $I_{d\max} = S(U_{пик} - E_{нач} - E_d)$, постоянная составляющая тока диода $I_{d0} = I_{d\max}(T/\tau_n) = (U_{пик} - E_{нач} - E_d)(S/Q)$. Эта постоянная составляющая, протекая по цепи $VD \rightarrow E_{нач} \rightarrow R_n \rightarrow VD$, создает на резисторе R_n напряжение $E_d = I_{d0}R_n = (U_{пик} - E_{нач} - E_d) \times (SR_n/Q)$. Решив последнее выражение относительно E_d , получим $E_d = (U_{пик} - E_{нач}) / (1 + Q/SR_n)$. Если батарея начального смещения отсутствует, т.е. $E_{нач} = 0$, то $E_d = U_{пик} / (1 + Q/SR_n)$ и коэффициент передачи ПД

$$K_d = E_d / U_{пик} = 1 / (1 + Q/SR_n). \quad (5.44)$$

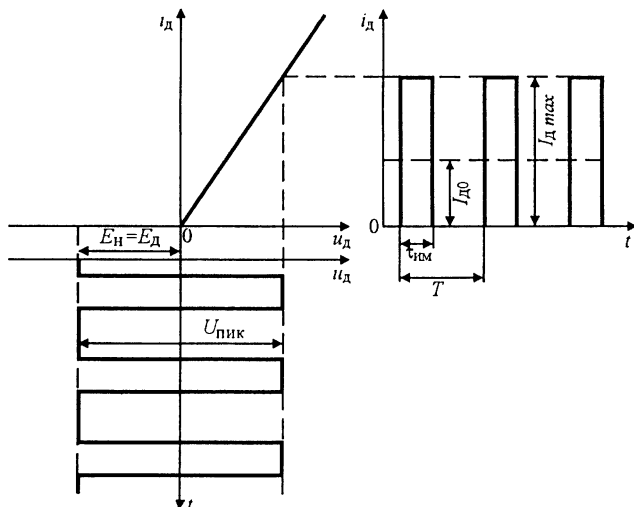


Рис. 5.27

При определении входной проводимости необходимо учитывать, что ПД потребляет от источника сигнала мощность, определяемую всеми гармониками тока диода: $g_{вх} = i_d / U_{пик} = S [1 - (E_{нач} + E_D) / U_{пик}]$.

5.9. АМПЛИТУДНЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ

Ограничителем называют устройство, обеспечивающее постоянство выходного напряжения при изменении входного напряжения в определенных пределах. Ограничители можно подразделить на ограничители мгновенных значений и амплитудные.

В *ограничителях мгновенных значений* обеспечивается постоянство максимальных либо минимальных напряжений на выходе, либо и тех и других. На рис. 5.28, а приведена одна из возможных форм напряжения на входе ограничителя по максимуму и по минимуму с двумя порогами ограничения: $U_{пор max}$ и $U_{пор min}$. На рис. 5.28, б показана форма ограниченного напряжения: в интервале времени от t_2 до t_3 напряжение $u_{вх}$ превышает значение $U_{пор max}$, при этом напряжение $U_{вых}$ постоянно; в интервале от t_4 до t_5 $u_{вх} < U_{пор min}$, т.е. ограничитель обеспечивает на выходе постоянное (в частности, нулевое) напряжение. В интервалах $t_1 - t_2$ и $t_3 - t_4$ напряжение $u_{вых}$ повторяет форму напряжения $u_{вх}$. Особенность ограничителей мгновенных значений заключается в том, что напряжение на их выходе по форме отличается от входного напряжения; напряжение $u_{вых}$ как правило, имеет участки с постоянным напряжением.

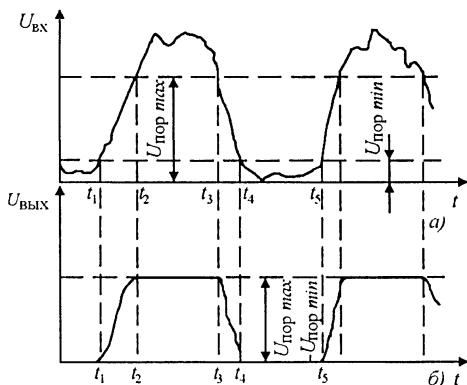


Рис. 5.28

Амплитудные ограничители (АО) предназначены для ограничения синусоидальных колебаний с медленно изменяющейся амплитудой. Диаграммы напряжений на входе и выходе АО показаны на рис. 5.29. Напряжение на выходе АО постоянно по амплитуде, однако его фаза и частота при ограничении практически не изменяются. Такие ограничители устраняют только паразитную амплитудную модуляцию, не внося заметных искажений в частотную и фазовую модуляцию. Ограничители применяются в приемниках по той причине, что существующие частотные детекторы создают на выходе напряжение, как правило, одновременно зависящее как от частоты, так и от паразитной сопутствующей амплитудной модуляции, при наличии которой детекторы без АО дают неоднозначный результат.

Операция ограничения – нелинейная, при этом возникает ряд гармонических составляющих напряжения. Для обеспечения на выходе АО гармонического напряжения необходимо после нели-

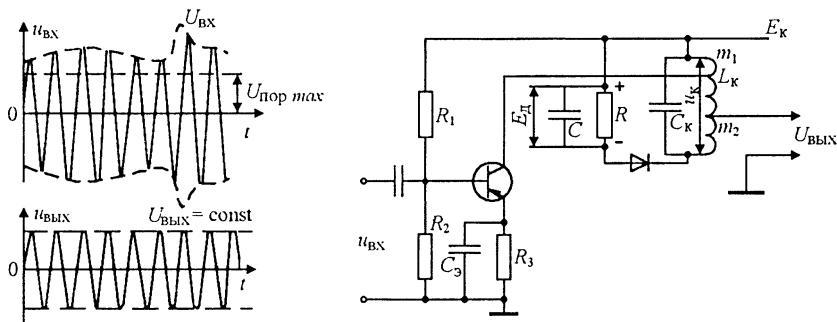


Рис. 5.29

Рис. 5.30

нейного преобразования напряжения $u_{\text{вх}}$ осуществить фильтрацию первой гармоники входного колебания, поэтому схема АО включает в себя нелинейную цепь и фильтр, выделяющий первую гармонику тока на выходе цепи. Если из этого устройства исключить фильтр, то можно получить ограничитель мгновенных значений. В зависимости от вида нелинейной цепи АО подразделяются на диодные и транзисторные.

Диодные АО. Диодный АО (рис. 5.30) – резонансный одноконтурный усилитель с автотрансформаторными цепями связи контура с выходом транзистора и входом последующего каскада, в котором параллельно контуру подключен диод с источником постоянного смещения E_d (схема с фиксированным смещением). Вместо источника можно включить RC -цепь (схема с автоматическим смещением), напряжение E_d получается за счет детектирования напряжения на контуре u_k ; так как постоянная времени $\tau = RC$ выбирается достаточно большой, то напряжение E_d при изменении огибающей напряжения на контуре практически не меняется.

Принцип работы диодного АО состоит в следующем. Если амплитуда напряжения на контуре $U_k < E_d$, то диод закрыт и не оказывает влияния на контур. В этом случае устройство работает как обычный усилитель и $U_k = K'_0 U_{\text{вх}}$, где $K'_0 = U_k / U_{\text{вх}}$. Если $U_k > E_d$, то диод открывается, его входное сопротивление начинает шунтировать контур, затухание последнего увеличивается, его эквивалентное сопротивление R , при резонансе уменьшается, следовательно, снижается коэффициент усиления K'_0 , что обеспечивает приблизительное постоянство напряжения на выходе АО.

Основная зависимость АО – амплитудная характеристика (АХ), показывающая, как изменяется амплитуда выходного напряжения $U_k \sim U_{\text{вых}}$ при изменении напряжения $U_{\text{вх}}$ (рис. 5.31). Пороговое напряжение $U_{\text{пор}}$ показывает, с какого входного напряжения усилитель начинает работать как АО. Чем ближе АХ к идеальной (горизонтальная прямая), тем лучше ограничительные свойства АО. Форма амплитудной характеристики АО зависит от произведения $R_3 g_d$, где g_d – входная проводимость диода. Чем больше произведение $R_3 g_d$, тем ближе АХ к идеальной.

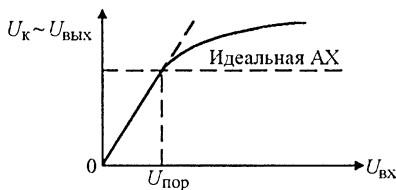


Рис. 5.31

Транзисторные АО. Существует несколько разновидностей транзисторных АО. Простейший транзисторный АО аналогичен обычному транзисторному усилителю. В отличие от усилителя транзистор АО работает в нелинейном режиме, для этого коллекторное напряжение E выбирают несколько меньше, чем в обычном усилителе; напряжение $U_{вх}$ имеет достаточно большую амплитуду. На выходных характеристиках транзистора $i_K = F(u_{КЭ})$ (рис. 5.32) построена динамическая характеристика переменного тока (нагрузочная прямая), угол наклона которой определяется сопротивлением R_z контура. При большой амплитуде $U_{вх}$ наступает двусторонняя отсечка коллекторного тока, вызванная наличием областей запириания и насыщения. При этом ток i_K оказывается ограниченным по максимуму и по минимуму; резонансный контур выделяет первую гармонику коллекторного тока. При $U_{вх} < U_{пор}$ (см. рис. 5.31) ток не имеет отсечки и напряжение $U_{вых}$ растет пропорционально $U_{вх}$; при $U_{вх} > U_{пор}$ появляется отсечка тока, рост амплитуды первой гармоники замедляется с увеличением $U_{вх}$, что обеспечивает в определенных пределах постоянство напряжения $U_{вых}$.

Схема АО с переменным смещением показана на рис. 5.33. Режим работы транзистора определяется тремя источниками питания: E_1 , $E_{нач}$ и $E_{доб}$ ($E_{см} = E_{нач} - E_{доб}$); полярность добавочного напряжения $E_{доб}$ обычно обратна полярности $E_{нач}$. Напряжение $E_{доб}$ вырабатывает АД, который детектирует, как правило, входное напряжение $u_{вх}$. Напряжение $E_{доб} = F(U_{вх})$: чем больше амплитуда входного сигнала, тем больше $E_{доб}$. Допустим, что вначале ампли-

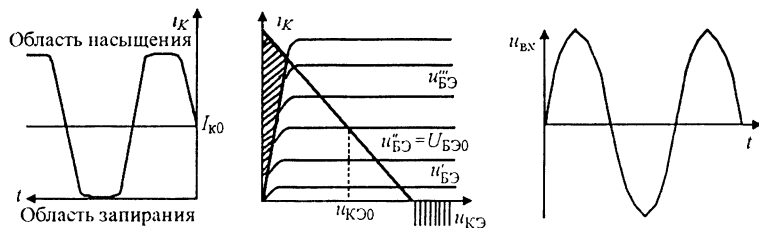


Рис. 5.32

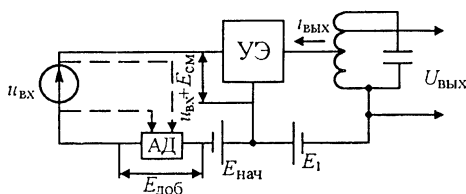


Рис. 5.33

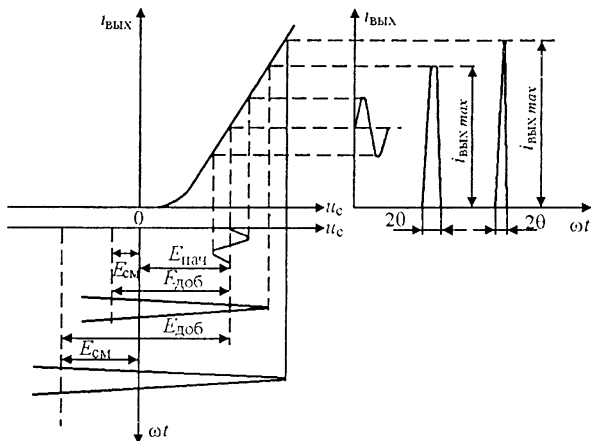


Рис. 5.34

туда входного напряжения мала (рис. 5.34); при этом $E_{\text{доб}} \approx 0$; $E_{\text{см}} = E_{\text{напч}}$. В этом случае АО работает как обычный усилитель (напряжение на транзисторе $i_c = i_{\text{вх}} + E_{\text{см}}$). При увеличении напряжения $U_{\text{вх}}$ растет $E_{\text{доб}}$, и поскольку полярность последнего обратна полярности $E_{\text{напч}}$, напряжение $E_{\text{см}}$ уменьшается и при больших значениях $U_{\text{вх}}$ наступает отсечка выходного тока $i_{\text{ввых}}$. Чем больше напряжение $U_{\text{вх}}$, тем меньше угол отсечки θ выходного тока транзистора. Однако одновременно с уменьшением θ при возрастании $U_{\text{вх}}$ увеличивается максимальное значение импульса выходного тока $i_{\text{ввых max}}$.

Таким образом, в АО с переменным смещением при увеличении $U_{\text{вх}}$ начиная с некоторого значения $U_{\text{вх}} = U_{\text{пор}}$ происходит одновременное увеличение $i_{\text{ввых max}}$ и уменьшение θ . На выходе АО включен резонансный контур, выделяющий первую гармонику I_{m1} выходного тока; напряжение на выходе $U_{\text{ввых}} = I_{m1} R_3$. Так как $I_{m1} = i_{\text{ввых max}} \alpha_1(\theta)$, где $\alpha_1(\theta)$ – коэффициент первой гармоники, то с увеличением $U_{\text{вх}}$ первая гармоника выходного тока увеличивается из-за роста $i_{\text{ввых max}}$ и одновременно уменьшается из-за уменьшения

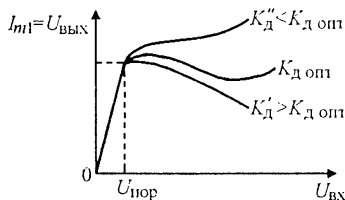


Рис. 5.35

угла θ , при определенных условиях амплитуда первой гармоники тока I_{m1} остается примерно постоянной. Амплитудная характеристика АО с переменным смещением показана на рис. 5.35. Для АД при $K_d = K_{d \text{ опт}}$ АХ наиболее близка к идеальной. При $K'_d > K_{d \text{ опт}}$ и увеличении $U_{вх}$ напряжение $E_{доб}$ растет быстрее, чем при $K_{d \text{ опт}}$, при этом ток $i_{вх \text{ max}}$ изменяется мало, а угол отсечки уменьшается быстро; по этой причине амплитуда тока I_{m1} при увеличении $U_{вх}$ уменьшается, и, следовательно, АХ будет иметь спадающий участок.

5.10. НАЗНАЧЕНИЕ И СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ФАЗОВЫХ ДЕТЕКТОРОВ

Фазовым детектором (ФД) называют устройство, предназначенное для создания напряжения, пропорционального разности фаз между сигналом и опорным колебанием. Если на входе ФД действует напряжение $u_{вх} = U_{вх} \cos [\omega t + \varphi(t)]$, то продетектированное напряжение $E_d = K_{ФД} \varphi(t)$. Так как в спектре напряжения на выходе ФД имеются частотные составляющие, которых не было в спектре $u_{вх}$, то для реализации ФД нельзя использовать линейную схему с постоянными параметрами. Фазовое детектирование нельзя также осуществить с помощью простой безынерционной нелинейной системы. Например, постоянная составляющая тока диодного детектора зависит только от амплитуды входного напряжения и не зависит от его фазы и частоты. Поэтому ФД можно выполнить на основе линейной системы с переменными параметрами (параметрической системы).

Структурная схема ФД показана на рис. 5.36. Эта схема совпадает со структурной схемой ПЧ; отличие состоит лишь в том, что частота гетеродина (опорное напряжение) $\omega_r = \omega_c = \omega_0$. Под действием опорного напряжения u_0 меняется активный параметр схемы, обычно крутизна S .

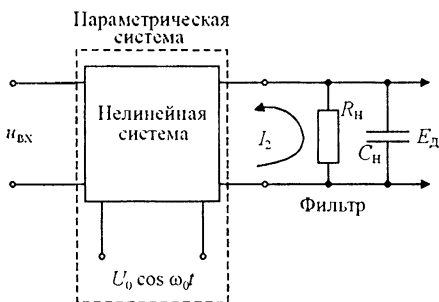


Рис. 5.36

Схема ФД совпадает также со схемой параметрического АД (см. рис. 5.2), поэтому продетектированное напряжение на выходе ФД согласно (5.2)

$$E_d = 0,5S_1 U_{вх} R_H \cos \varphi, \quad (5.45)$$

где S_1 – амплитуда первой гармоники крутизны тока преобразовательного элемента; $\varphi = \varphi_0 - \varphi_c$. В зависимости от вида нелинейной цепи и способа ее включения различают однотактные, балансные и кольцевые ФД. В качестве нелинейного элемента используют диоды и транзисторы. Таким образом, фазовое детектирование осуществляется с помощью параметрической цепи, в которой источник опорного напряжения должен быть синхронным с источником сигнала.

5.11. ВИДЫ ФАЗОВЫХ ДЕТЕКТОРОВ

Однотактный диодный ФД. Для фазового детектирования к диоду (рис. 5.37) прикладывается входной сигнал и опорное напряжение; напряжение E_d на выходе ФД определяется выражением (5.45), полученным при предположении, что $U_{вх} \ll U_0$. Характеристика детектирования диодного ФД согласно (5.45) близка к синусоиде.

Принцип действия такого ФД можно пояснить, рассматривая его не как параметрическую цепь, а как систему с амплитудным детектированием суммы двух гармонических колебаний ($u_{вх}$ и u_0). На входе такого АД действует суммарное напряжение $u_{\Sigma} = u_{вх} + u_0 = U_{вх} \cos(\omega_0 t + \varphi) + U_0 \cos \omega_0 t$. Эти два колебания имеют одинаковую частоту, но разные фазы. В результате векторного сложения двух напряжений получают напряжение той же частоты, но другой фазы. Амплитуда суммарного колебания $U_{\Sigma} = \sqrt{U_0^2 + U_{вх}^2 + 2U_0 U_{вх} \cos \varphi}$.

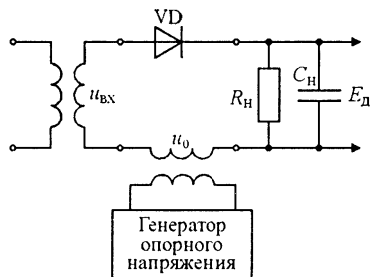


Рис. 5.37

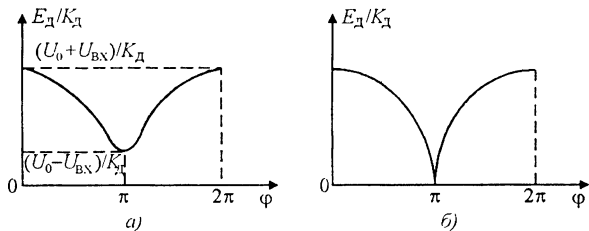


Рис. 5.38

Напряжение на выходе АД с коэффициентом передачи K_d

$$E_d = K_d U_{\Sigma} = K_d \sqrt{U_0^2 + U_{вх}^2 + 2U_0 U_{вх} \cos \varphi}. \quad (5.46)$$

Согласно (5.46) напряжение E_d на выходе ФД зависит от φ входного сигнала; вид зависимости E_d от φ определяется отношением $U_{вх}/U_0$. В общем случае характеристика детектирования существенно отличается от косинусоиды (рис. 5.38, а). Если $U_{вх} \ll U_0$, то

$$\begin{aligned} E_d &\approx K_d \sqrt{U_0^2 + 2U_0 U_{вх} \cos \varphi} \approx K_d U_0 \sqrt{1 + (2U_{вх}/U_0) \cos \varphi} \approx \\ &\approx K_d (U_0 + U \cos \varphi). \end{aligned}$$

Таким образом, при малых амплитудах входного сигнала характеристика детектирования одноконтурного диодного ФД имеет косинусоидальную форму. Если $U_{вх} \approx U_0$, то $E_d \approx K_d \times \sqrt{2U_0^2 + 2U_0^2 \cos \varphi} = K_d U_0 \sqrt{2(1 + \cos \varphi)}$; в этом случае характеристика детектирования представляет собой циклоиду (рис. 5.38, б), сильно отличающуюся от косинусоиды.

Балансный ФД. Представляет собой два диодных одноконтурных ФД (рис. 5.39), каждый из которых работает на свою нагрузку. В результате на выходе каждого плеча ФД создаются напряжения $E_{д1}$ и $E_{д2}$ встречной полярности, поэтому $E_d = E_{д1} - E_{д2}$. Входное напряжение подводится к диодам в противоположной полярности, поэтому фаза напряжения $u'_{вх}$ отличается от фазы $u''_{вх}$ на 180° . Опорное напряжение прикладывается к диодам в одинаковой фазе, поэтому,

$$\begin{aligned} E_{д1} &= K_d \sqrt{U_0^2 + (U'_{вх})^2 + 2U_0 U'_{вх} \cos \varphi} \approx K_d (U_0 + U'_{вх} \cos \varphi); \\ E_{д2} &= K_d \sqrt{U_0^2 + (U''_{вх})^2 - 2U_0 U''_{вх} \cos \varphi} \approx K_d (U_0 + U''_{вх} \cos \varphi). \end{aligned}$$

Следовательно, $E_d = E_{д1} - E_{д2} \approx K_d (U'_{вх} + U''_{вх}) \cos \varphi = 2K_d U'_{вх} \cos \varphi$.

В кольцевом ФД используют два балансных фазовых детектора, при этом симметричность характеристики детектирования улучшается, а коэффициент передачи детектора возрастает.

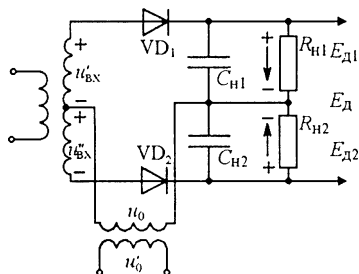


Рис. 5.39

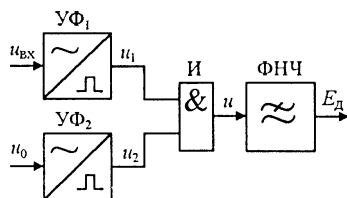


Рис. 5.40

Фазовый детектор на логических дискретных элементах.

Структурная схема подобного ФД показана на рис. 5.40. Устройство формирования (УФ) преобразует аналоговый гармонический сигнал в импульсное напряжение. Возможная схемная реализация такого ФД показана на рис. 5.41, *а*. Детектор имеет два входа: на первый подается ФМ колебание (рис. 5.42, *а*), на второй – опорное напряжение (рис. 5.42, *б*). В качестве $УФ_1$ и $УФ_2$ использованы компараторы с гистерезисом DA_1 и DA_2 . Диаграммы напряжений u_1 и u_2 на выходе $УФ_1$ и $УФ_2$ показаны на рис. 5.42, *б, г*. Напряжения u_1 и u_2 подаются на цепь И, в качестве которой используются два логических элемента И–НЕ $DD1.3$ и $DD1.4$. Напряжение u на выходе цепи И создается только при одновременном действии на-

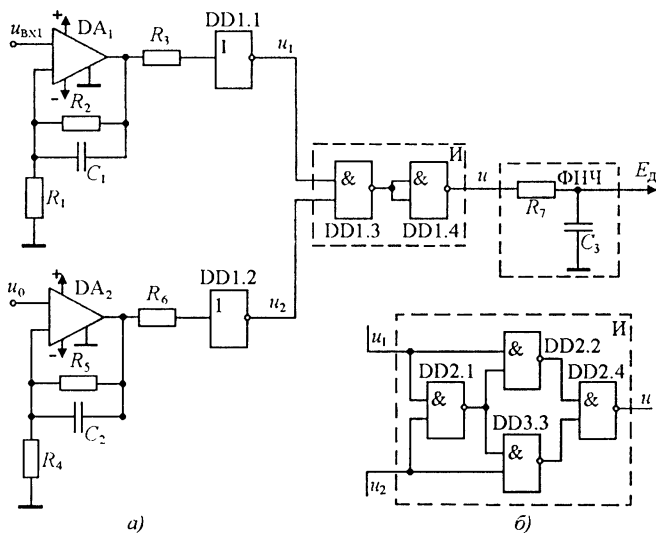


Рис. 5.41

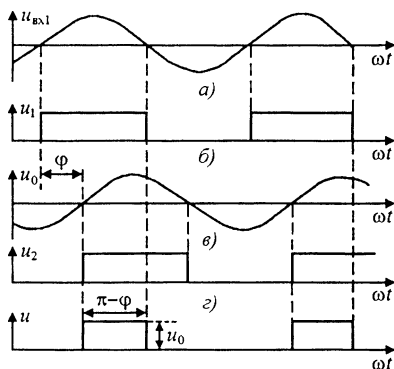


Рис. 5.42

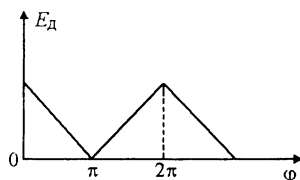


Рис. 5.43

пряжений u_1 и u_2 . Диаграмма напряжения на выходе цепи И показана на рис. 5.42, д. Фильтр нижних частот выделяет постоянную составляющую напряжения

$$E_d = U_0 \left| \pi - \varphi \right| / 2\pi = 0,5 U_0 \left| 1 - \varphi/\pi \right|. \quad (5.47)$$

Согласно (5.47) напряжение E_d линейно зависит от фазы φ . Характеристика детектирования ФД показана на рис. 5.43. Если в схеме на рис. 5.41, а вместо цепи И использовать цепь на основе элементов исключающее ИЛИ–НЕ (см. рис. 5.41, б), то характеристика детектирования становится в 2 раза круче и при равенстве фаз входного и опорного напряжений $E_d = 0$. Напряжение u на выходе цепи И, состоящей из элементов И–НЕ, имеет место при одновременном наличии либо отсутствии напряжений u_1 и u_2 .

5.12. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ЧАСТОТНЫХ ДЕТЕКТОРОВ

Частотным детектором (ЧД) называют устройство, предназначенное для получения напряжения, изменяющегося в соответствии с законом изменения частоты входного сигнала. На входе детектора действует напряжение изменяющейся частоты $u_{вх} = U_{вх} \cos [\omega_{вх}(t) t]$ (рис. 5.44, а). Если угловая частота сигнала на

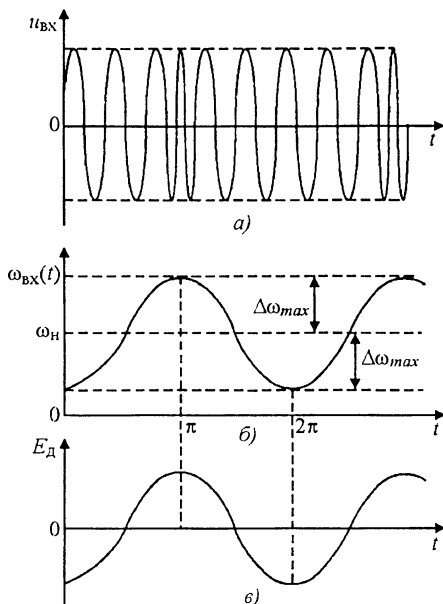


Рис. 5.44

входе ЧД меняется, например, по закону $\omega_{\text{вх}}(t) = \omega_{\text{н}} - \Delta\omega_{\text{max}} \cos \Omega t$ (рис. 5.44, б), где $\omega_{\text{н}}$ – угловая частота несущего колебания, $\Delta\omega_{\text{max}}$ – девиация угловой частоты входного сигнала, Ω – угловая модулирующая частота, то согласно определению напряжение $E_{\text{д}}$ на выходе ЧД должно меняться в соответствии с рис. 5.44, в.

Поскольку спектр напряжения на выходе ЧД содержит частотные составляющие, которых не было в спектре входного сигнала, ЧД нельзя реализовать с помощью линейной цепи с постоянными параметрами. Частотный детектор нельзя создать и с помощью безынерционной нелинейной цепи. Действительно, если в качестве безынерционной цепи используют диод, то при действии на его входе ЧМ колебания импульсы тока диода содержат постоянную составляющую, уровень которой зависит только от амплитуды этого колебания, но не от его фазы и частоты.

Частотное детектирование осуществляется в устройствах, соединяющих в себе инерционные линейные и безынерционные нелинейные элементы. Принцип частотного детектирования состоит в преобразовании ЧМ колебания в линейной системе в колебание с другим видом модуляции с последующим детектированием преобразованного колебания безынерционной нелинейной цепью. Общая структурная схема ЧД показана на рис. 5.45, где АО предна-

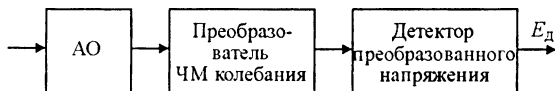


Рис. 5.45

значено для устранения паразитной амплитудной модуляции ЧМ колебания. Преобразовать ЧМ колебание можно в колебания следующих видов:

- амплитудно-частотно-модулированное (АЧМ), у которого амплитуда меняется в соответствии с изменением частоты колебания. Это преобразование можно осуществить в линейной цепи с реактивными параметрами, зависящими от частоты. После линейной цепи АЧМ колебание детектируется АД;
- фазочастотное с последующим фазовым детектированием;
- импульсы с переменной скважностью с последующим детектированием импульсным детектором, напряжение на выходе которого пропорционально длительности импульсов, и т.д.

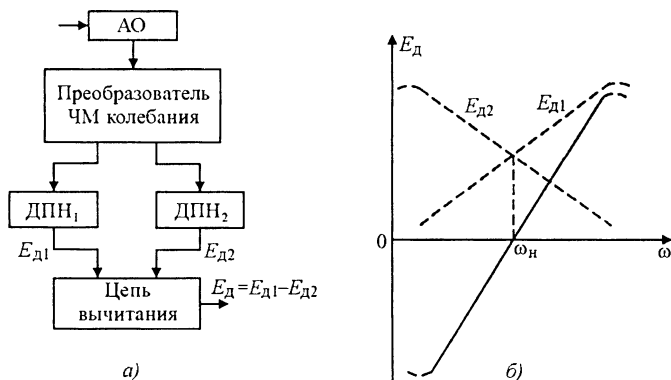


Рис. 5.46

Структурная схема балансного ЧД показана на рис. 5.46, а, его характеристика детектирования – на рис. 5.46, б. Устройство имеет два детектора преобразованного напряжения (ДПН) и цепь вычитания. Преимущества такого ЧД по сравнению с небалансным следующие: характеристика детектирования более линейная, поскольку четные гармоники в балансной цепи компенсируются; характеристика детектирования проходит через нуль, поэтому напряжение E_d соответствует знаку отклонения частоты $\omega_{вх}$ от несущего значения ω_n . Это позволяет использовать балансные ЧД, в частности, в цепях автоматической подстройки частоты (АПЧ).

5.13. ВИДЫ ЧАСТОТНЫХ ДЕТЕКТОРОВ

Детектор с преобразованием отклонения частоты в изменение амплитуды. В таких детекторах ЧМ колебание преобразуется в АЧМ колебание в расстроенных относительно несущей частоты резонансных цепях с последующим детектированием амплитудным детектором.

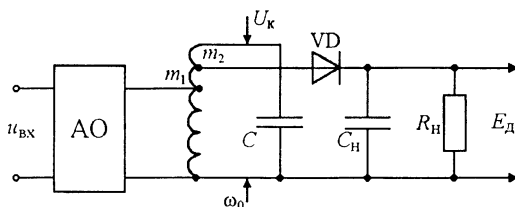


Рис. 5.47

Преобразование ЧМ колебания в детекторе, схема которого показана на рис. 5.47, осуществляется в резонансном LC -контуре с использованием для этого наклонного участка его АХЧ, где зависимость U_k от f близка к линейной. Таким образом, действие данного вида ЧД происходит с расстроенным относительно частоты сигнала контуром. При использовании наклонного участка АХЧ контура возникает сопутствующая модуляция (рис. 5.48), при которой закон изменения амплитуды U_k напряжения на контуре соответствует закону изменения частоты входного сигнала. Напряжение с контура подается на АД, напряжение на выходе которого E_d является функцией частоты. Напряжение на контуре $U_k = U_{k0} / \sqrt{1 + [2(f_c - f_0) / f_0 d_3]^2}$, где $U_{k0} = I_{m1} m_1 m_2 R_3$; I_{m1} — амплитуда первой гармоники тока на выходе АО; d_3 — эквивалентное затухание контура. Тогда $E_d = U_k \cos \theta = U_{k0} \cos \theta / \sqrt{1 + [2(f_c - f_0) / f_0 d_3]^2}$, где $\cos \theta$ — коэффициент передачи АД.

Характеристика детектирования, построенная согласно выражению для E_d , по форме совпадает с АХЧ используемой в ЧД линейной цепи (в данном случае с резонансной характеристикой контура). Подобные простейшие ЧД применяются только в системах с узкополосной ЧМ, поскольку не обладают достаточно линейными детекторными характеристиками. Повысить линейность характеристики детектирования ЧД можно уменьшением добротности контура, либо использованием балансного ЧД с взаимно расстроенными контурами.

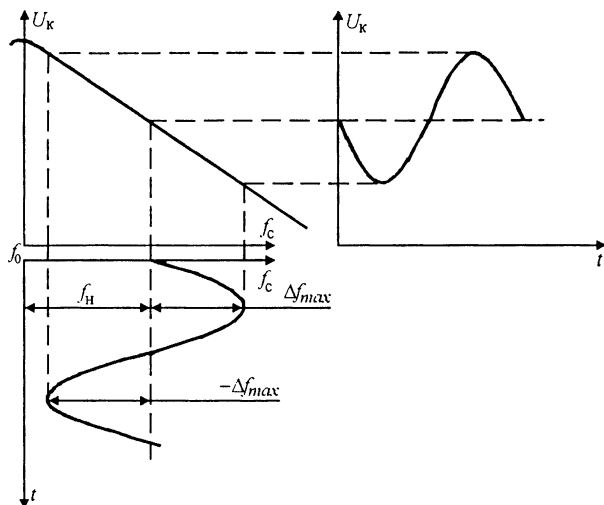


Рис. 5.48

Балансный ЧД с взаимно расстроенными контурами представляет собой два ЧД с одиночными контурами (рис. 5.49); L_1C_1 -контур первого ЧД настроен на частоту f_{01} , превышающую f_0 на δf , а L_2C_2 -контур – на частоту f_{02} , которая на δf ниже средней частоты входного сигнала f_0 . При $f = f_0$ $U_{к1} = U_{к2}$, $E_{д1} = E_{д2}$ и напряжение на выходе ЧД (рис. 5.50) $E_d = 0$. При $f > f_0$ напряжение $U_{к1}$ на первом контуре становится больше, чем напряжение $U_{к2}$ на втором, и соответственно $E_{д1} > E_{д2}$, $E_d > 0$. При $f < f_0$ $U_{к1} < U_{к2}$, $E_{д1} < E_{д2}$ и $E_d < 0$.

Характеристика детектирования балансного ЧД с взаимно расстроенными контурами практически симметрична, поэтому при детектировании отсутствуют искажения по второй гармонике. При значительной взаимной расстройке контуров характеристика детектирования становится нелинейной.

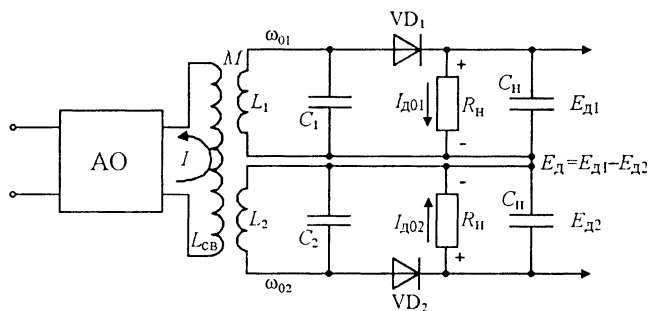


Рис. 5.49

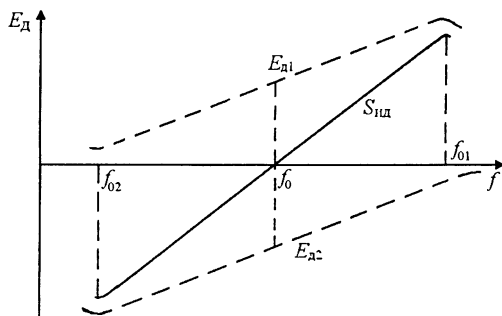


Рис. 5.50

Детектор с преобразованием изменения частоты в изменение фазового сдвига. Усилитель с одиночным резонансным контуром имеет ФЧХ, показанную на рис. 5.51, а: фазовый сдвиг в некоторых пределах пропорционален расстройке, что позволяет использовать контур для преобразования изменений частоты в изменения фазового сдвига с последующим фазовым детектированием.

На рис. 5.51, б показан один из вариантов такого ЧД; LC-контур настроен на среднюю частоту детектируемого напряжения. Ток детектируемого сигнала \underline{I} наводит в контуре ЭДС, которая вызывает в нем ток \underline{I}_k . Этот ток создает на контуре напряжение \underline{U} , сдвиг фазы φ которого зависит от частоты детектируемого сигнала (рис. 5.51, а). Одновременно ток \underline{I} создает на катушке связи L_2 напряжение \underline{U}_0 , фаза которого практически совпадает с фазой тока \underline{I} в широкой полосе частот. Результирующее напряжение с амплитудой $U_\Sigma = \sqrt{U + U_0 + 2U_0 U \cos \varphi}$ детектируется АД, состоящим из диода и нагрузки R_H, C_H . Напряжение на выходе АД пропорционально U_Σ . Поскольку напряжение U_Σ зависит от фазового сдвига $\varphi = F(f)$, протектированное напряжение E_d также зависит от частоты.

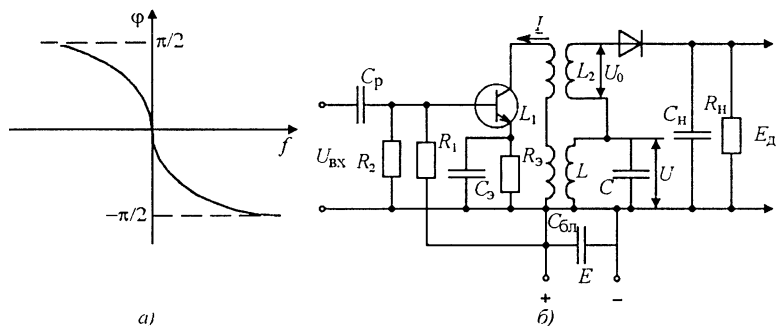


Рис. 5.51

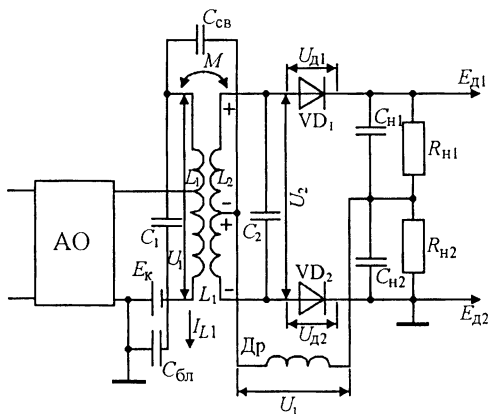


Рис. 5.52

Схема ЧД со связанными контурами показана на рис. 5.52. Обычно плечи ЧД выполняют одинаковыми, поэтому $R_{н1} = R_{н2} = R_{н}$; $C_{н1} = C_{н2} = C_{н}$. Для преобразований ЧМ колебаний используют линейную цепь из двух индуктивно связанных контуров L_1C_1 и L_2C_2 . Контур настроены на частоту $f_{01} = f_{02} = f_0$, равную средней частоте сигнала. На выходе линейной цепи включены два диодных детектора, на нагрузках которых выделяются протектированные напряжения $E_{д1}$ и $E_{д2}$. Так как диоды VD_1, VD_2 одинаковы, а $R_{н1} = R_{н2}$, коэффициенты передачи диодных детекторов равны $\cos \theta$. Тогда $E_{д1} = U_{д1} \cos \theta$, $E_{д2} = U_{д2} \cos \theta$, где $U_{д1}, U_{д2}$ – высокочастотные напряжения на диодах. Постоянная составляющая тока диода VD_1 протекает по цепи $VD_1 \rightarrow R_{н1} \rightarrow Др \rightarrow$ верхняя половина $L_2 \rightarrow VD_1$, а постоянная составляющая тока VD_2 – по цепи $VD_2 \rightarrow R_{н2} \rightarrow Др \rightarrow$ нижняя половина $L_2 \rightarrow VD_2$. Высокочастотный дроссель $Др$ замыкает цепи постоянной составляющей тока диода. Специальное вычитающее устройство в ЧД отсутствует, а используется простое сложение напряжений $E_{д1}$ и $E_{д2}$ в противоположной полярности, следовательно,

$$E_{д} = E_{д1} - E_{д2} = (U_{д1} - U_{д2}) \cos \theta. \quad (5.48)$$

Для определения $E_{д}$ необходимо найти напряжения $U_{д1}$ и $U_{д2}$. Для этого укажем цепь протекания высокочастотной составляющей тока диода VD_1 : $VD_1 \rightarrow C_{н1} \rightarrow C_{н2} \rightarrow$ общий провод $\rightarrow C_{бл} \rightarrow L_1C_1 \rightarrow C_{св} \rightarrow L_2C_2 \rightarrow VD_1$. К диоду VD_1 приложено два напряжения: половина напряжения на втором контуре $0,5U_2$ и напряжение на первом контуре U_1 , т.е. $U_{д1} = U_1 + 0,5U_2$. Напряжение U_1 выделяется на дросселе $Др$, подключенном по высокой частоте параллельно L_1C_1 -контур; наличие напряжения U_1 необходимо для

нормальной работы ЧД. Дроссель подключен параллельно первому контуру. Для того чтобы индуктивность $L_{др}$ не влияла на индуктивность первого контура, ее выбирают исходя из условия $L_{др} \approx 10L_1$. По аналогии для диода VD_2 можно записать $\underline{U}_{д2} = \underline{U}_1 - 0,5\underline{U}_2$; знак “минус” обусловлен тем, что если к диоду VD_1 прикладывается плюс напряжения u_2 , то в этот же момент к диоду VD_2 прикладывается “минус” этого напряжения.

Принцип работы ЧД со связанными контурами поясним с помощью векторных диаграмм. Предположим, что $f_c = f_0$ (средняя частота сигнала совпадает с частотой настройки контура). В качестве исходного берем вектор напряжения \underline{U}_1 , его фазу принимаем равной нулю (рис. 5.53, а), ЭДС, наводимая во втором контуре, $E_2 = j\omega M\underline{U}_1 = j\omega M\underline{U}_1 / (r_1 + j\omega L_1) \approx M\underline{U}_1 / L_1$. Согласно выражению для \underline{E}_2 фаза ЭДС совпадает с фазой \underline{U}_1 . Ток во втором контуре, вызываемый ЭДС \underline{E}_2 , $\underline{I}_2 = \underline{E}_2 / [r_2 + j(\omega L_2 - 1/\omega C_2)]$; при резонансе $\underline{I}_2 = \underline{E}_2 / r_2$, т.е. фаза тока во втором контуре при $\omega_c = \omega_0$ совпадает с фазой \underline{E}_2 . Таким образом, векторы напряжений \underline{U}_1 , \underline{E}_2 и тока \underline{I}_2 при $\omega_c = \omega_0$ совпадают по фазе.

Определим напряжение на втором контуре: $\underline{U}_2 = \underline{I}_2 / j\omega C_2$. Это напряжение на конденсаторе C_2 отстает от тока \underline{I}_2 на 90° . Половина напряжения \underline{U}_2 , действующая относительно средней точки катушки индуктивности L_2 , прикладываемая к диоду VD_2 , опережает \underline{U}_1 на 90° ; другая, прикладываемая к диоду VD_1 , отстает от этого напряжения на 90° , т.е. совпадает с \underline{U}_2 . Сложив векторы напряжений \underline{U}_1 и $0,5\underline{U}_2$, найдем вектор напряжения $\underline{U}_{д1}$, а сложив векторы \underline{U}_1 и $-0,5\underline{U}_2$ — вектор $\underline{U}_{д2}$. Из векторной диаграммы на рис. 5.53, а видно, что $\underline{U}_{д1} = \underline{U}_{д2}$; следовательно, $E_{д1} = E_{д2}$, $E_{д} = 0$.

Построим векторную диаграмму для $f_c > f_0$ (рис. 5.53, б). В качестве исходного берем вектор \underline{U}_1 ; так как ЭДС $\underline{E}_2 \approx M\underline{U}_1 / L$, ее фаза совпадает с фазой \underline{U}_1 . Ток во втором контуре $\underline{I}_2 = \underline{E}_2 / [r_2 + j(\omega L_2 - 1/\omega C_2)]$; при $\omega_c > \omega_0$ сопротивление $\omega L_2 - 1/\omega C_2$ для тока \underline{I}_2 имеет

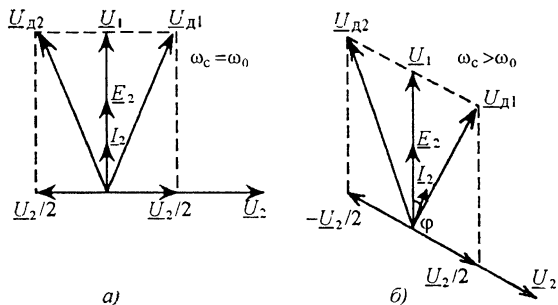


Рис. 5.53

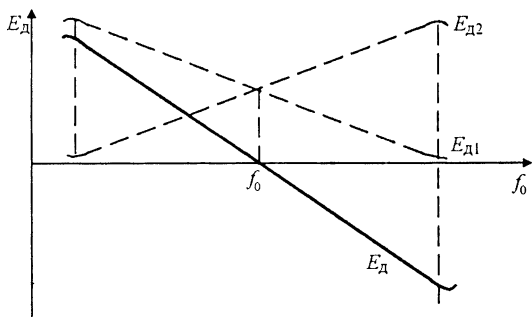


Рис. 5.54

индуктивный характер, следовательно, ток I_2 при $\omega_c > \omega_0$ отстает по фазе от ЭДС E_2 . Напряжение U_2 на конденсаторе C_2 отстает от тока I_2 на 90° . К диоду VD_1 приложено напряжение $0,5U_2$, которое отстает от тока I_2 на 90° , а к диоду VD_2 — напряжение $-0,5U_2$, опережающее ток I_2 на 90° . Сложив соответствующие векторы, определим U_{d1} и U_{d2} . Из диаграммы на рис. 5.53, б при $\omega_c > \omega_0$ следует, что $U_{d2} > U_{d1}$; при этом $E_{d2} > E_{d1}$ и $E_d < 0$.

Форма характеристики детектирования ЧД (рис. 5.54) зависит от добротности контуров и степени связи между ними. Таким образом, в ЧД со связанными контурами с изменением частоты f_c относительно f_0 меняется фазовый сдвиг между ЭДС E_2 , наводимой на втором контуре, и током I_2 в нем, что приводит к изменению напряжений U_{d1} и U_{d2} на диодах, а следовательно, и напряжения E_d .

Характерной особенностью так называемого дробного ЧД является малая чувствительность к амплитудной модуляции детектируемого напряжения, благодаря чему отпадает необходимость в АО. Схема дробного ЧД (рис. 5.55) является вариантом схемы ЧД со связанными контурами; ее отличие состоит в способе включения диодов и нагрузки, а также в введении катушки связи L_3 вместо дросселя.

Каждое из высокочастотных напряжений U_{d1} и U_{d2} , подводимых к диодам VD_1 и VD_2 , так же, как в ЧД со связанными контурами, представляет собой сумму напряжений: напряжения U'_i на катушке связи L_3 и половины напряжения на втором контуре $0,5U^2$. Напряжение $U'_i = M_2 U_1 / L_1$, т.е. по фазе оно совпадает с напряжением U_1 на первом контуре. Поэтому векторные диаграммы, рассмотренные при анализе работы ЧД со связанными контурами, остаются справедливыми и для дробного ЧД; различие состоит лишь в том, что вместо U_1 при построении векторных диаграмм дробного ЧД необходимо использовать напряжение U'_i , которое несколько меньше U_1 .

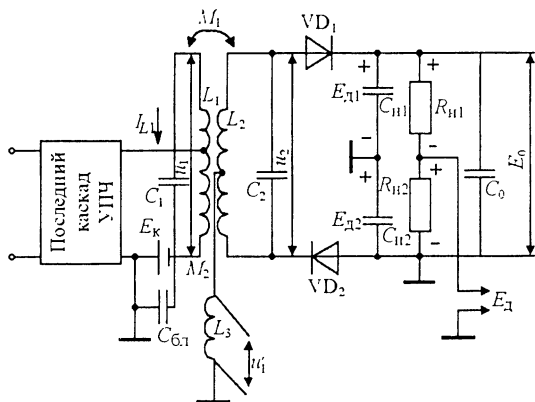


Рис. 5.55

В дробном ЧД в отличие от ЧД, построенного по схеме рис. 5.52, полярность диода VD_2 изменена на обратную; при этом напряжение $E_0 = E_{Д1} + E_{Д2}$. Это напряжение подводится к конденсатору C_0 настолько большой емкости, что напряжение на нем не успевает реагировать на быстрые изменения амплитуды входного сигнала. Следовательно, в процессе работы ЧД может меняться только отношение $E_{Д2}/E_{Д1}$, а не их сумма. Именно по этой причине такой ЧД называют дробным (иногда детектором отношения).

Упрощение и удешевление дробного детектора за счет совмещения функций ЧД и АО сопровождается ухудшением качественных показателей, поэтому такие детекторы применяются преимущественно в дешевых радиовещательных приемниках.

Детектор с преобразованием ЧМ колебаний в импульсное напряжение с переменной скважностью. Такие ЧД выполняют на дискретных логических элементах, их называют импульсными (импульсно-счетными). Схема импульсного ЧД показана на рис. 5.56, где УФ – устройства формирования для преобразования

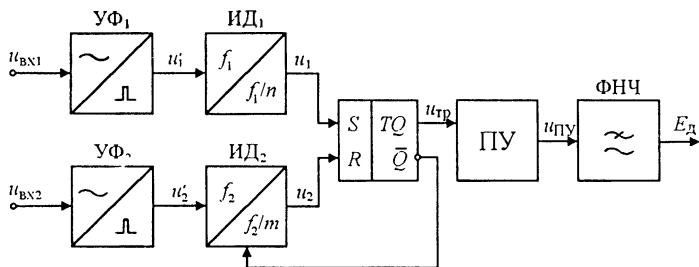


Рис. 5.56

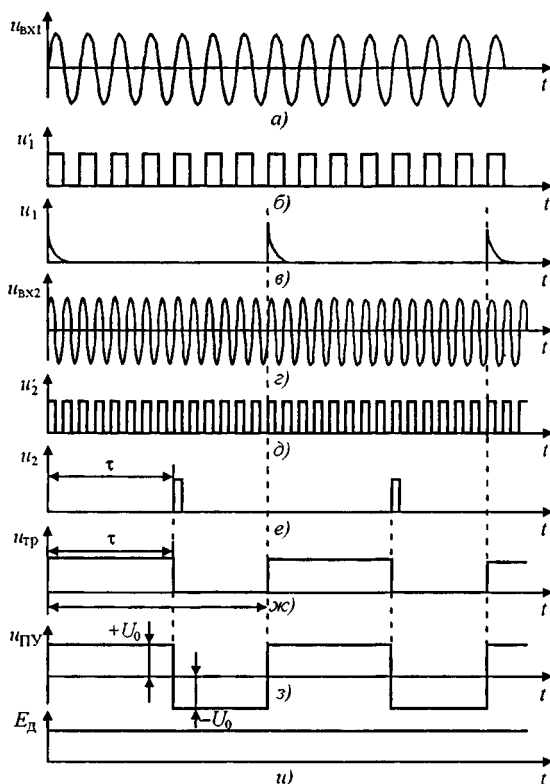


Рис. 5.57

аналогового сигнала в импульсное напряжение; ИД – импульсные делители частоты. На рис. 5.57 приведены диаграммы напряжений, поясняющие принцип работы ЧД. Импульсный ЧД имеет два входа: на один подается ЧМ сигнал (рис. 5.57, а), на другой – опорное колебание (рис. 5.57, г). Форма напряжения u'_1 на выходе УФ₁ показана на рис. 5.57, б, а на выходе УФ₂ – на рис. 5.57, д.

Импульсы u_1 с выхода ИД₁ (рис. 5.57, в) имеют период следования $T_1 = n/f_1$, где f_1 – частота сигнала на первом входе ЧД. Импульсы u_1 подаются на вход S асинхронного RS-триггера. Делитель ИД₂ работает в стартстопном режиме. При появлении напряжения логической 1 на выходе Q триггера при действии импульса u_1 ИД₂ открывается по входу обнуления R и начинает считать импульсы частоты f_2 . При приходе m -го импульса через время $\tau = m/f_2$ (рис. 5.57, д) на выходе ИД₂ появляется напряжение логической 1, которое, воздействуя на вход R триггера, переводит его в состояние 0 (рис. 5.57, ж), после чего ИД₂ обнуляется и закрывается. Та-

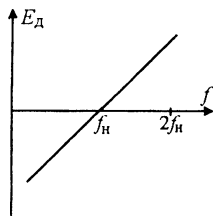


Рис. 5.58

ким образом, на выходе ИД₂ действуют импульсы u_2 (рис. 5.57, е). Каждый из импульсов u_1 и u_2 переводит триггер из одного состояния в другое; напряжение на выходе триггера показано на рис. 5.57, ж.

Напряжение $u_{тр}$ прикладывается к преобразователю уровня ПУ (рис. 5.56), который должен исключить постоянную составляющую; форма напряжения на выходе ПУ представлена на рис. 5.57, з. Для ПУ можно использовать

МОП-транзисторы, цепи стабилизации напряжения с ограничителями на диодах и быстродействующие ОУ с регулировкой тока постоянной составляющей в точке суммирования. Низкочастотная составляющая, выделяемая из напряжения $u_{ПУ}$ ФНЧ (см. рис. 5.57, и),

$$E_d = U_0 \frac{\tau}{T_1} - U_0 \frac{T_1 - \tau}{T_1} = U_0 \left(\frac{2\tau}{T_1} - 1 \right).$$

При $\tau = m/f_2$, $T_1 = n/f_1$

$$E_d = U_0(2mf_1/nf_2 - 1). \quad (5.49)$$

Согласно (5.49) напряжение E_d линейно зависит от частоты f_1 , следовательно, ЧМ сигнал следует подавать на первый вход ЧД. Характеристика детектирования, построенная согласно (5.49), показана на рис. 5.58. Решив (5.49) относительно $f_1 = f_n$ при $E_d = 0$, найдем $f_n = nf_2/2m$. Рассмотренный ЧД работает при $T_1 \geq \tau$, т.е. $f_1 \leq f_2 n/m$, в нем использованы логические элементы и счетчики серии КМОП. Характеристика детектирования ЧД линейна в диапазоне частот $\pm f_n$. Выбором значений n , m или f_2 можно установить значение частоты при $E_d = 0$. Импульсный ЧД обладает свойствами АО: напряжение E_d не зависит от $U_{вх}$. Поскольку импульсный ЧД не содержит индуктивностей, он удобен для интегрального исполнения.

На рис. 5.59, а приведена схема ЧД с преобразованием ЧМ колебаний в импульсное напряжение, а на рис. 5.59, б показаны диаграммы, поясняющие его работу. Входные сигналы с частотами f_1 и f_2 подаются на входы формирующих устройств УФ₁ и УФ₂ соответственно. На выходах УФ присутствуют последовательно короткие прямоугольные импульсы u'_1 и u'_2 , частоты повторений которых равны частотам колебаний входных синусоидальных сигналов – ЧМ сигнала ($u_{вх1}, f_1$) и опорного сигнала ($u_{вх2}, f_2$). Предположим, что $f_1 > f_2$ и триггеры Тр₃ и Тр₄ находятся в исходном нулевом состоянии (на выходах Q – логический 0). По срезу каждого импульса u'_1 триггер Тр₃ переходит в единичное состояние u''_1 , и

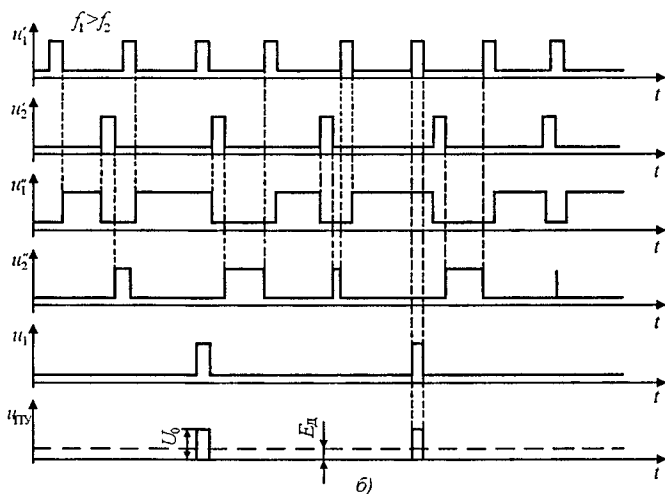
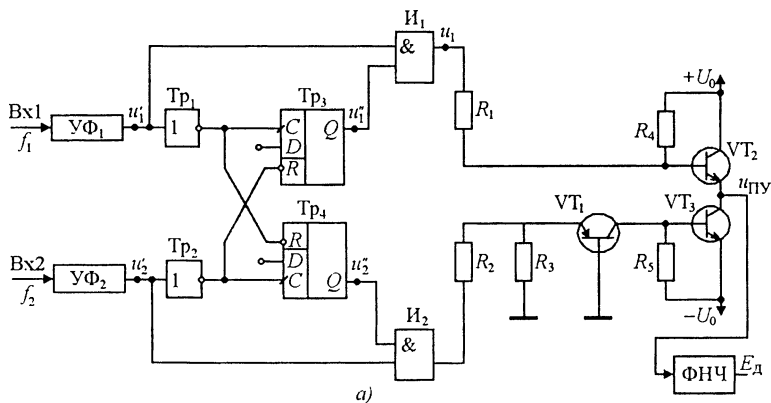


Рис. 5.59

схема совпадения $И_1$ закрывается. Аналогично триггер $Тр_4$ переходит в единичное состояние под действием импульсов с частотой f_2 , а сбрасывается в нуль под действием импульсов с частотой $f_1 (u_1'')$.

Если после прихода очередного импульса u_1' триггер $Тр_1$ не будет сброшен в нуль до прихода следующего импульса этой последовательности, то последний импульс пройдет на выход схемы совпадения $И_1$ (напряжение u_1). Другими словами, импульс на выходе $И_1$ появляется тогда, когда два соседних импульса u_1' попадают между двумя соседними импульсами u_2' . Это происходит в те интервалы времени, когда разность фаз входных сигналов примерно равна нулю (при постоянной не равной нулю разности частот f_1 ,

f_2 разность фаз входных сигналов непрерывно линейно меняется). Исходя из этого можно найти частоту повторений импульсной последовательности на выходе I_1 через число N периодов $u_{\text{вх1}}$, за время которых разность фаз входных сигналов меняется от 0 до 2π : $N = T_2 / (T_2 - T_1)$, где T_1 и T_2 – периоды входных сигналов с частотами f_1 и f_2 соответственно. Отсюда на выходе I_1 частота повторений импульсной последовательности $F = 1/T = 1/NT_1 = (T_2 - T_1) / T_1 T_2 = f_1 f_2 (1/f_2 - 1/f_1) = f_1 - f_2$, т.е. рассматриваемый ЧД работает в режиме непосредственного вычитания частот.

Аналогично при $f_1 < f_2$ импульсная последовательность с разностной частотой повторений $(f_2 - f_1)$ появляется на выходе схемы совпадения I_2 .

Импульсы с выходов I_1 и I_2 поступают на преобразователь уровня, собранный на транзисторах $VT_1 - VT_3$, который преобразует однополярные последовательности с выходов I_1 и I_2 в суммарную двуполярную последовательность импульсов $u_{\text{пу}}$, которая затем подается на ФНЧ. Низкочастотная составляющая, выделяемая из напряжения $u_{\text{пу}}$, $E_d = \pm U_0 \tau / T = \pm U_0 \tau \Delta f$, где τ – длительность импульсов на выходах I_1 и I_2 ; Δf – разность частот входных колебаний. Таким образом, ЧД имеет линейную характеристику детектирования. Длительность импульсов τ определяется параметрами формирующих устройств и для нормальной работы ЧД должна быть малой. Поэтому для увеличения крутизны характеристики детектирования необходимо увеличивать напряжение U_0 или включать на выходе УПТ.

Выпускаются специальные ИМС ЧД и ИМС, в которые ЧД входит в качестве одного из элементов. В ИМС ЧД часто строятся по дифференциальной схеме с преобразованием на низкую частоту, при этом расширяется линейный участок характеристики детектирования и уменьшается уровень комбинационных составляющих.

5.14. ДЕТЕКТОРЫ С УПРАВЛЯЕМОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

При работе в условиях действия случайных возмущений, обусловленных внутренними шумами приемного устройства, амплитудными флуктуациями входного сигнала и другими причинами, на вход детектора в радиоприемном устройстве поступает радиосигнал, смешанный с шумами.

Зависимость величины помехи $U_{\text{ш}}$ на выходе ЧД от расстройки Δf имеет вид, представленный на рис 5.60 (зависимость 1). Эта зависимость справедлива для случая, когда амплитуда помехи мала по сравнению с амплитудой сигнала. Рассмотрение рисунка показывает, что при больших расстройках помехозащищенность сигналов с ЧМ резко падает.

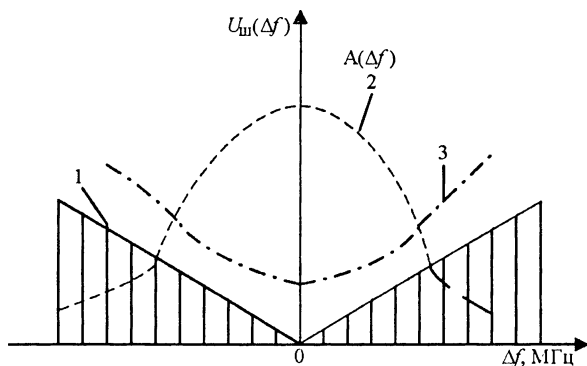


Рис. 5.60

Одним из широко применяемых эффективных методов борьбы с этим недостатком ЧД является введение предискажений ЧМ сигналов на передаче путем подъема высокочастотных составляющих. Причем для выравнивания сигнала на передающем конце предискажения должны быть введены с АЧХ (рис. 5.60, кривая 3), обратной АЧХ приемника (кривая 2, рис. 5.60).

При прохождении сигнала в приемнике через цепь с АЧХ $A(\Delta f)$ вида 2 (рис. 5.60) шумы, имеющие небольшую расстройку, будут ослаблены (их относительный вес).

Если необходимо получить высокую крутизну дискриминационной характеристики, можно использовать усилитель, однако он будет усиливать и сигнал и шумы, поэтому его применение не решает задачу повышения крутизны дискриминационной характеристики. Можно повысить крутизну применением узкополосных фильтров, однако это приводит к затягиванию переходных процес-

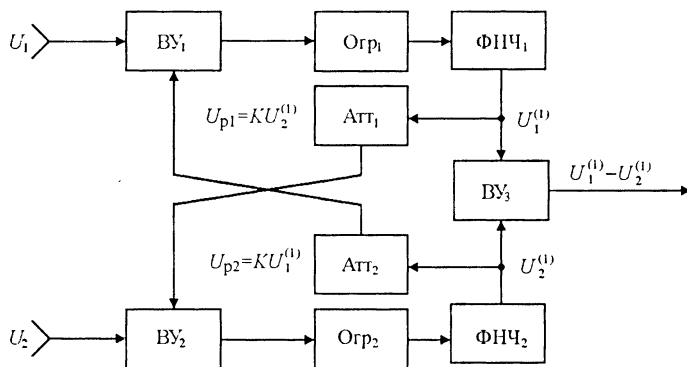


Рис. 5.61

сов и уменьшению размаха рабочего участка характеристики. Эффективным методом повышения крутизны является использование дискриминаторов с управляемой характеристикой, реализуемых на основе устройств с взаимными обратными связями (УВОС) [7].

Структурная схема УВОС имеет вид, представленный на рис. 5.61, где VY_1, VY_2, VY_3 – вычитающие устройства; Ogr_1, Ogr_2 – ограничители минимума по нулевому уровню; Att_1, Att_2 – аттенюаторы, ослабляющие процессы в K раз.

Из рассмотрения устройства очевидно, что оно реализует алгоритм

$$U_1^{(1)} = U_1 - KU_2^{(1)} \quad \text{при} \quad KU_2 < U_1 < \frac{U_2}{K};$$

$$U_2^{(1)} = U_2 - KU_1^{(1)} \quad \text{при} \quad KU_1 < U_2 < \frac{U_1}{K}.$$
(5.50)

Для реализации системы уравнений необходимы два канала, в каждом из которых содержится по вычитающему устройству ($U_1 - KU_2^{(1)}$ и $U_2 - KU_1^{(1)}$), по аттенюатору ($KU_2^{(1)}$ и $KU_1^{(1)}$), при этом ограничители по нулевому уровню пропускают на выход только положительные значения разностей процессов, т.е. $KU_j < U_i < U_j/K$, а наличие обратных связей также следует из структуры $U_i - KU_j^{(1)}$.

Для устройства с взаимными обратными связями (УВОС) характерны три режима работы: “мягкий” при $K < 1$, (детекторная характеристика наклонная); “критический” при $K = 1$ (детекторная характеристика релейная) и “жесткий” при $K > 1$ (детекторная характеристика гистерезисная). В общем случае структуры с обратными связями могут быть реализованы до и после детектора. На рис. 5.62–5.64 изображены схемы, реализующие последетекторную обработку, где ПФ – полосовой фильтр; РУ – решающее устройство; СВП – схема выработки порога.

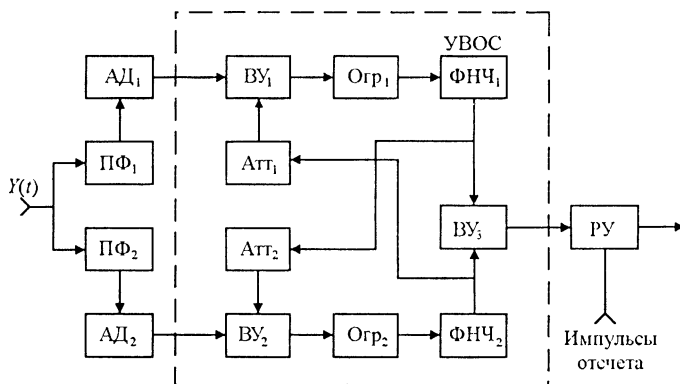


Рис. 5.62

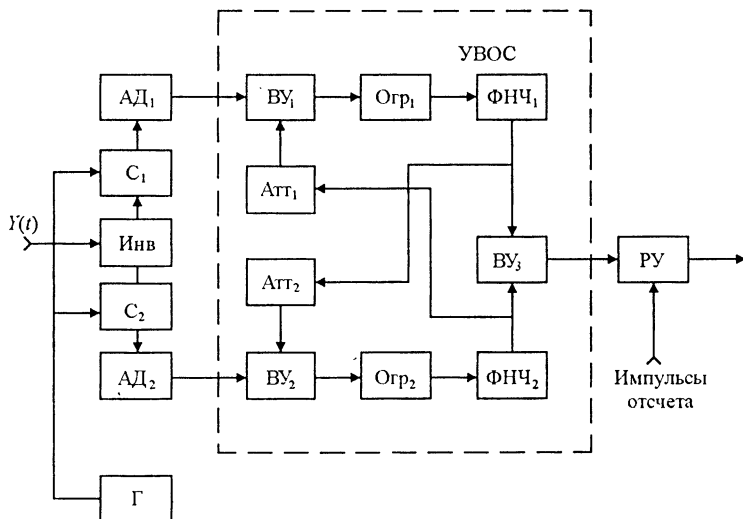


Рис. 5.63

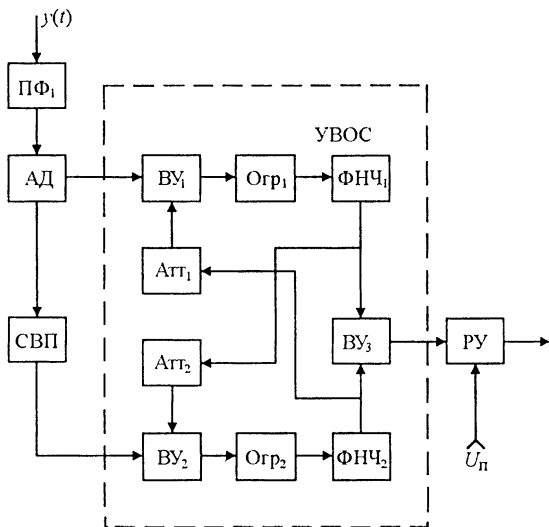


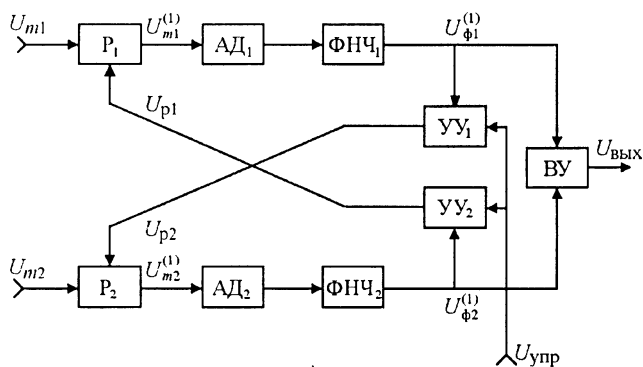
Рис. 5.64

Структуры выполнены на основе УВОС, поэтому их называют: частотный дискриминатор с взаимными обратными связями (ЧДВОС – рис. 5.62), фазовый дискриминатор с ВОС (ФДВОС – рис. 5.63) и амплитудный дискриминатор с ВОС (АДВОС – рис. 5.64).

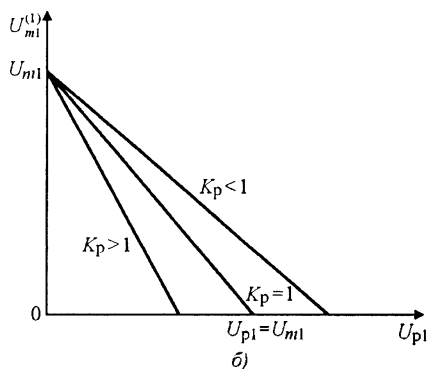
В общем случае для обеспечения изменения крутизны характеристики дискриминатора от наклонной до гистерезисной формы необходимы усилители, а не аттенюаторы. Следует отметить, что при отсутствии шумов повышение крутизны характеристики может быть обеспечено обычным усилителем, однако применение усилителя не обеспечит получения гистерезисной формы характеристики.

Достоинством схем последетекторной реализации структур с УВОС является их простота, однако техническая реализация требует выполнения схем с большим количеством каскадов, связанных по постоянному току, что имеет известные недостатки, обусловленные с дрейфом нуля и т.д. К тому же последетекторные алгоритмы обычно обеспечивают более низкие технические характеристики.

На рис. 5.65, а приведена схема додетекторной реализации структуры с обратными связями, где Р – регуляторы уровня проходящих сигналов; УУ – управляемые усилители.



а)



б)

Рис. 5.65

Зависимость выходного напряжения $U_{m1}^{(1)}$ от регулирующего U_{p1} имеет вид, представленный на рис. 5.65, б, и определяется соотношением

$$U_{m1}^{(1)} = \begin{cases} U_{m1} - K_{p1} U_{p1}; & 0 < U_{p1} < \frac{U_{m1}}{K_{p1}}; \\ 0; & U_{p1} > \frac{U_{m1}}{K_{p1}}; \end{cases} \quad (5.51)$$

где U_{m1} – амплитуды входных напряжений; K_{p1} – крутизна регуляторной характеристики регулятора P_1 .

При додетекторной реализации

$$K_1 = K_{p1} K_{д1} K_{ф1}; \quad K_2 = K_{p2} K_{д2} K_{ф2},$$

где $K_{д}$ – коэффициент передачи детектора; $K_{ф}$ – коэффициент передачи ФНЧ.

Для выполнения требования симметричности каналов необходимо, чтобы $K_1 = K_2 = K$.

Следует отметить, что последетекторная реализация УВОС не сложна, а при додетекторной реализации регуляторы уровня P_1 , P_2 являются наиболее сложно реализуемыми узлами. Обычно хорошие результаты дает применение управляемых одно- и двухсторонних ограничителей с характеристикой типа зоны нечувствительности (ограничение изнутри).

Дискриминационные характеристики ЧДВОС и ФДВОС при додетекторной реализации имеют вид, представленный на рис. 5.66 и 5.67 соответственно, где U_{m1} и U_{m2} для ЧД определяются АЧХ фильтров ПФ₁ и ПФ₂ (см. рис. 5.62), а для ФД – соотношениями (см. рис. 5.63).

$$U_{m1}(\varphi) = 2U \cos \frac{\varphi}{2}; \quad U_{m2}(\varphi) = 2U \sin \frac{\varphi}{2};$$

где $U_c = U_{ор} = U$; U_c – амплитуда сигнала; $U_{ор}$ – амплитуда напряжения гетеродина.

Дискриминационные характеристики не позволяют наглядно сравнить работу различных детекторов при наличии на входе шума, так как используя АРУ, можно поддерживать постоянной крутизну дискриминационной характеристики при изменении отношения сигнал/шум на входе, однако, при этом увеличивается и уровень шума на выходе устройства, т.е. отношение $P_c/P_{ш}$ на выходе остается прежним. Поэтому при наличии помех на входе сравнивать дискриминаторы удобнее по относительным дискриминационным характеристикам

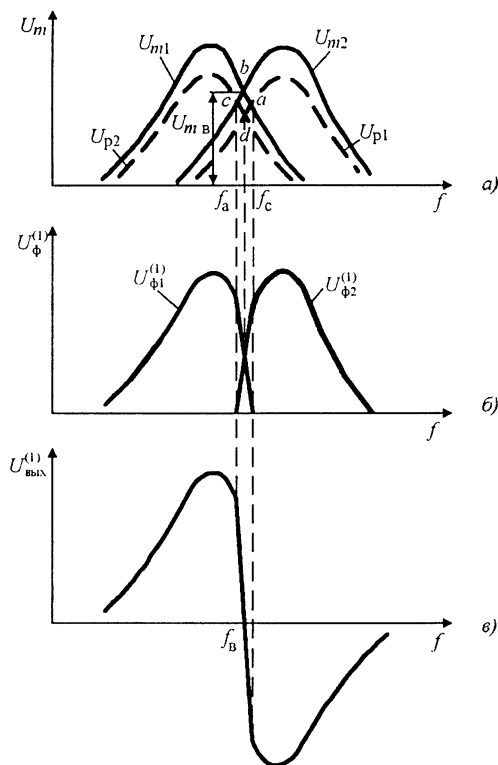


Рис. 5.66

$$F(\xi) = \frac{M(\xi)}{\sqrt{D(\xi)}}, \quad (5.52)$$

где $M(\xi)$ – зависимость математического ожидания (дискриминационная характеристика); $D(\xi)$ – зависимость дисперсии (дисперсионная характеристика).

Характеристика (5.52) удобна тем, что она отражает не только такие традиционные параметры характеристик как размах, линейность и т.д., но и степень их устойчивости в условиях воздействия помех.

Рассмотрим влияние шума на крутизну относительной дискриминационной характеристики УВОС, на вход которого поступает сигнал, амплитуда которого A линейно изменяется при изменении некоторого параметра входного сигнала ($Z_1 \leq Z \leq Z_3$), и шум.

Пусть в первом канале УВОС при $Z = Z_1$ присутствует сигнал и шум, а во втором – только шум, что соответствует передаче сим-

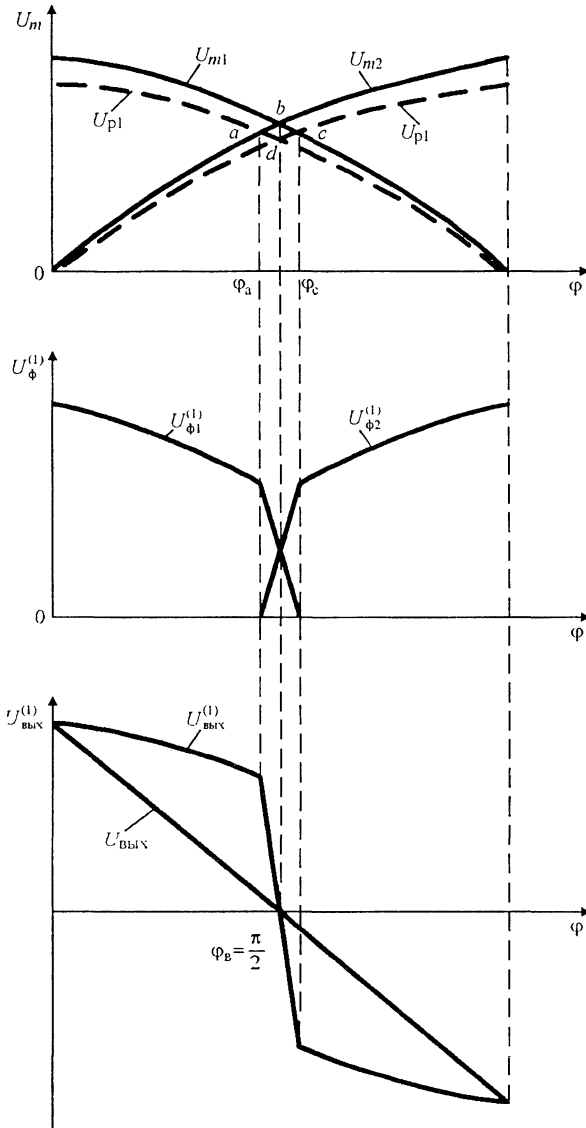


Рис. 5.67

вола +1. Тогда плотность вероятности процесса на входе первого канала распределена по закону Райса

$$W(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ax}{\sigma^2}\right),$$

а на входе второго канала – по закону Релея

$$W(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right).$$

При передаче символа -1 при $Z = Z_3$ ситуация изменится на противоположную, т.е. на входе первого канала плотность вероятности процесса будет распределена по закону Релея, а во втором канале – по закону Райса. В промежуточных состояниях $Z_1 < Z < Z_3$ в первом канале амплитуда A убывает, а во втором канале возрастает и плотности вероятности процессов на входах первого и второго каналов распределены по закону Райса с разными значениями параметра A .

Построим относительные дискриминационные характеристики ДВОС для трех случаев: $K = 0$ (обычный дискриминатор), $K = 1$, $K = 0,5$. Пусть $K = 0$, $\sigma = 1$; $A = 5$ ($P_c/P_{ш} = 12,5$). При сильном сигнале, когда $A \gg \sigma$ для расчета математического ожидания и дисперсии можно использовать приближенные формулы, приведенные в [8]:

если плотность вероятности распределена по закону Релея

$$M = 1,25\sigma; \quad D_{\text{вых}} = 0,43\sigma^2;$$

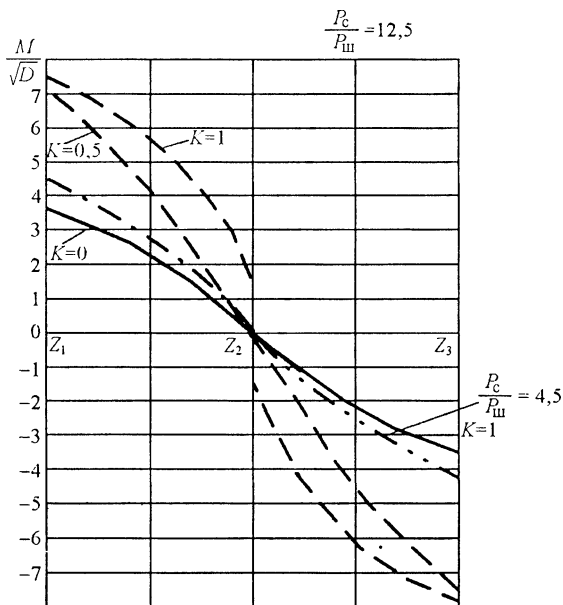


Рис. 5.68

если плотность вероятности распределена по закону Райса

$$M = A \left(1 + \frac{\sigma^2}{2A^2} \right); \quad D_{\text{вых}} = \sigma^2 \left(1 - \frac{\sigma^2}{4A^2} \right).$$

По результатам расчета построены зависимости, приведенные на рис. 5.68 (сплошные линии).

При построении аналогичных зависимостей ($A = 5$) для случая $K = 1$ и $K = 0,5$ использовался метод статистического моделирования на ЭВМ.

Аналогичная зависимость была рассчитана на ЭВМ для $P_c/P_{\text{ш}} = 4,5$ ($A = 3$), $\sigma = 1$ при $K = 1$ – штрих-пунктирная линия, которая проходит выше, чем зависимость при $K = 0$ для $A = 5$ (рис. 5.68). Из сравнения кривых на рис. 5.68 следует, что уменьшение отношения сигнал/шум на входе приводит к снижению крутизны относительных дискриминационных характеристик при любых значениях K . Однако, все относительные дискриминационные характеристики для УВОС ($K = 1; 0,5$) проходят выше соответствующих кривых для обычного дискриминатора ($K = 0$), т.е. УВОС обеспечивает повышение отношения $P_c/P_{\text{ш}}$ на выходе по сравнению с обычным дискриминатором.

В зависимости от места применения дискриминаторов с управляемой характеристикой величина $U_{\text{упр}}$ является функцией изменения какого-либо параметра при работе устройства. Так, при обработке в шумах ЧМ и ФМ сигналов $U_{\text{упр}}$ изменяется в зависимости от уровня шума на входе устройства; при использовании ФДУХ в системе ФАПЧ $U_{\text{упр}}$ изменяется при изменении частоты биений на входе ФД.

Вводя регулировку K в зависимости от значения отношения сигнал/шум на входе, можно обеспечить постоянство крутизны относительной дискриминационной характеристики.

5.15 КЛАССИФИКАЦИЯ ДЕТЕКТОРОВ

Современные радиоприемные устройства широко используют аналоговую и цифровую реализации отдельных функциональных узлов, в том числе детекторов, поэтому следует различать цифровые схемы, которые могут либо повторять принципы аналогового детектирования, либо реализовывать алгоритмы, отличающиеся от аналоговых, широко применяемых на практике.

В литературе нет установившегося названия устройствам, выполняющим операцию сравнения и одновременного преобразования одного вида сигнала в другой. В зависимости от области применения используют понятия: различитель, дискриминатор, демодулятор, детектор.

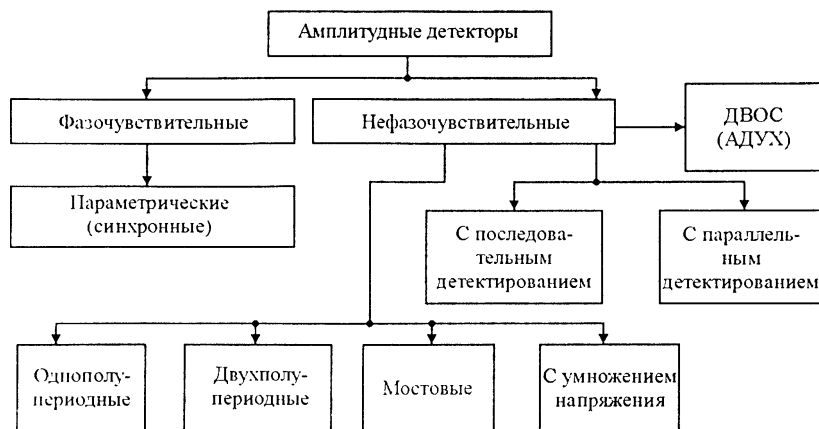


Рис. 5.69

Дискриминатором (от латинского *discriminato* – различать) – различителем называют устройство, преобразующее отклонение параметра некоторого входного воздействия $X_{вх}$ от заданной (эталонной) величины X_0 в выходное напряжение $U_{вых} = F(X_{вх} - X_0)$.

Проведем классификацию аналоговых детекторов на основе анализа ряда установившихся терминов и понятий. В радиосистемах различного назначения информацию обычно передают изменением какой-либо величины синусоидальных колебаний: амплитуды, частоты, фазы. Поэтому на приеме должен применяться соответствующий детектор (дискриминатор, демодулятор). Амплитудный детектор (АД) – это устройство, преобразующее разность амплитуд входных воздействий в выходное напряжение $U_{вых АД} = F(U_{вх} - U_0)$.

Различают фазочувствительные и нефазочувствительные АД, их классификация приведена на рис. 5.69. В фазочувствительных АД знак выходного напряжения зависит от фазы входного напряжения. В нефазочувствительных, схемы которых не отличаются от схем обычных выпрямителей, выходное напряжение сохраняет свой знак независимо от фазы входного напряжения.

Частотные детекторы (ЧД) преобразуют отклонение частоты входного воздействия $f_{вх}$ относительно некоторой эталонной частоты f_0 в выходное напряжение

$$U_{вых ЧД} = F(f_{вх} - f_0) = F(f_d).$$

В соответствии с указанным, ЧД классифицируют по величине f_d , способу задания f_0 и другим параметрам. Классификация ЧД приведена на рис. 5.70. По способу задания эталонной частоты f_0 все ЧД можно разделить на две группы:



Рис. 5.70

с настройкой эталонного фильтра (колебательного контура);
с подачей на один из входов ЧД гармонического колебания эталонной частоты.

К первой группе ЧД относятся резонансные и апериодические схемы. В резонансных детекторах f_d определяется резонансными контурами. Они используются на частотах $f_d > 5 \dots 20$ кГц. Апериодические детекторы (дискриминаторы) применяются на низких частотах при $0 < f_d < 5 \dots 10$ кГц. Ко второй группе ЧД относятся дискриминаторы нулевых биений с $f_d = 0$.

К резонансным ЧД относятся детекторы на расстроенных контурах, с фазовым сравнением, кварцевые, дробные (детектор отношений), резонансные, индуктивные с фазовым автовыбором. К апериодическим ЧД относятся детекторы с RC -цепью, с фазовращающей цепью, с ФНЧ и ФВЧ, мостовые. Ближе к группе частотных детекторов (дискриминаторов) примыкают корреляционные.

Фазовый детектор (ФД) – это устройство, выходной сигнал которого определяется разностью фаз колебаний, подаваемых на его входы. Мгновенное значение выходного напряжения ФД

$$U_{\text{вых ФД}} = U_{\text{ФД max}} F(\varphi),$$

где $F(\varphi)$ – нормированная характеристика ФД; φ – мгновенная разность фаз входных напряжений.

Разнообразные схемы ФД по принципу действия можно разделить на две большие группы: нелинейные векторомерные и параметрические. Классификация ФД приведена на рис. 5.71. К векторомерным относятся ФД, в которых выходное напряжение $U_{\text{вых ФД}}(t)$ образуется сравнением амплитуд векторных суммы и разности колебаний $U_1(t)$ и $U_2(t)$ с помощью нелинейных элементов и последующего детектирования результирующего сигнала.



Рис. 5.71

Детекторы (дискриминаторы) этой группы используют на высоких частотах. Наиболее распространенными дискриминаторами этого типа являются балансные и кольцевые. Балансный ФД с квадратичными амплитудными детекторами эквивалентен перемножителю входных колебаний с последующей фильтрацией высокочастотных составляющих.

К параметрическим относят детекторы, в которых преобразование разности фаз сигналов в выходное напряжение осуществляется при помощи линейных цепей с переменными параметрами. Параметры линейных цепей можно изменять плавно или скачкообразно. Параметрические ФД часто называют коммутационными. В коммутационных ФД одно из колебаний, называемое опорным, периодически изменяет параметры электрических цепей. В качестве коммутатора (ключа) применяют чисто механические прерыватели; электронные или транзисторные схемы. Коммутационные ФД используются обычно на сравнительно низких частотах (до сотен килогерц). В ряде случаев, в том числе когда требуется специальная характеристика ФД, например, в цифровых синтезаторах частоты, используются импульсно-фазовые дискриминаторы.

В общем случае ЧД и ФД можно рассматривать как последовательное включение преобразователя входного сигнала в изменение амплитуд и два АД.

Цифровые детекторы могут быть реализованы как прототипы известных аналоговых, например, амплитудных детекторов. Однако в гл.7 будет показано, что повторение в цифровых детекторах решений известных аналоговых схем не всегда является наилучшим.

Различают три принципа построения цифровых ЧД (ЦЧД): 1 – ЧМ сигнал преобразуется в сигнал с АМ с последующим амплитудным детектированием – это ЦЧД на расстроенных резонато-

рах; 2 – в ЧМ сигнале создается дополнительная ФМ относительно входного ЧМ сигнала с последующим фазовым детектированием, причем опорным для ФД является исходный ЧМ сигнал; в *автокорреляционном квадратурном ЧД* реализуется 2-й принцип. Различают также и обычные автокорреляционные ЦЧД. По 3-му принципу построен цифровой синхронно-фазовый детектор (ЦСФД). Различают обычную и квадратурную схемы ЦСФД, в них продетектированный сигнал создается в цепи управления частотой управляемого генератора.

Цифровые ФД строят на основе перемножителя и цифрового ФНЧ, а также по квадратурной схеме, включающей преобразователь Гильберта и косинусно-синусный генератор (КГС).

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. На основе каких систем можно реализовать амплитудный детектор?
2. Поясните принцип действия синхронного АД.
3. Чему равно напряжение на диоде в диодном АД без начального смещения?
4. Объясните принцип действия диодного АД с временной и спектральной точек зрения.
5. Чему равен и от каких параметров зависит коэффициент передачи диодного АД с линейно-ломаной ВАХ без начального смещения?
6. Чему равно и от каких параметров зависит входное сопротивление диодного АД? Поясните механизм влияния на входное сопротивление диодного АД сопротивления нагрузки.
7. Каковы особенности и область применения параллельного диодного АД?
8. Нарисуйте диаграммы напряжения и тока диода при детектировании АМ колебаний диодным АД с линейно-ломаной ВАХ.
9. Какие искажения возникают при детектировании АМ колебаний и какие способы борьбы с ними?
10. Поясните процесс установления напряжения на выходе диодного детектора радиоимпульсов и укажите способ оценки искажений продетектированного импульса.
11. Поясните принцип работы пикового детектора и укажите, от каких параметров зависит его коэффициент передачи.
12. Каковы структурная схема и принцип действия АО?
13. Нарисуйте принципиальные схемы и поясните принцип работы диодных и трансисторных АО.
14. Каковы структурная схема и принцип действия ФД?
15. Нарисуйте принципиальную схему и поясните принцип действия одноконтурного диодного ФД.
16. Рассмотрите принципиальную схему и поясните особенности балансного диодного ФД.
17. Нарисуйте структурную схему и с помощью диаграмм напряжений поясните принцип работы импульсного ФД.
18. В каких устройствах осуществляется частотное детектирование?
19. Укажите особенности одноконтурных и балансных ЧД.
20. Приведите принципиальные схемы и поясните принцип работы ЧД с преобразованием отклонения частоты в изменение амплитуды.
21. Каковы принципиальная схема и принцип действия ЧД с одиночным контуром, преобразующим изменение частоты в изменение фазового сдвига?

22. С помощью векторных диаграмм поясните принцип действия ЧД со связанными контурами.
23. Нарисуйте структурную схему детектора с управляемой характеристикой и поясните принцип действия.
24. Проведите и поясните классификацию АД.
25. Проведите и поясните классификацию ФД.
26. Проведите и поясните классификацию ЧД.
27. Какие разновидности цифровых детекторов Вы знаете?

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Вениаминов В.Н., Лебедев О.И., Мирошниченко А.И.** Микросхемы и их применение. – М.: Радио и связь, 1989. – 239 с.
2. **Горшков Б.И.** Элементы радиоэлектронных устройств. – М.: Радио и связь, 1989. – 177 с.
3. **Калихман С.Г., Шехтман Б.И.** Цифровая схемотехника в радиовещательных приемниках. – М.: Радио и связь, 1982. – 104 с.
4. **Побережский Е.С.** Цифровые радиоприемные устройства. – М.: Радио и связь, 1987. – 184 с.
5. **Цифровые радиоприемные системы** / М.И. Жодзишский, Р.Б. Мазепа, Е.П. Овсянников и др. / Под ред. М.И. Жодзишского. – М.: Радио и связь, 1990 – 208 с.
6. **Тяжев А.И.** Выходные устройства приемников с цифровой обработкой сигналов – Самара: Самарский университет, 1992. – 276 с.
7. **Плаксиненко В.С.** Устройства приема и обработки сигналов: Учебное пособие. Часть 2. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2000. – 128 с.
8. **Левин Б.Р.** Теоретические основы статистической радиотехники. Книга 1. – Сов. радио, 1969. – 752 с.

ГЛАВА 6

ГЕТЕРОДИННЫЙ ТРАКТ, РЕГУЛИРОВКИ И ИНДИКАЦИЯ В РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

6.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В процессе изготовления и эксплуатации радиоприемника приходится регулировать ряд его показателей: частоту настройки, коэффициент усиления, полосу пропускания и др. В зависимости от вида регулируемого параметра различают: регулировку усиления, которая может осуществляться в трактах радиочастоты и промежуточной частоты, а также в последетекторной части приемника; регулировку частоты настройки, обеспечивающую прием сигналов в широком диапазоне частот; регулировку полосы пропускания, которая может производиться в трактах радиочастоты и промежуточной частоты, а также в последетекторной части приемника. Возможны регулировки и ряда других параметров.

Регулировка бывает ручной и автоматической. Первая служит для установки исходных показателей РПрУ, вторая поддерживает выбранные показатели на требуемом уровне. Некоторые виды регулировок можно отнести к смешанным. В современных РПрУ для регулировок, управления и контроля широко используют микропроцессоры. В ряде приемников предусматривается дистанционное управление.

6.2. РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

Резонансный коэффициент усиления одноконтурного усилителя радиосигналов определяется выражением (3.12). Регулировка K_0 может осуществляться изменением любой величины, входящей в это выражение.

При синтезе устройств регулировки требуются существенная зависимость K_0 от напряжения регулировки $E_{\text{рег}}$, малый ток регулировки, малая зависимость других параметров усилителя от изменения E_0 . Рассматриваемые способы изменения усиления применимы как для ручных, так и для автоматических регулировок.

Регулировка изменением крутизны. Такая регулировка осуществляется изменением режима УЭ, поэтому называется *режимной*. Для изменения крутизны $[Y_{210}]$ необходимо менять напряжение смещения на управляющем электроде УЭ: напряжение $U_{БЭ0}$ в БТ или $U_{З10}$ в ПТ. Известно, что изменение $U_{БЭ0}$ вызывает существенное изменение крутизны в рабочей точке. При изменении напряжения смещения в ПТ меняется практически только крутизна, а в БТ еще и такие параметры, как $G_{вх}$ и $G_{вых}$.

Регулирующее напряжение $E_{пер}$ подается в цепь эмиттера либо базы транзистора. Схема регулировки первого вида показана на рис. 6.1, а, напряжение смещения на транзисторе $U_{БЭ0} = U_0 - E_{пер}$. По мере увеличения $E_{пер}$ напряжение $U_{БЭ0}$ уменьшается, что влечет за собой уменьшение тока $I_{К0}$ и крутизны, в результате чего коэффициент усиления K_0 снижается. Цепь регулировки должна обеспечить ток, примерно равный $I_{Э0}$. Если регулируются N каскадов, то ток регулировки $I_{пер} \approx NI_{Э0}$, поэтому цепь регулировки должна вырабатывать сравнительно большой ток $I_{пер}$, что является недостатком схемы рис. 6.1, а. От этого недостатка свободны цепи регулировки второго типа, в которых напряжение $E_{пер}$ вводится в цепь базы (рис. 6.1, б). Согласно рис. 6.1, б $U_{БЭ0} = U_0 - E_{пер}$, поэтому принцип регулировки в обоих случаях одинаков. Достоинство регулировки по схеме рис. 6.1, б состоит в том, что ток $I_{пер}$, равный току делителя $I_{Д} = (5 \dots 10) I_{Б0}$, во много раз меньше тока $I_{пер}$ при регулировке по схеме рис. 6.1, а. Включение в цепь эмиттера резистора приводит к уменьшению эффективности регулировки, так как он обеспечивает стабилизацию режима не только при изменении температуры, но и при изменении $E_{пер}$. При включении этого резистора для обеспечения той же глубины регулировки необходимо подавать большее значение напряжения $E_{пер}$. Аналогично осуществляется режимная регулировка в усилителе на ПТ.

Регулировка изменением эквивалентного сопротивления контура. Такая регулировка может осуществляться различными способами. На рис. 6.2 показана схема регулировки с подклю-

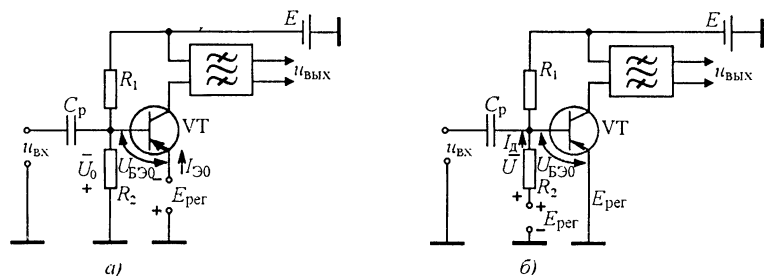


Рис. 6.1

ным параллельно контуру диодом VD. При $E_{\text{рег}} > U_k$ диод закрыт и контур практически им не шунтируется; при этом R_3 и K_0 наибольшие. При $E_{\text{рег}} < U_k$ диод открывается и его входное сопротивление шунтирует контур. В этом случае R_3 , а следовательно, и K_0 уменьшаются. Основной недостаток такого способа регулировки состоит в том, что при изменении R_3 меняется не только K_0 , но и эквивалентное затухание контура, а это вызывает изменение полосы пропускания усилителя. Тем не менее, при сильном сигнале допустимо некоторое ухудшение избирательности.

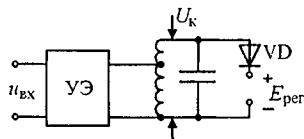


Рис. 6.2

Регулировка изменением коэффициентов включения.

Принцип такого способа регулировки состоит в том, что напряжение с контура подается на некоторый делитель $Z_1 Z_2$, изменяя одно из сопротивлений которого можно менять коэффициент включения n (см. рис. 3.6). Аналогична и схема для изменения m . В качестве сопротивлений Z_1 и Z_2 можно использовать катушки с переменной индуктивностью, либо конденсаторы с переменной емкостью, однако этот способ регулировки практически не используют, так как он связан с трудно предотвратимой расстройкой контура, возникающей при изменении сопротивлений делителя.

Аттенуаторная регулировка. При таком способе регулировки между усилительными каскадами включают аттенуатор с переменным коэффициентом передачи. Используются регулируемые делители, емкостные делители на варикапах, мостовые схемы. Так, на рис. 6.3, а показана схема регулируемого аттенуатора на диодах VD_1 – VD_3 . При $|E_{\text{рег}}| < |U_0|$ диоды VD_1 , VD_2 открыты, а диод VD_3 закрыт; при этом коэффициент передачи максимален. По мере увеличения $E_{\text{рег}}$ динамические сопротивления диодов VD_1 и VD_2 увеличиваются, а динамическое сопротивление диода VD_3 уменьшается и, следовательно, уменьшается коэффициент передачи аттенуатора. На рис. 6.3, б представлена схема делителя, в которой в качестве управляемого сопротивления применен ПТ: под действием $E_{\text{рег}}$ меняется сопротивление канала транзистора.

Широко используют аттенуаторы на p - i - n -диодах, обладающих большим диапазоном изменения сопротивления и малой емкостью. На рис. 6.3, в показана схема аттенуатора на p - i - n -диодах работой которых управляют изменением смещения на базе транзистора VT_1 с помощью резистора $R_{\text{рег}}$. При нулевом напряжении регулировки диоды VD_1 и VD_2 закрыты, а VD_3 открыт и затухание аттенуатора минимально. При максимальном напряжении регулировки диоды VD_1 и VD_2 открыты, а VD_3 закрыт и затухание аттенуатора максимально.

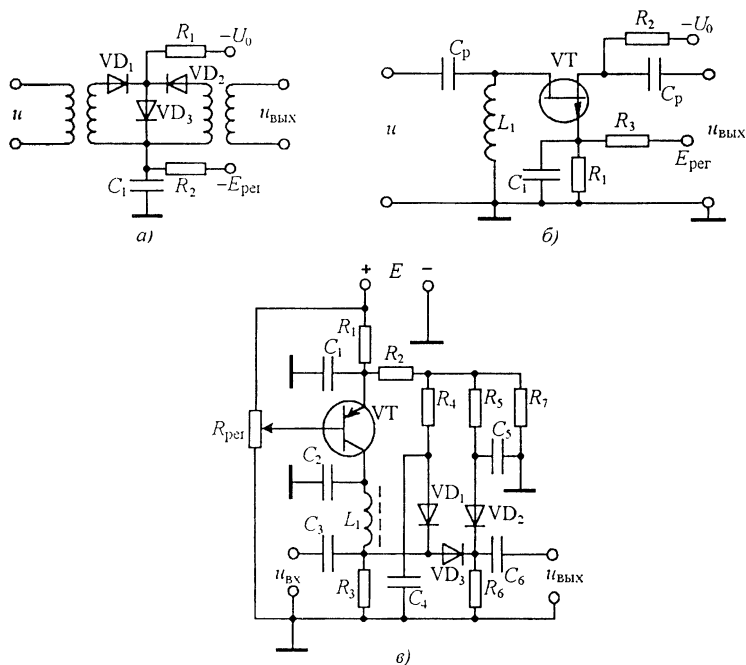


Рис. 6.3

Регулировка с помощью регулируемой ООС. Этот способ, как и аттенуаторная регулировка, не вытекает непосредственно из выражения (3.12). Типовая схема изменения K_0 регулируемой ООС показана на рис. 6.4; ООС в этом случае вводится в цепь эмиттера транзистора. В усилительных каскадах параллельно R_3 , обычно включают конденсатор C_3 большой емкости для устранения ООС. В схеме, показанной на рис. 6.4, глубину ООС можно регулировать изменением емкости конденсатора $C_{пер}$; блокировочный конденсатор $C_{бл}$ служит для разделения по постоянному току цепей регулировки и питания транзистора. В качестве $C_{пер}$ обычно используется варикап VD. С увеличением $E_{пер}$ диод VD закрывается сильнее, его емкость $C_{пер}$ уменьшается, напряжение ООС увеличивается, коэффициент усиления K_0 уменьшается.

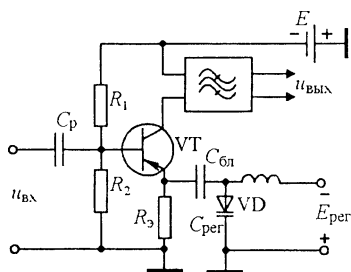


Рис. 6.4

Регулировка усиления в трактах звуковой и видеочастот. Способы регулировки коэффициента усиления каскадов последетекторной

части приемника в основном те же, что и способы регулировки K_0 резонансных усилителей. Чаще в усилителях звуковых частот применяют плавную потенциометрическую регулировку усиления; в широкополосных усилителях такую регулировку используют обычно в низкоомных цепях. Наряду с потенциометрической часто осуществляют (особенно в широкополосных каскадах и ОУ) регулировку усиления с помощью регулируемой ООС. В некоторых случаях находит применение и режимная регулировка. Для электронной регулировки усиления и стереобаланса используют также специализированные ИМС.

6.3. АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) предназначена для поддержания постоянного напряжения на выходе УПЧ, необходимого для нормальной работы выходных устройств приемника [2]. Уровень сигнала на входе приемника изменяется обычно в очень широких пределах; при максимальном напряжении на входе РПРУ система АРУ должна обеспечить минимальный коэффициент усиления УТ приемника и наоборот. Таким образом, задача АРУ – изменять усиление УТ РПРУ в зависимости от уровня входного сигнала. Система АРУ должна иметь устройство, напряжение $E_{\text{рег}}$ на выходе которого зависит от уровня сигнала в радиотракте. Таким устройством может служить, например, амплитудный детектор. Напряжение $E_{\text{рег}}$, подаваемое на усилительные каскады, изменяет их коэффициент усиления. Для АРУ в приемнике создается цепь, состоящая из детектора АРУ и фильтра.

За счет АРУ в приемнике диапазон изменения напряжения сигнала $U_{\text{вых}}/U_{\text{вых ном}} = \alpha$ на его выходе меньше, чем диапазон изменения сигнала $U_{\text{вх}}/U_{\text{вх ном}} = \beta$ на входе, где $U_{\text{вых ном}}$ и $U_{\text{вх ном}}$ – требуемые номинальные напряжения соответственно на выходе и входе приемника. Чем больше отношение α/β , называемое диапазоном АРУ, тем эффективнее АРУ в приемнике.

В зависимости от способа подачи регулируемого напряжения АРУ подразделяются на обратные, прямые и комбинированные.

Структурная схема обратной АРУ. В этой схеме (рис. 6.5, а) напряжение регулировки $E_{\text{рег}}$ получают из напряжения $U_{\text{вых}}$ на выходе регулируемого усилителя (РУ), в котором могут применяться способы регулировки усиления, рассмотренные в § 6.2. Напряжение $E_{\text{рег}}$ подается со стороны выхода в направлении входа РУ, что и обусловило название этого вида АРУ. Детектор АРУ (Д) обеспечивает напряжение $E_{\text{рег}}$ на его выходе, пропорциональное амплитуде напряжения $U_{\text{вых}}$: $E_{\text{рег}} = K_d U_{\text{вых}}$. Фильтр АРУ (Ф) отфильтровывает составляющие частот модуляции и пропускает мед-

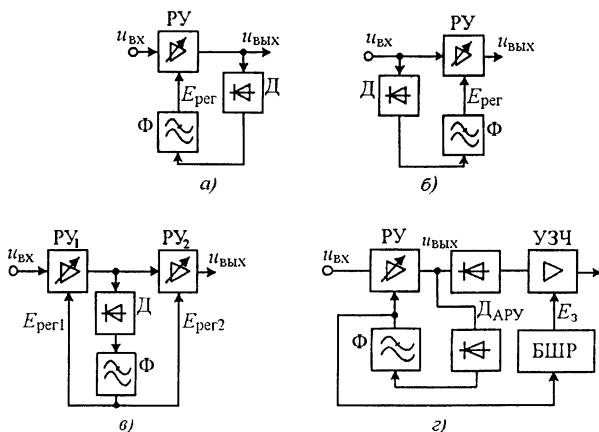


Рис. 6.5

ленно меняющиеся составляющие напряжения $E_{\text{пер}}$. Цепь АРУ, которая состоит только из детектора и фильтра, называют простой АРУ. В цепь АРУ может включаться усилитель до или после детектора. Усилитель до детектора АРУ – это УПЧ, после детектора – УПТ. В высококачественных РПрУ усилитель иногда включают и до и после детектора. При наличии в цепи АРУ усилителя ее называют усиленной.

Работа регулируемого усилителя совместно с цепью АРУ описывается характеристикой АРУ (рис. 6.6), выражающей зависимость $U_{\text{вых}} = F(U_{\text{вх}})$. Если АРУ простая, то при увеличении $U_{\text{вх}}$ напряжение $U_{\text{вых}} = K_0 U_{\text{вх}}$ из-за уменьшения за счет АРУ резонансного коэффициента усиления K_0 увеличивается в меньшее число раз, чем напряжение $U_{\text{вх}}$. С повышением $U_{\text{вых}}$ увеличивается $E_{\text{пер}}$ и соответственно уменьшается K_0 . Недосток простой АРУ состоит в том, что коэффициент усиления радиотракта уменьшается и при приеме слабых сигналов, когда этого не требуется. Для устранения этого недостатка используют АРУ с задержкой, в которой цепь

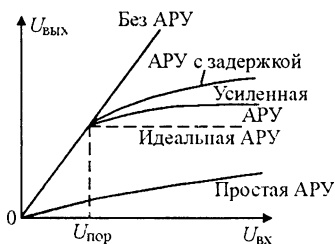


Рис. 6.6

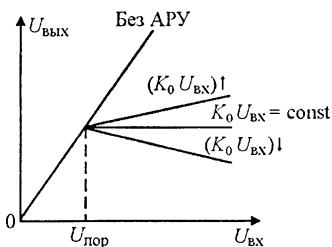


Рис. 6.7

АРУ начинает действовать только в том случае, когда входное напряжение $U_{вх}$ превышает пороговое $U_{пор}$; при этом слабые сигналы цепью АРУ не ослабляются (см. рис. 6.6). При идеальной работе цепи АРУ с задержкой для $U_{вх} \geq U_{пор}$ напряжение на выходе усилителя постоянно (штриховая линия на рис. 6.6). По мере увеличения коэффициента усиления усилителя в цепи регулировки характеристика АРУ реального усилителя все в большей степени приближается к идеальной.

Недостатком обратной регулировки является то, что она не позволяет получать идеальную характеристику АРУ: можно лишь приблизиться к ней. Обратная АРУ не может быть идеальной, поскольку для ее работы принципиально необходимо приращение выходного напряжения $\Delta U_{вых}$. Если допустить, что АРУ идеальна, то $\Delta U_{вых} = 0$, при этом $E_{рег} = \text{const}$, $K_0 = \text{const}$, регулировка отсутствует, а, следовательно, $U_{вых}$ должно возрасть.

Структурная схема прямой АРУ. Цепь АРУ (см. рис. 6.5, б) подключена к входу регулируемого усилителя, напряжение регулировки $E_{рег}$ получается в результате детектирования входного напряжения. При увеличении $U_{вх}$ напряжение на выходе детектора АРУ возрастает, при этом увеличивается $E_{рег}$, что вызывает уменьшение K_0 . Напряжение $U_{вых} = K_0 U_{вх}$. Если $U_{вх}$ увеличивается, то K_0 уменьшается; при этом их произведение может оставаться постоянным. Прямая АРУ позволяет в принципе получить идеальную характеристику регулировки (рис. 6.7), но практически добиться этого не удастся. Такой АРУ свойствен ряд недостатков, основной из которых состоит в необходимости включать перед детектором в цепи АРУ дополнительный усилитель с большим коэффициентом усиления. Прямая АРУ нестабильна, т.е. подвержена действию различных дестабилизирующих факторов. Если, например, из-за изменения температуры или напряжения источника питания коэффициент усиления K_0 регулируемого усилителя увеличится, то характеристика АРУ из идеальной превратится в характеристику с нарастающим $U_{вых}$ (см. рис. 6.7).

Структурная схема комбинированной АРУ. В этом случае (см. рис. 6.5, в) рационально используются преимущества обеих схем АРУ: стабильность обратной АРУ и возможность получения идеальной характеристики в прямой АРУ. Для первого усилителя — это обратная, а для второго — прямая АРУ. Основная регулировка происходит в РУ₁; он, как правило, содержит несколько регулируемых каскадов. Второй регулируемый усилитель обычно однокаскадный, его основная задача — несколько скомпенсировать возрастающее напряжение на выходе первого усилителя. То, что идеальная регулировка на практике не достигается, не имеет большого значения, так как пределы изменения $U_{вых}$ невелики.

Бесшумная АРУ. Система АРУ обеспечивает в приемнике максимальное усиление тогда, когда принимается слабый сигнал. Это приводит к увеличению уровня шумового напряжения на выходе приемника. Это явление устраняет бесшумная АРУ (см. рис. 6.5, з), для реализации которой создается специальная цепь бесшумной регулировки БШР, управляемая $E_{\text{пер}}$. Если $E_{\text{пер}}$ становится ниже определенного уровня, то цепь БШР вырабатывает напряжение E_3 , запирающее УЗЧ; при превышении $E_{\text{пер}}$ этого порогового уровня E_3 становится равным нулю, УЗЧ отпирается и работа приемника восстанавливается. Имеется ряд схемных реализаций цепи БШР.

Назначение фильтра в цепи АРУ. Амплитуда сигнала в приемнике может изменяться по двум причинам: 1) при использовании амплитудной модуляции для передачи информации в системе связи или радиовещания; 2) из-за замираний, при которых уровень сигнала на входе приемника изменяется по случайному закону в широких пределах. Цепь АРУ должна устранять только замирания сигнала, но не должна реагировать на полезные изменения амплитуды АМ сигнала, что обеспечивается с помощью фильтра АРУ.

Скорость полезных и вредных изменений амплитуды сигнала различна. При АМ амплитуда сигнала подвержена быстрым изменениям, например, при телефонной связи и звуковом радиовещании частота модуляции составляет 50...5000 Гц. Замирания сигнала в основном медленные, обычно частота замираний 0,1...10 Гц. Напряжение E_d на выходе детектора АРУ содержит полезную и вредную из-за замираний сигнала составляющие. Напряжение $E_{\text{пер}}$ на выходе фильтра АРУ определяется только вредной составляющей напряжения E_d .

В качестве фильтра используют обычно простую цепь $R_{\text{ф}}C_{\text{ф}}$. Если АРУ применяется в нескольких регулируемых каскадах усиления, то ставят не один, а несколько фильтров.

Искажения АМ сигнала в усилителе с АРУ. В реальных цепях АРУ фильтр не полностью подавляет составляющие частоты модуляции напряжения на выходе детектора АРУ. Это приводит к искажениям сигнала. Для пояснения процесса возникновения искажений положим вначале, что цепь АРУ идеальна, а на входе регулируемого усилителя действует АМ колебание с модуляцией одним тоном частоты F ; тогда огибающая этого АМ колебания $U_{\text{вх}} = U_{\text{н}}(1 + m \cos \Omega t)$, где m – коэффициент модуляции; $\Omega = 2\pi F$ – угловая частота модулирующего колебания; $U_{\text{н}}$ – амплитуда несущей. При идеальной АРУ цепь регулировки вырабатывает постоянное напряжение $E_{\text{пер}0}$, при котором коэффициент усиления усилителя $K_0 = S_{\text{пер}}E_{\text{пер}}$, где $S_{\text{пер}}$ – крутизна регулировочной характеристики. Тогда при идеальной цепи АРУ огибающая выходного напряжения

$$U_{\text{вых}} = K_0 U_{\text{вх}} = K_0 U_{\text{н}} (1 + m \cos \Omega t). \quad (6.1)$$

В реальной цепи АРУ фильтр не полностью подавляет составляющие частоты модуляции, к тому же вносит определенный фазовый сдвиг φ , с учетом которого напряжение регулировки $E_{\text{пер}} = E_{\text{пер}0}[1 + m' \cos(\Omega t + \varphi)]$, где $m'E_{\text{пер}}$ — амплитуда составляющей частоты F на выходе фильтра АРУ. Предположим, что зависимость коэффициента усиления усилителя от $E_{\text{пер}}$ — линейная с крутизной $S_{\text{пер}}$ регулировочной характеристики. При этом коэффициент усиления регулируемого усилителя будет меняться по закону $K = K_0[1 + S_{\text{пер}}m' \cos(\Omega t + \varphi)]$ и огибающая напряжения на выходе регулируемого усилителя

$$U_{\text{вых}} = KU_{\text{вх}} = U_{\text{н}}(1 + m \cos \Omega t) K_0[1 + S_{\text{пер}}m' \cos(\Omega t + \varphi)].$$

Произведя преобразования, получим

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{н}}K_0(1 + m \cos \Omega t) + U_{\text{н}}K_0S_{\text{пер}}m'[\cos(\Omega t + \varphi) + 0,5m \cos \varphi + 0,5m \cos(2\Omega t + \varphi)]. \quad (6.2)$$

Сравнивая (6.1) и (6.2), отмечаем, что напряжение $U_{\text{вых}}$ при неидеальном фильтре АРУ отличается от $U_{\text{вых}}$ при идеальном, что обуславливает появление искажений сигнала. Эти искажения проявляются в следующем: 1) изменяется коэффициент усиления с частотой модуляции, что приводит к изменению коэффициента модуляции сигнала, при $\varphi = 0$ и отрицательной $S_{\text{пер}}$ глубина модуляции сигнала уменьшается; 2) напряжение на выходе усилителя оказывается промодулированным не только тоном с частотой F , но и его второй гармоникой с частотой $2F$, что приводит к нелинейным искажениям закона модуляции. Эти искажения тем больше, чем больше произведение $S_{\text{пер}}m'$, при $S_{\text{пер}}m' = 0$ искажения отсутствуют.

Автоматическая регулировка усиления приемников импульсных сигналов (рис. 6.8). Для АРУ таких приемников характерны две особенности.

1. Импульсный сигнал детектируется дважды: вначале детектором радиоимпульсов ($D_{\text{ри}}$), а затем пиковым детектором ($D_{\text{п}}$). Детекторы необходимы не только для нормальной работы АРУ, но

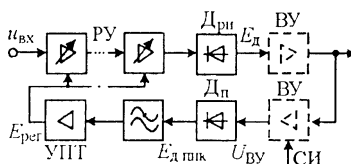


Рис. 6.8

и для детектирования сигнала в самом приемнике. Чтобы не ставить два детектора (в цепи сигнала и АРУ), детектор радиопульсов часто делают общим. Общим может быть и видеоусилитель (ВУ).

2. В интервалах между полезными импульсами могут возникнуть различные помехи; при импульсной многоканальной связи между импульсами данного канала действуют импульсы других каналов. В этом случае АРУ реагирует на все импульсы, а не только на те, которые должны быть выделены. Для устранения этого недостатка цепь АРУ открывают только на время действия полезных импульсов, т.е. применяют стробирование. Для этого один из каскадов цепи АРУ (обычно видеоусилитель) делают стробируемым, который открывается стробирующим импульсом (СИ) на время действия полезного импульса.

Быстродействующая АРУ (БАРУ). Такая АРУ предназначена для устранения перегрузки усилителя при действии мощной помехи. Для этой цели усилитель выполняют с переменным смещением; при мощной помехе цепь АРУ вырабатывает напряжение $E_{\text{рег}}$, смещающее рабочую точку транзистора усилителя влево (отрицательное смещение на УЭ возрастает). При этом усилитель не перегружается и информация об импульсном сигнале не теряется. Отличительная особенность БАРУ – высокая скорость ее срабатывания при мощной помехе; цепь БАРУ инерционна для сигнала и срабатывает только от помехи. Постоянная времени фильтра БАРУ во много раз меньше постоянной времени фильтра АРУ.

Переходный процесс в системе обратной АРУ. Проанализируем поведение во времени усилителя с обратной АРУ при изменении за счет замираний амплитуды $U_{\text{вх}}$. Предположим, что $U_{\text{вх}}$ скачком возросло, при этом в первый момент (при предположении безынерционности усилителя) $U_{\text{вых}}$ также возрастет скачком, что приведет к скачкообразному увеличению напряжения на входе цепи АРУ. Из-за наличия в цепи АРУ инерционных элементов фильтра – детектора АРУ (который обычно мало инерционен по сравнению с ФНЧ) и ФНЧ $E_{\text{рег}}$ не изменяется скачком, а начинает постепенно нарастать, что приводит к уменьшению K_0 усилителя. Это в свою очередь вызывает уменьшение $U_{\text{вых}}$ и соответственно изменение законов нарастания $E_{\text{рег}}$ и уменьшения K_0 ; как следствие, характер уменьшения $U_{\text{вых}}$ становится сложным. В усилителе с АРУ возникает переходный процесс, и прежде чем напряжение $U_{\text{вых}}$ на его выходе установится, проходит определенное время.

Закон изменения $U_{\text{вых}}$ в процессе установления, который может быть аperiodическим либо колебательным, зависит от типа ФНЧ в цепи АРУ. Если ФНЧ – однозвенный $R_{\text{ф}}C_{\text{ф}}$ -фильтр, то $U_{\text{вых}}$ будет устанавливаться по экспоненциальному аperiodическому

закону с $\tau = R_{\phi}C_{\phi}/(1 + K_{\text{рег}})$, где $K_{\text{рег}} = (\Delta K_0/K_0)/(\Delta U_{\text{вх}}/U_{\text{вх}})$, $\Delta U_{\text{вх}}$ и ΔK_0 – приращение входного напряжения и соответственно вызываемое им приращение коэффициента усиления регулируемого усилителя. В этом случае говорят о системе АРУ первого порядка. Если ФНЧ – двух- или трехзвенный, то его переходный процесс носит колебательный характер, что нарушает нормальный прием сигнала.

6.4. СИСТЕМЫ ЧАСТОТНОЙ И ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

В супергетеродинном приемнике должно выполняться равенство номинальных (расчетных) значений промежуточной частоты $f_{\text{пр0}}^*$ и частоты настройки фильтров УПЧ f_{00} . При соблюдении этого условия изменения спектра сигнала оказываются минимальными, так как все его составляющие располагаются внутри полосы пропускания П тракта УПЧ. В реальной ситуации текущие значения f_r , f_c и f_0 отличаются от расчетных, поскольку на аппаратуру воздействуют различные дестабилизирующие факторы (изменения температуры, влажности и т.д.), всегда имеются погрешности в регулировке отдельных каскадов, ошибки в измерениях и др. Кроме того, частота f_c может изменяться вследствие эффекта Доплера.

В результате между $f_{\text{пр}} = \pm f_r \mp f_c$ и $f_{\text{пр0}}$, а также между f_0 и f_{00} возникают расстройки: $\Delta f_{\text{пр}} = f_{\text{пр}} - f_{\text{пр0}}$ и $\Delta f_0 = f_0 - f_{00}$. Как следствие, расходятся между собой и частоты $f_{\text{пр}}$ и f_0 , так что $\Delta f_1 = f_{\text{пр}} - f_0 = \Delta f_{\text{пр}} - \Delta f_0$. Если расстройки настолько велики, что значительная часть боковой полосы спектра сигнала оказывается вне полосы пропускания П, то это приводит к существенным линейным искажениям принятого сообщения.

Устранение расстройки Δf_1 может быть достигнуто воздействием на f_r либо на f_0 , так как f_c от параметров приемника не зависит. На практике второй способ не применяется, так как в качестве фильтров в УПЧ используют сложные избирательные структуры на сосредоточенных или распределенных реактивных элементах (см. § 3.11), перестройка которых возможна только в весьма небольших пределах. Поскольку вклад в результирующую нестабильность отклонений f_0 пренебрежимо мал, подстройка частоты гетеродина должна устранить влияние только его собственной нестабильности и нестабильности частоты принимаемого сигнала.

С развитием техники радиоприема, и в первую очередь с переходом на ОВЧ и более высокочастотные диапазоны ($f_c > 30$ МГц),

* Здесь и в дальнейшем дополнительный индекс "0" соответствует номинальным значениям частот

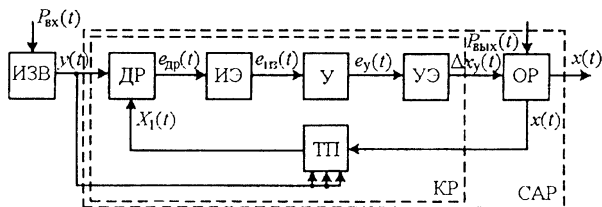


Рис. 6.9

повышением помехозащищенности, улучшением эксплуатационных показателей аппаратуры возникла необходимость в автоматизации процесса подстройки частоты гетеродина. Были разработаны специальные радиотехнические устройства, получившие по своему первоначальному предназначению наименование систем автоматической подстройки частоты (АПЧ). Последние являются одной из разновидностей обширного класса систем автоматического регулирования (САР), упрощенная структурная схема которых изображена на рис. 6.9.

Как видно, собственно САР состоит из контура или кольца регулирования (КР), включающего в себя несколько звеньев, и объекта регулирования (ОР). Внешний источник задающего воздействия (ИЗВ) определяет входную величину $y(t)$, которой в любой момент t должна соответствовать (не обязательно равняться) выходная регулируемая величина (параметр) $x(t)$. Система САР – направленного действия (если не учитывать паразитные связи), о чем свидетельствуют стрелки на рисунке. Мгновенные значения $x(t)$, характеризующие состояние ОР, сравниваются в датчике рассогласования (ДР) с $y(t)$. Для придания регулируемой величине того масштаба, при котором возможна работа ДР, контур регулирования содержит тракт приведения (ТП), выходной параметр которого $x_1(t)$ должен содержать в себе ту же информацию об ОР, что и $x(t)$. В ДР вырабатывается сигнал ошибки $e_{др}(t)$, зависящий от рассогласования между $y(t)$ и $x(t)$, т.е. от разности $y(t) - x_1(t)$.

Инерционный элемент (ИЭ) придает системе необходимые динамические и спектральные свойства. Усилитель (У) служит для формирования требуемого уровня сигнала управления $e_y(t)$, приложенного к элементу УЭ, управляющему состоянием ОР. Эффективная работа САР возможна при условии, что в КР создается ООС по регулируемому параметру. Только в этом случае управляющее (корректирующее) воздействие $\Delta k_y(t)$, выработанное УЭ, будет направлено в сторону компенсации возникшего между $x(t)$ и $y(t)$ несоответствия. Часто, особенно в АПЧ, $y(t)$ не только воздействует на ДР, но и участвует в приведении $x(t)$ к $x_1(t)$.

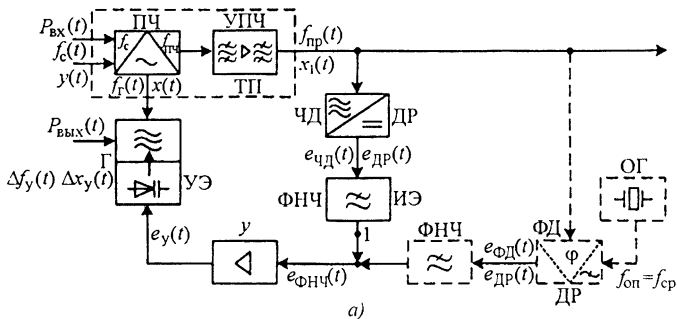
Распространен вариант построения САР, при котором $y(t)$ воздействует только на ТП, а вся информация о рассогласовании между $y(t)$ и $x(t)$ содержится в величине $x_1(t)$, сравниваемой в ДР с его внутренним параметром. На работу САР влияют не только полезные сигналы, но и вредные возмущения, препятствующие нормальной работе системы. Последние всегда можно свести к двум разновидностям: внутренним $p_{\text{внх}}(t)$ и внешним $p_{\text{вх}}(t)$ помехам. С этой точки зрения САР может быть охарактеризована как активный фильтр, призванный передать входную величину на выход с наименьшими искажениями и подавить нежелательные компоненты. Особенно наглядна такая трактовка для системы АПЧ. В зависимости от вида задающего воздействия на САР различают следующие системы и системы стабилизации. В первых $y(t)$ изменяется во времени, во вторых – представляет собой постоянную величину.

Происходящие в АПЧ процессы подчиняются тем же закономерностям, что и процессы в САР. Следует только оговориться в отношении физического смысла $y(t)$ и $x(t)$. Дело в том, что на ДР воздействуют не сами эти величины, а сигналы, параметрами которых являются частота $\omega = 2\pi f$ или фаза φ . Между ними существует однозначная связь, которая для приращений $\Delta\omega$ и $\Delta\varphi$ имеет вид $\Delta\varphi = \Delta\omega t$ (при $\Delta\omega = \text{const}$) или в более общем случае

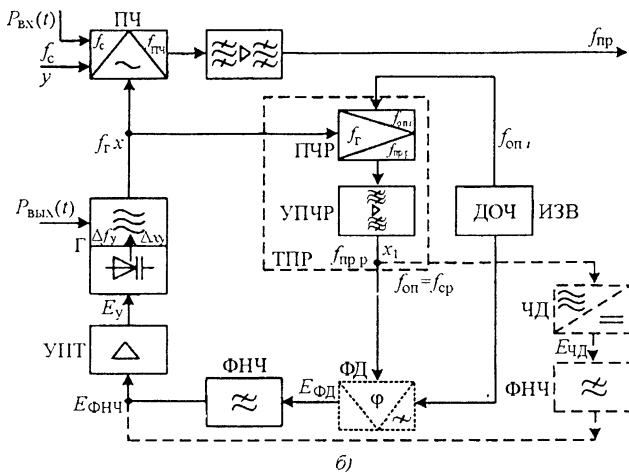
$$\Delta\varphi(t) = \int_0^t \Delta\omega(t) dt. \quad (6.3)$$

Отсюда следует, что для получения сигнала ошибки можно воспользоваться как частотой, так и фазой колебаний и строить ДР в виде ЧД или ФД. Согласно этому признаку АПЧ разделяются на два класса систем: частотные (ЧАПЧ) и фазовые (ФАПЧ). Широко используется также комбинированная частотно-фазовая автоподстройка частоты (ЧФАПЧ). Несмотря на то, что между ЧАПЧ и ФАПЧ много общего, различия между ними также весьма существенны. Для того чтобы лучше понять эти важные обстоятельства, теоретическое рассмотрение обеих систем проводится параллельно.

На рис. 6.10, *а, б* приведены обобщенные структурные схемы АПЧ гетеродина, выполняющие функции следящей системы и системы стабилизации частоты. На рисунках не изображены ВЦ и УРЧ приемника. На рис. 6.10, *а* отсутствует также блок ИЗВ, так как здесь задающее воздействие и внешняя помеха образуются в окружающем пространстве. Поскольку наименования некоторых звеньев отличаются от принятых в САР, на рис. 6.10 их названия дублируются в терминах рис. 6.9. Сплошными линиями показаны следящая ЧАПЧ и система стабилизации ФАПЧ, штриховыми – следящая ФАПЧ и система стабилизации ЧАПЧ.



а)



б)

Рис. 6.10

На рис. 6.10, а ТП состоит из преобразователя частоты (ПЧ) и УПЧ, входящих в линейный тракт приемника. Изменения частоты принимаемого сигнала $f_c(t)$ (задающего воздействия) должны отслеживаться регулируемой (выходной) величиной $f_r(t)$ с тем, чтобы разность между ними в любой момент была возможно более близкой к f_0 . Этот эффект достигается благодаря сравнению в ЧД мгновенного значения частоты $f_{пр}(t)$ с внутренним параметром частотного детектора – переходной частотой f_d . Сигнал ошибки $e_{цд}(t)$ после прохождения через ФНЧ и усиления в У преобразуется в управляющее напряжение $e_y(t)$, приложенное к УЭ. Под воздействием $e_y(t)$ частота $f_r(t)$ изменяется на $\Delta f_r(t)$ в сторону уменьшения рассогласования между $f_c(t)$ и $f_r(t)$. Управляющий элемент обычно входит в колебательный контур автогенератора – гетеродина (Г), поэтому УЭ и Г объединены в одном звене.

Если допустить, что стабильности частот f_r и f_0 одинаковы, то система ЧАПЧ, как нетрудно понять, осуществляет также слежение за частотой настройки контуров УПЧ. В следящей схеме ФАПЧ (ЧАПЧ разомкнута в точке 1) сигнал ошибки $e_{ФД}(t)$ зависит от разности фаз сравниваемых в ФД колебаний с частотами $f_{пр}$ и опорной $f_{оп}$, формируемой в опорном (эталонном) генераторе ОГ. Стабильность частоты $f_{оп}$, называемой в дальнейшем частотой сравнения $f_{ср}$, определяется кварцевым резонатором. При отклонении $f_{пр}(t)$ от $f_{оп}$ напряжение $e_y(t)$ будет стремиться ликвидировать это расхождение, изменяя частоту колебаний гетеродина.

Процессы в системе автоматической стабилизации f_r протекают с физической точки зрения аналогично рассмотренным выше, хотя структурные схемы, приведенные на рис. 6.10, *а* и *б*, во многом отличаются друг от друга. Во-первых, на рис. 6.10, *б* тракт приведения контура регулирования ТПР включает в себя обособленные от линейного тракта приемника каскады ПЧР и УПЧР. Во-вторых, функции ИЗВ на рис. 6.10, *б* выполняет датчик опорных частот (ДОЧ), в котором формируется сетка из n дискретных частот $f_{оп1}, \dots, f_{опi}, \dots, f_{опn}$. При рассмотрении работы системы автоподстройки (рис. 6.10, *б*) отклонением f_c от $f_{с0}$ можно пренебречь. Частота f_r в результате действия АПЧ должна быть как можно более стабильной, если, разумеется, принять, что $f_0 = f_{с0}$.

Система автоматической стабилизации частоты выполняет по существу функции активного фильтра, выделяющего колебания той или иной частоты сетки опорных частот и подавляющего побочные комбинационные продукты, возникающие в ДОЧ. Датчик опорных частот совместно с АПЧ образует одну из разновидностей СЧ (см. § 6.6). Выходным каскадом СЧ служит гетеродин с номинальными частотами $f_{r1}, \dots, f_{ri}, \dots, f_{rn}$. Если приемник должен быть настроен на $f_{с0}$, то в СЧ синтезируется такая частота f_{ri} , которая удовлетворяла бы равенству $f_{ri} = f_{с0} + f_{пр0}$. При использовании ФАПЧ в схеме рис. 6.10, *б* в ДОЧ формируется также частота $f_{оп} = f_{ср}$. Если $f_r \neq f_{ri}$, то $f_{прр}$ отличается от $f_{ср}$ и в системе возникает управляющее воздействие $\Delta f_y(t)$, компенсирующее расстройку f_r относительно f_{ri} .

Одновременное включение ЧАПЧ и ФАПЧ в общий контур регулирования образует комбинированную систему ФАПЧ.

Статические характеристики звеньев системы АПЧ. Для анализа АПЧ необходимо знать зависимость выходных величин от входных воздействий для каждого звена, участвующего в процессе автоподстройки частоты. Статическая характеристика (СХ) устанавливает указанную зависимость в стационарном режиме. В предположении безынерционности данного звена можно пользоваться СХ и при анализе переходных процессов в АПЧ. В даль-

нейшем считается, что это допущение справедливо для всех звеньев, кроме ФНЧ – основного носителя инерционности в контуре регулирования. Для ФНЧ должны быть известны не только АЧХ и ФЧХ, но и переходная характеристика.

Определим статические характеристики ЧД и ФД: $E_{\text{ЧД}} = \eta(\Delta f)$ и $E_{\text{ФД}} = \psi(\Delta f)$, где в левых частях фигурируют постоянные напряжения; Δf – частотная расстройка $f_{\text{пр}}$ (или $f_{\text{пр}p}$) относительно f_d ; $\Delta\varphi$ – разность фаз подводимых к ФД колебаний. Очевидно, что для схемы рис. 6.10, а

$$\Delta f = f_{\text{пр}} - f_d = f_r - f_c - f_d, \quad (6.4, a)$$

а для рис. 6.10, б

$$\Delta f = f_{\text{пр}p} - f_d = f_r - f_{\text{он}i} - f_d. \quad (6.4, б)$$

На рис. 6.11, а приведена типичная СХ частотного детектора с переходной частотой f_d , задаваемой резонансными контурами, а на рис. 6.11, б – косинусоидальная СХ фазового детектора (см. § 5.10–5.13). В последнем случае имеется множество значений переходных разностей фаз $\Delta\varphi_{d,l} = (2l + 1)\pi/2$, где $l = 0, 1, 2, \dots$ Существуют и другие конфигурации статических характеристик ЧД и ФД, вносящие специфические особенности в работу ЧАПЧ и ФАПЧ. Однако основные закономерности работы обоих видов систем автоподстройки можно выяснить из анализа изображенных кривых. Из рис. 6.11 становится понятным, почему к названиям частоты f_d и разности фаз $\Delta\varphi_d$ добавляется слово «переходная»: они соответствуют параметрам, при которых СХ переходят через нуль, т.е. полярности $E_{\text{ЧД}}$ и $E_{\text{ФД}}$ изменяются.

Для определения характеристик ЧАПЧ необходимо знать крутизну статической характеристики (В/Гц) в начале координат $S_{\text{ЧД}} = \text{tg } \alpha = dE_{\text{ЧД}}/d(\Delta f)$ при $\Delta f \rightarrow 0$, абсциссу Δf_m , максимальное напряжение $E_{\text{ЧД}}$. Существенное значение имеет форма падающей ветви кривой при $\Delta f \rightarrow \Delta f_m$. В то же время степень отклонения начального участка характеристики от линейного закона, которая важна для оценки искажений, возникающих при детектировании ЧМ колебаний, в ЧАПЧ роли не играет. По этой причине функция $\eta(\Delta f)$

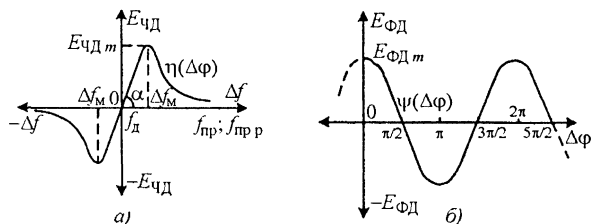


Рис. 6.11

при $\Delta f < \Delta f_m$ аппроксимируется прямой линией с крутизной $S_{\text{чд}}$. Для ФД, включенного в ФАПЧ, необходимо знать зависимость крутизны (В/град или В/рад) $S_{\text{ФД}} = dE_{\text{ФД}}/d(\Delta\varphi)$ от $\Delta\varphi$ и максимальное напряжение $E_{\text{ФД}m}$. Напряжение $E_{\text{чд}}$ является функцией только Δf и от фазы подводимых к ЧД колебаний не зависит. В то же время величина $E_{\text{ФД}}$, определяемая $\Delta\varphi$, будет реагировать также и на изменение $\Delta\varphi$. Если на ФД поступают асинхронные колебания (с неравными частотами), то фазовое рассогласование между ними при $\Delta\varphi = \text{const}$ растет по закону $\Delta\varphi = 2\pi\Delta f t$. В этом случае на выходе ФД образуется переменное (в данном случае гармоническое) напряжение с амплитудой $E_{\text{ФД}m}$ и периодом $T = 1/\Delta f$. Таким образом, статическая характеристика ФД может быть снята только при $\Delta f = 0$ (синхронные колебания) и $\Delta\varphi = \text{var}$.

В качестве управляющих элементов используются электронные, механические и электронно-механические устройства. В настоящее время для перестройки гетеродинов во всех частотных диапазонах вплоть до СВЧ применяются в основном варикапы. К их преимуществам относятся безынерционность управления, большие пределы изменения емкости, малая потребляемая мощность. Основной недостаток варикапов связан с возникновением нелинейных эффектов в перестраиваемых цепях при больших уровнях высокочастотного напряжения.

Для варикапов справедливо следующее соотношение:

$$C_n = C_0(1 + |E|/\varphi_k)^n, \quad (6.5)$$

где C_n – барьерная емкость p - n -перехода при запирающем напряжении E ; $\varphi_k \approx (0,5 \dots 0,8)$ В – контактная разность потенциалов; C_0 – емкость при $E = 0$; n – постоянный коэффициент, зависящий от типа перехода (чаще всего $n = 1/2$). Пределы изменения E ограничены необходимостью выполнения неравенства $|E_1| < |E| < |E_2|$, где

$|E_1|$ – пробивное напряжение; $|E_2|$ – напряжение, при котором появляется прямая проводимость p - n -перехода. В варикапных матрицах перекрытие по емкости C_n достигает 15...20. Зависимость частоты f_r от $|E|$ (рис. 6.12) представляет собой нелинейную функцию, обусловленную формулой (6.5) и связью f_r с C_n . В абсолютной системе отсчета $|E|$; f_r (штрих-пунктирные линии на рис. 6.12) она имеет вид кривой 1.

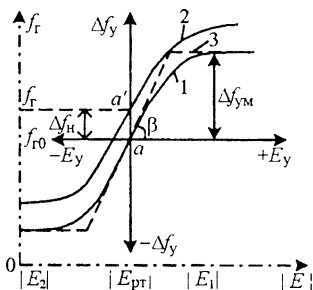


Рис. 6.12

Введем относительную систему координат E_y ; Δf_y , расположив ее начало в рабочей точке a , соответствующей напряжению $|E_{рт}|$ и частоте f_{r0} . Статическая характеристика УЭ, обозначаемая функцией $\Delta f_y = \xi(E_y)$, представлена на рис. 6.12 той же кривой 1. Если допустить, что в начальный момент $t = 0$ существует расстройка $\Delta f_n = f_r - f_{r0}$, то СХ эквидистантно переместится вверх на отрезок Δf_n и займет положение кривой 2. В этом случае отсчет Δf_y производится относительно a' с координатами 0; Δf_n . Для систем АПЧ некоторые отклонения СХ от прямой линии в области малых $|E_y|$ несут существенны. Важно лишь обеспечить заданные пределы перестройки Δf_{y_m} при определенном перепаде управляющего напряжения. Поэтому вполне корректна аппроксимация СХ УЭ штриховой линией 3 с крутизной (Гц/В) возрастающего участка $S_{y3} = \operatorname{tg} \beta = d(\Delta f_y/dE_y)$ при $E_y \rightarrow 0$.

Фильтр нижних частот в контуре регулирования АПЧ играет исключительно важную роль, поскольку определяет фильтрующую способность и динамические свойства системы в целом (спектральные параметры выходного сигнала, длительность и качество переходных процессов, устойчивость). Требования к характеристикам ФНЧ не только весьма жесткие, но и противоречивые (особенно в ФАПЧ). Подробно эти вопросы будут обсуждаться ниже, а здесь укажем лишь, что в зависимости от типа и назначения АПЧ в качестве ФНЧ могут использоваться как простейшие RC-цепи, так и синтезированные сложные многорезонансные структуры.

Включение в контур регулирования широкополосного УПТ необходимо для того, чтобы обеспечить заданный уровень управляющего напряжения E_y на входе УЭ, а также при необходимости изменить знак крутизны $S_{чд}$ или $S_{фд}$. Кроме рассмотренных звеньев в АПЧ могут использоваться каскады, имеющие специфическое назначение (ключевые и фиксирующие схемы, генераторы пилообразного напряжения и др.).

Характеристики системы АПЧ. Если на АПЧ после включения не действуют внешние и внутренние возмущения, т.е. система является автономной, то она может работать в двух режимах: переходном (неустановившемся) и стационарном (установившемся). Для неавтономной АПЧ стационарный режим, вообще говоря, невозможен, так как система всегда будет переходить из одного состояния в другое, реагируя на изменяющиеся внешние и внутренние воздействия. Однако и в этом случае указанный режим наступает, если уровень всех возмущений остается таким же, как и при $t = 0$. Стационарный режим нельзя отождествлять с одной из его разновидностей – состоянием покоя. Например, если в следя-

щей АПЧ f_c непрерывно меняется, то система должна все время корректировать f_r , т.е. совершать движения и в установившемся режиме. Будем различать эффективный и неэффективный стационарные режимы. Находясь в первом, система функционирует нормально, во втором она неработоспособна (например, самовозбуждается или оказывает на гетеродин не подстраивающее, а расстраивающее действие). В дальнейшем, если не делается специальных оговорок, понятие стационарного относится к эффективному режиму.

Существуют следующие характеристики системы АПЧ: длительность $t_{пер}$ и вид переходных процессов (апериодический или колебательный); точность, оцениваемая по остаточной ошибке (рассогласованию) в стационарном режиме ($\Delta f_{ост}$ или $\Delta f_{Фост}$ для ЧАПЧ и ФАПЧ соответственно); полосы захвата Δf_z и удержания $\Delta f_{уд}$, внутри которых возможно наступление стационарного режима; помехоустойчивость (фильтрующие свойства) – способность неавтономной системы эффективно работать, находясь под воздействием помех. Полоса Δf_z равна максимальной расстройке f_r относительно f_{r0} , при которой обеспечивается установление стационарного режима после включения АПЧ (или замыкания контура регулирования). Величина Δf_z может быть найдена и в работающей системе, если указанная расстройка произошла скачкообразно. Несмотря на то, что сам по себе процесс захвата является переходным, полосу Δf_z относят к показателям стационарного режима, так как она характеризует лишь начальное (при $t = 0$) и конечное (при $t \rightarrow \infty$) состояния системы. Полоса $\Delta f_{уд}$ определяется при включенной АПЧ как максимальная частотная расстройка, при которой еще сохраняется установившийся режим. При этом любые изменения f_r должны происходить настолько медленно, чтобы с переходными процессами в системе можно было не считаться.

Дифференциальные уравнения движения координат в системах АПЧ. Универсальным методом исследования АПЧ является составление и решение дифференциальных уравнений, описывающих движение координат в системе. При этом оказывается возможным получить все необходимые сведения о переходных и установившихся процессах. Рассмотрим неавтономную следящую систему ЧАПЧ, находящуюся под действием детерминированных возмущений. Пусть в данный момент t отклонения частот f_r, f_c и f_d от своих номинальных значений при замкнутом контуре регулирования равны $\Delta f_r(t), \Delta f_c(t)$ и $\Delta f_d(t)$ [считаем, что $f_{d0} = f_{d0}$ и $f_d(t) \equiv \Delta f_0(t)$]. Полагая, что используется «верхняя» настройка гетеродина ($f_{r0} > f_{c0}$), а также принимая во внимание, что при $f_r = f_{r0}, f_c = f_{c0}$ и $f_d = f_{d0}$ правая часть (6.4а) равна нулю, получаем

$$\Delta f(t) = \Delta f_r(t) - \Delta f_c(t) - \Delta f_d(t). \quad (6.6)$$

Уравнения звеньев с учетом обозначений рис. 6.10, а имеют вид $e_{чд}(t) = \eta[\Delta f(t)]$; $e_{ФНЧ}(t) = K_{\Phi}(t) e_{чд}(t)$; $e_y(t) = K_y e_{ФНЧ}(t)$; $\Delta f_y = S_{УЭ} e_y(t)$, где $K_{\Phi}(t)$ – коэффициент передачи ФНЧ, выраженный в дифференциальной форме; K_y – коэффициент усиления У. Как видно, статическая характеристика УЭ аппроксимируется прямой линией с крутизной $S_{УЭ}$. Для составления уравнения ОР учтем, что независимо от того, какая из частот, участвующих в работе АПЧ, изменяется, управляющее воздействие $\Delta f_y(t)$ всегда направлено на коррекцию f_r , т.е.

$$\Delta f_r(t) = \Delta f_{rc}(t) + \Delta f_y(t), \quad (6.7)$$

где $\Delta f_{rc}(t)$ – отклонение собственной частоты колебаний гетеродина от f_{i0} при разомкнутом контуре регулирования (в свободном состоянии).

В момент включения АПЧ $\Delta f_y(0) = 0$ и $\Delta f_{rc}(0) = \Delta f_r(0) = \Delta f_{in}$. Выразим Δf_y через уравнения звеньев и используем (6.6) и (6.7). В результате придем к нелинейному дифференциальному уравнению следящей ЧАПЧ

$$\Delta f_r(t) = \Delta f_{rc}(t) + K_{\Phi}(t) K_y S_{УЭ} \eta[\Delta f_r(t) - \Delta f_c(t) - \Delta f_d(t)]. \quad (6.8)$$

Порядок уравнения (6.8) задается $K_{\Phi}(t)$, а нелинейность – статической характеристикой ЧД. Примем в дальнейшем, что $K_y = 1$, так как конкретную величину коэффициента усиления можно всегда учесть в крутизне $S_{УЭ}$.

Перейдем к составлению дифференциального уравнения следящей ФАПЧ. Выражение (6.6), очевидно, может быть использовано, если заменить в нем $\Delta f_d(t)$ на $\Delta f_{он}(t)$ – отклонение частоты $f_{он}$ от номинального значения $f_{он0}$. Уравнения ФНЧ, УЭ и ОР остаются без изменения, а для ФД можно записать $e_{ФД}(t) = \psi[\Delta\varphi(t)]$, где $\Delta\varphi(t) = \Delta\varphi_r(t) - \Delta\varphi_c(t) - \Delta\varphi_{он}(t)$. В правой части последнего равенства располагаются мгновенные значения приращений фаз при изменении f_r , f_c и $f_{он}$ соответственно. Тогда, учитывая интегральную зависимость (6.3), нелинейному дифференциальному уравнению следящей ФАПЧ можно придать одну из следующих форм:

$$d[\Delta\varphi_r(t)]/dt = 2\pi\Delta f_{rc}(t) + 2\pi K_{\Phi}(t) S_{УЭ} \psi[\Delta\varphi_r(t) - \Delta\varphi_c(t) - \Delta\varphi_{он}(t)] \quad (6.9,а)$$

либо

$$\begin{aligned} \Delta f_r(t) = & \Delta f_{rc}(t) + \\ & + K_{\Phi}(t) S_{УЭ} \psi \left\{ 2\pi \int_0^t [\Delta f_r(t) - \Delta f_c(t) - \Delta f_{он}(t)] dt \right\}. \end{aligned} \quad (6.9,б)$$

Дифференциальные уравнения для систем стабилизации частоты могут быть получены из (6.8), (6.9, а) и (6.9, б), если положить в них $\Delta f_c(t) \equiv 0$.

Сравнение (6.8) с (6.9, а) и (6.9, б) позволяет обнаружить принципиальные различия между рассмотренными классами АПЧ. Речь идет об инерционных свойствах последних: если в ЧАПЧ они определяются только ФНЧ, то ФАПЧ даже в отсутствие фильтра ($K_{\phi}(t) \equiv 1$) является системой первого порядка. В итоге характеристики ЧАПЧ и ФАПЧ существенно различны, хотя со схемной точки зрения эти системы отнюдь не чужеродны. Допустим, например, что в пределах изменений Δf и $\Delta \varphi$ статические характеристики ЧД и ФД могут быть представлены прямыми линиями с крутизной $S_{\text{чд}}$ и $S_{\text{фд}}$. Тогда, если на выходе ЧД включить интегратор, их совокупность представит собой эквивалентный ФД, так как на его выходе образуется напряжение, пропорциональное разности фаз. Действительно,

$$S_{\text{чд}} \int_0^t \Delta f(t) dt = (S_{\text{чд}} / 2\pi) \Delta \varphi(t),$$

и, таким образом, ЧАПЧ преобразуется в ФАПЧ. Аналогично ФАПЧ переходит в ЧАПЧ, если на выходе ФД установить дифференцирующее звено. Такое соединение образует эквивалентный ЧД, так как $S_{\text{фд}} \{d[\Delta \varphi(t)]\} = S_{\text{фд}} 2\pi \Delta f(t)$.

6.5. РЕЖИМЫ РАБОТЫ И ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

Стационарные режимы в системах АПЧ. Допустим, что в неавтономной следящей АПЧ в начальный момент $t = 0$ имеются возмущения $\Delta f_{\text{гс}}(0) = \Delta f_{\text{н}}$; $\Delta f_c(0) = \Delta f_c$ и $\Delta f_d(0) = \Delta f_d$ (для ЧАПЧ) или $\Delta f_{\text{он}}(0) = \Delta f_{\text{он}}$ (для ФАПЧ). Предположим, что при $t = 0$ произошло включение АПЧ и во всей области $t > 0$ указанные возмущения остаются без изменений. Если положение равновесия системы устойчиво, то можно утверждать, что при $t \rightarrow \infty$ наступит состояние покоя, при котором уровни всех сигналов в контуре регулирования постоянны и поэтому $K_{\phi}(t) \equiv 1$.

Начнем с рассмотрения ЧАПЧ и примем вначале, что $\Delta f_c = 0$ и $\Delta f_d = 0$. Тогда, как следует из (6.6), в стационарном режиме $\Delta f(t) = \Delta f = \Delta f_{\text{г}}$. С учетом принятых условий дифференциальное уравнение (6.8) преобразуется к алгебраическому:

$$\eta(\Delta f) = (\Delta f - \Delta f_{\text{н}}) / S_{\text{уэ}}. \quad (6.10)$$

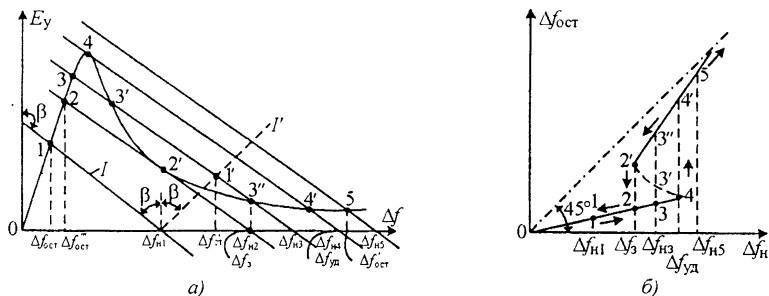


Рис. 6.13

Корнем уравнения (6.10) является расстройка, которую обозначим через $\Delta f_{\text{ст}}$. Для определения $\Delta f_{\text{ст}}$ используем графический метод. В состоянии покоя $E_{\text{чд}} = E_{\text{ФНЧ}} = E_y$, и поэтому статические характеристики УЭ и ЧД могут быть построены в одной системе координат $\Delta f, E_y$, что и сделано на рис. 6.13, а. Штриховая прямая I' – это характеристика УЭ с тем же знаком $S_{y\varepsilon} = \text{tg } \beta$, что и на рис. 6.12. Ее уравнение, как нетрудно показать, совпадает с правой частью (6.10) при $\Delta f_n = \Delta f_{\text{н1}}$. Это означает, что искомое значение $\Delta f_{\text{ст}}$ определяется точкой пересечения I' статических характеристик ЧД и УЭ.

Из рис. 6.13, а следует, что при совпадении знаков $S_{\text{чд}}$ и $S_{y\varepsilon}$, т.е. при $S_{\text{чд}}S_{y\varepsilon} > 0$, система переходит к работе в неэффективном стационарном режиме, так как $\Delta f_{\text{ст}} = \Delta f'_{\text{ст}} > \Delta f_n$. При разных знаках $S_{\text{чд}}$ и $S_{y\varepsilon}$ (прямая I , образующая с осью ординат угол $\beta_1 = 180^\circ - \beta$), т.е. при $S_{\text{чд}}S_{y\varepsilon} < 0$, абсцисса точки 1, называемая *остаточной расстройкой (статической ошибкой)* $\Delta f_{\text{ст}} = \Delta f_{\text{ост}}$, меньше Δf_n . Непосредственно из рисунка следует, что

$$\Delta f_{\text{ост}} = \Delta f_n / (1 + S_{\text{чд}}S_{y\varepsilon}). \quad (6.11)$$

Сумма в знаменателе (6.11) представляет собой коэффициент автоподстройки K_a , с помощью которого оценивается эффективность работы ЧАПЧ. В дальнейшем, если не делается специальных оговорок, считается, что $S_{\text{чд}}S_{y\varepsilon} < 0$, и речь идет об абсолютных значениях крутизны. Тогда, если $S_{\text{чд}}S_{y\varepsilon} \gg 1$, то $\Delta f_{\text{ост}} \ll \Delta f_n$. Нетрудно заметить, что по физическому смыслу K_a совпадает с F -глубиной ООС в усилителях.

Графики рис. 6.13, а позволяют найти полосы удержания и захвата. Допустим, что координаты системы соответствуют точке 1. Будем увеличивать начальную расстройку настолько медленно, чтобы с переходными процессами можно было не считаться. Тогда

при значениях Δf_n , равных последовательно Δf_{n2} , Δf_{n3} , Δf_{n4} , эффективность стационарного режима будет сохраняться, так как точки 2, 3, 4 лежат на начальном участке СХ ЧД. Полоса удержания $\Delta f_{уд} \approx \Delta f_{n4}$, поскольку при $\Delta f_n > \Delta f_{n4}$ единственная точка пересечения характеристик лежит на падающей ветви СХ ЧД и остаточная расстройка практически равна начальной (при $\Delta f_n = \Delta f_{n5}$ абсцисса точки 5 $\Delta f'_{ост} \approx \Delta f_{n5}$). Для определения полосы захвата допустим, что КР разомкнут (например, в точке 1, см. рис. 6.10, а) и $\Delta f_n \approx \Delta f_{n3}$. Если после этого контур регулирования замкнуть, то состояние системы будет определяться координатами точки 3'' и $\Delta f'_{ост} \approx \Delta f_{n3}$. Подобный режим будет существовать до тех пор, пока Δf_n превышает Δf_{n2} . Только при $\Delta f_n = \Delta f_{n2}$ остаточная расстройка станет равной $\Delta f'_{ост}$ и ЧАПЧ перейдет в эффективный стационарный режим. Таким образом, в обозначениях рис. 6.13, а $\Delta f_3 = \Delta f_{n2}$.

На рис. 6.13, б сплошной линией обозначена характеристика регулирования $\Delta f_{ост} = \Phi(\Delta f_n)$, на которой показаны те же точки, что и на рис. 6.13, а. Штрихпунктирная прямая соответствует разомкнутому контуру регулирования. Как видно, характеристика неоднозначна и имеет гистерезис при $\Delta f_3 < \Delta f_n < \Delta f_{уд}$. В этой области состояние системы зависит от предыстории процесса изменения Δf_n , что иллюстрируется стрелками на рис. 6.13, б. Штриховой отрезок характеристики регулирования не дает физически реализуемых положений ЧАПЧ, так как точки пересечения СХ ЧД и УЭ типа точки 3' на рис. 6.13, а неустойчивы.

Можно сказать, что при учете расстройки частот f_c и f_d для стационарного режима справедливо равенство $\Delta f_{ост} = [\Delta f_n / (1 + S_{чд} S_{уэ})] - S_{чд} S_{уэ} (\Delta f_c + \Delta f_d) / (1 + S_{чд} S_{уэ})$. При $S_{чд} S_{уэ} = 1$ остаточная расстройка увеличивается или уменьшается (в зависимости от знаков Δf_c и Δf_d) на $\Delta f_c + \Delta f_d$. Соответственно полосы Δf_3 и $\Delta f_{уд}$ также изменяются на эту же величину.

Вывод из проведенного анализа состоит в том, что все характеристики стационарного режима ЧАПЧ не зависят от типа ФНЧ, а определяются только конфигурацией статических характеристик ЧД и УЭ.

Перейдем к определению характеристик стационарного режима ФАПЧ. Положим справедливыми те же предположения, что были сделаны при выводе (6.10). Тогда (6.9, а) и (6.9, б) примут вид

$$d[\Delta\varphi(t)]/dt = 2\pi\Delta f_n + 2\pi S_{уэ}\psi[\Delta\varphi(t)]; \quad (6.12, а)$$

$$\Delta f = \Delta f_n + S_{уэ}\psi(2\pi\Delta f t). \quad (6.12, б)$$

Из рассмотрения (6.12, а) и (6.12, б) следует, что в стационарном режиме $\Delta f'_{ост} = 0$ независимо от Δf_n . Статическая фазовая

ошибка $\Delta\varphi_{ст}$ постоянна и определяется Δf_n при данных значениях $S_{уэ}$ и виде СХ ФД. Действительно, в левой части (6.12, б) стоит постоянная величина, а в правой – периодическая функция времени (в силу цикличности фазы). Отсюда следует, что это уравнение может быть справедливо только при $\Delta f = \Delta f_{ост} = 0$ и $S_{уэ}\psi(0) = -\Delta f_n$, т.е. при полной компенсации начальной расстройки. Величина $\Delta\varphi_{ст}$ может быть найдена из (6.12, а) как корень алгебраического уравнения

$$\Delta f_n + S_{уэ}\psi(\Delta\varphi_{ст}) = 0. \quad (6.13)$$

Выражение (6.13) получено из (6.12, а) с учетом того, что $\Delta\varphi(t) \equiv \Delta\varphi_{ст}$ и, следовательно, $d[\Delta\varphi(t)]/dt = 0$.

Дадим физическую трактовку полученных результатов. Для компенсации постоянной отличной от нуля начальной расстройки как в ЧАПЧ, так и в ФАПЧ по окончании переходных процессов должен вырабатываться постоянный не равный нулю сигнал управления E_y . При использовании ЧД это возможно только при $\Delta f_{ост} = \text{const} \neq 0$, т.е. при $f_{нр} \neq f_d$, или $f_{нр р} \neq f_d$ (для схем рис. 6.10, а и б соответственно). Если же включен ФД, то соотношение $E_{ФД} = \text{const} \neq 0$ может иметь место лишь при $\Delta\varphi_{ст} = \text{const} \neq 0$, т.е. при $\Delta f_{ост} = 0$ ($f_{нр} = f_{ср}$ или $f_{нр р} = f_{ср}$), когда сравниваемые в фазовом детекторе колебания синхронны. Отсюда другое распространенное название установившегося режима в ФАПЧ – синхронный режим.

Будем считать, что СХ ФД может быть представлена косинусоидальной функцией (см. рис. 6.11, б) и запишем (6.12, а) в виде

$$d[\Delta\varphi(t)]/dt = 2\pi\Delta f_n + 2\pi\Delta f_{уд} \cos[\Delta\varphi(t)], \quad (6.14)$$

где

$$\Delta f_{уд} = S_{уэ}E_{ФД м}. \quad (6.15)$$

Тогда из (6.13) следует

$$\Delta\varphi_{ст} = -\arccos(\Delta f_n / \Delta f_{уд}). \quad (6.16)$$

Из (6.16) видно, что для эффективной работы ФАПЧ Δf_n ни при каких условиях не должно превышать $\Delta f_{уд}$. Отсюда понятно, почему произведение, стоящее в правой части (6.15), определяет полосу удержания системы. При $\Delta f_n > \Delta f_{уд}$ в ФАПЧ наступает неэффективный (асинхронный) стационарный режим, обладающий совершенно другими свойствами, чем возникающий при выполнении того же условия в ЧАПЧ. В случае ЧАПЧ, как видно из рис. 6.13, а, если $\Delta f_n = \Delta f_{н5} > \Delta f_{уд}$, то на выходе ЧД образуется постоянное напряжение, соответствующее ординате точки 5. В ФАПЧ при $\Delta f_n > \Delta f_{уд}$ на выходе ФД появляются периодические колебания – так называемые биения. Для пояснения на рис. 6.14 по-

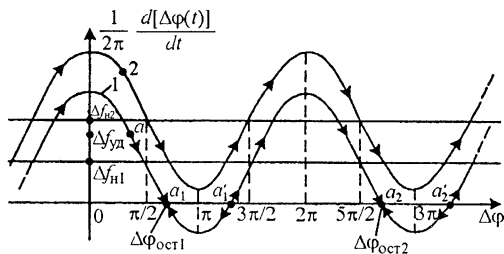


Рис. 6.14

строен фазовый портрет системы при $K_{\phi}(t) \equiv 1$ (кривая 1), на котором мгновенное динамическое состояние ФАПЧ отражается точкой a . Траектория движения этой точки от $t = 0$ до $t = \infty$ называется *фазовой линией*. Стрелки на кривой 1, указывающие направление движения точки a , отражают тот факт, что при $d[\Delta\phi(t)]/dt > 0$ $\Delta\phi(t)$ с течением времени увеличивается, а при обратном знаке этого неравенства — уменьшается.

Возникновение эффективного стационарного режима возможно в точках пересечения фазовыми линиями оси абсцисс: $a_1, a'_1, a_2, a'_2, \dots$, так как при этом удовлетворяется (6.16). Однако физически реализуемыми являются только устойчивые положения равновесия, поскольку в противном случае сколь угодно малые отклонения от них лавинообразно увеличиваются и система скачком переходит в другое состояние. Об устойчивости указанных точек можно судить по характеру изменения координаты в их окрестностях. В частности, из рис. 6.14 следует, что при выбранном знаке крутизны СХ УЭ ($S_{УЭ} > 0$) и $\Delta f_{нл} = \Delta f_{уд}$ точки a_1 и a_2 — устойчивые, a'_1 и a'_2 — неустойчивые. Иными словами, стационарный режим существует только там, где фазовые линии пересекают ось абсцисс под тупым углом ($S_{ФД} = d(\cos \Delta\phi)/d(\Delta\phi) > 0$), т.е. значения $\Delta\phi_{ост}$ лежат в пределах $2n\pi \dots (2n+1)\pi$, где $n = 0, 1, 2, \dots$. Так, при $n = 0$ $\Delta\phi_{ост} = \Delta\phi_{ост1}$, при $n = 1$ $\Delta\phi_{ост} = \Delta\phi_{ост2}$ и т.д. Конкретные величины остаточных разностей фаз при заданных $\Delta f_{нл}$ и $\Delta f_{уд}$ определяются начальным расположением точки a на фазовой плоскости.

Дифференциальное уравнение первого порядка (6.12, а) и рис. 6.14 позволяют сделать некоторые выводы в отношении переходного процесса в ФАПЧ без ФНЧ. Во-первых, изменение текущей разности фаз при всех условиях не может превысить 2π . Во-вторых, система движется к стационарному состоянию, подчиняясь затухающему аperiодическому (лимитационному) закону, поскольку по мере приближения точки a к любой из устойчивых точек на оси абсцисс скорость ее перемещения непрерывно уменьшается, стремясь в пределе к нулю.

Если начальная расстройка превышает $\Delta f_{уд}$ (кривая 2, соответствующая $\Delta f_{и1} = \Delta f_{и2}$), то состояние покоя в системе невозможно и возникает устойчивый, но неэффективный стационарный режим биений. Как показывает анализ, $e_{ФД}(t)$ в замкнутой ФАПЧ несимметрично относительно оси времени, вследствие чего появляется постоянная составляющая управляющего напряжения. Она воздействует на УЭ, что приводит к некоторому уменьшению среднего значения разности частот сравниваемых в ФД колебаний по сравнению с $\Delta f_{и2}$. Поскольку восстановление нормальной работы системы может произойти только при $\Delta f_{и1} < \Delta f_{уд}$, можно сделать вывод о том, что в отсутствие ФНЧ $\Delta f_3 = \Delta f_{уд}$.

Ситуация изменяется при включении фильтра в контур регулирования ФАПЧ. Если $\Delta f_{ост}$ и $\Delta f_{уд}$ по-прежнему будут определяться только видом статических характеристик ФД и УЭ, то полоса захвата в отличие от ЧАПЧ окажется зависящей от параметров ФНЧ, причем всегда $\Delta f_3 < \Delta f_{уд}$. Для качественного объяснения допустим, что ФНЧ имеет столообразную АЧХ с полосой пропускания $\Pi_{ФНЧ} < \Delta f_{уд}$. Если $\Pi_{ФНЧ} < \Delta f_{и1} < \Delta f_{уд}$, то при замыкании контура регулирования на выходе ФД образуется переменное напряжение с периодом $T = 1/\Delta f_{и1}$, которое не пройдет через фильтр и поэтому не окажет управляющего воздействия на УЭ. Только при $\Delta f_{и1} < \Pi_{ФНЧ}$ возникновение стационарного режима возможно, и поэтому Δf_3 всегда меньше $\Pi_{ФНЧ}$, а следовательно, меньше $\Delta f_{уд}$. В ФАПЧ с реальным ФНЧ картина будет не столь очевидной, но вывод о том, что Δf_3 меньше $\Delta f_{уд}$, останется без изменений. Фазовый портрет ФАПЧ в этом случае гораздо сложнее, чем изображенный на рис. 6.14. Так, влияние временной задержки сигнала, проходящего через фильтр, может сказаться в том, что изображающая точка будет «проскальзывать» мимо точек с абсциссами $\Delta f_{ост}$, удовлетворяющими равенству (6.16).

Трудность аналитического определения Δf_3 состоит в том, что приходится искать решение нелинейного дифференциального уравнения (6.12, а) или (6.12, б) выше первого порядка. Приближенные результаты показывают, что в ФАПЧ второго порядка (при использовании в качестве ФНЧ однозвенной RC-цепи) Δf_3 может быть в несколько раз меньше $\Delta f_{уд}$. Характеристика регулирования $\Delta f_{ост} = \Phi(\Delta f_{и1})$ для ФАПЧ имеет вид, подобный изображенному на рис. 6.13, б для ЧАПЧ. Однако в данном случае на ширину гистерезисной петли оказывает влияние инерционность ФНЧ, тогда как в ЧАПЧ указанная функция зависит только от статических характеристик ФД и УЭ. Нижняя ветвь характеристики регулирования ФАПЧ совпадает с осью абсцисс при $\Delta f_{и1} \leq \Delta f_{уд}$.

Условия существования стационарного режима в ЧАПЧ и ФАПЧ ($S_{\text{чд}}S_{\text{уэ}} < 0$ и $S_{\text{фд}}S_{\text{уэ}} < 0$) являются необходимыми, но не достаточными. Это объясняется тем, что наличие ФНЧ создает дополнительные фазовые сдвиги в контуре регулирования, из-за чего отрицательная ОС по частоте, свойственная как ФАПЧ, так и ЧАПЧ, может превратиться в положительную и произойдет самовозбуждение системы. Влияние ФНЧ на устойчивость системы автоподстройки оценивается по одному из известных критериев: Рауса – Гурвица, Найквиста, Михайлова и др.

Переходный режим в системах АПЧ. Анализ переходного режима – нерабочего в АПЧ – необходим для того, чтобы определить быстродействие системы. Длительность $t_{\text{пер}}$ и характер процессов установления стационарного состояния в ЧАПЧ и ФАПЧ определяются из решения дифференциальных уравнений (6.8) и (6.9, а) или (6.9, б). Если эти уравнения имеют первый порядок, то особых проблем не возникает, так как разделение переменных с последующим интегрированием и подходящая аппроксимация нелинейных функций $\eta(\Delta f)$ и $\psi(\Delta \varphi)$ дают приемлемую точность результатов. При втором и более высоких порядках указанных уравнений приходится применять приближенные процедуры поиска решений. Для выявления некоторых закономерностей, свойственных переходному режиму, упростим задачу, предположив, что в пределах возможных изменений $\Delta f(t)$ и $\Delta \varphi(t)$ корректна аппроксимация статических характеристик ЧД и ФД прямыми линиями. Углы наклона последних определяются крутизнами статических характеристик $S_{\text{чд}}$ и $S_{\text{фд}}$ в точках с абсциссами $\Delta f_{\text{ост}}$ и $\Delta \varphi_{\text{ост}}$ для ЧД и ФД соответственно.

Дифференциальное уравнение линеаризованной ЧАПЧ с учетом того, что $S_{\text{чд}}S_{\text{уэ}} < 0$ запишется на основании (6.8) в операторной форме:

$$\Delta f_r(p) = \Delta f_{rc}(p) - K_{\text{ф}}(p) S_{\text{чд}}S_{\text{уэ}}[\Delta f_r(p) - \Delta f_c(p) - \Delta f_{\text{н}}(p)], \quad (6.17)$$

где $p = d/dt$. Следуя той же последовательности рассуждений, что и при выводе (6.10), положим, что $\Delta f_{rc}(p) = \Delta f_{\text{н}}$, $\Delta f_c(p) = 0$ и $\Delta f_{\text{н}}(p) = 0$. Тогда $\Delta f_r(p) = \Delta f(p)$ и (6.17) для однозвенной RC-цепи с $K_{\text{ф}}(p) = 1/(1 + T_p)$ приводится к виду

$$\Delta f_{\text{н}} = p\Delta f(p) + (1 + S_{\text{чд}}S_{\text{уэ}})\Delta f(p). \quad (6.18)$$

Решение (6.18) после разделения переменных и перехода к оригиналам имеет вид

$$\Delta f(t) = [\Delta f_{\text{н}}/(1 + S_{\text{чд}}S_{\text{уэ}})] \{1 + S_{\text{чд}}S_{\text{уэ}} \exp[-(1 + S_{\text{чд}}S_{\text{уэ}})t/T_n]\}, \quad (6.19)$$

где $T_n = RC$ – постоянная времени. При $t \rightarrow \infty$ правые части (6.19) и (6.11) совпадают, т.е. наступает эффективный стационарный режим. Из (6.19) следует, что переходный процесс носит затухающий аperiодический характер с постоянной времени, в $K_{\text{а}} = 1 + S_{\text{чд}}S_{\text{уэ}}$ раз меньшей T_n . Для определения $t_{\text{пер}}$ можно принять, что установившееся состояние наступает при $\Delta f(t_{\text{пер}}) \sim 1,1 \Delta f_{\text{ост}}$. Тогда из (6.19) $t_{\text{пер}} = (T_n/K_{\text{а}}) \ln 10S_{\text{чд}}S_{\text{уэ}}$. При двухзвенной RC-цепи дифференциальное уравнение (6.17) имеет второй порядок и переходный процесс хотя и остается затухающим, но может иметь как аperiодический, так и колебательный характер. Последний вид неустановившегося режима может быть использован для того, чтобы уменьшить $t_{\text{пер}}$. С учетом нелинейности СХ ЧД значение $t_{\text{пер}}$ определяется в основном падающей ветвью характеристики и при $\Delta f_{\text{н}} \rightarrow f_3$ $t_{\text{пер}} \rightarrow \infty$. Поэтому для повышения быстродействия в нелинейной ЧАПЧ следует расширять полосу захвата или при заданной величине Δf_3 уменьшать $\Delta f_{\text{н}}$.

Исследование переходного режима в ФАПЧ значительно сложнее, чем в ЧАПЧ. Это объясняется двумя причинами. Во-первых, из-за периодичности функции $\psi(\Delta f)$ и явления «проскальзывания» в нелинейной инерционной системе неустановившиеся процессы могут состоять из двух сложных движений: от асинхронного к синхронному состоянию, а затем к положению устойчивого фазового рассогласования ($\Delta f_{\text{ост}}$). Во-вторых, порядок дифференциального уравнения, описывающего ФАПЧ, выше, чем ЧАПЧ, при одном и том же типе ФНЧ. Это означает, что даже линеаризация ФАПЧ не всегда позволяет получить точное решение из-за возникающих математических трудностей.

Используем линейные приближения и запишем на основании (6.9,б) дифференциальное уравнение ФАПЧ в операторной форме. С учетом того, что $S_{\text{ФД}}S_{\text{УЗ}} < 0$, имеем

$$\dot{f}_c(p) = \Delta f_{\text{гс}}(p) - \{2\pi K_{\Phi}(p) S_{\text{ФД}}S_{\text{УЗ}}\}/p; \{ \Delta f_i(p) - \Delta f_c(p) - \Delta f_{\text{он}}(p) \}, \quad (6.20)$$

где $1/p = \int_0^t$.

Рассмотрим простейший случай, когда ФНЧ отсутствует [$K_{\Phi}(p) = 1$] и $\Delta f_{\text{гс}}(p) = \Delta f_n = \text{const}$, $\Delta f_c(p) = 0$, $\Delta f_{\text{он}}(p) = 0$. Тогда, учитывая, что $p\Delta f_n = 0$ и $\Delta f_c(p) = \Delta f(p)$, из (6.20) получаем $p\Delta f(p) + 2\pi S_{\text{ФД}}S_{\text{УЗ}}\Delta f(p) = 0$. Решение этого уравнения имеет вид $\Delta f(t) = \Delta f_n \exp(-2\pi S_{\text{ФД}}S_{\text{УЗ}}t)$, что подтверждает лимитационный характер переходного процесса в бесфильтровой ФАПЧ. Если под $t_{\text{пер}}$ понимать время, в течение которого Δf_n уменьшается в 100 раз, то из последнего равенства следует, что $t_{\text{пер}} = 4,6/2\pi S_{\text{ФД}}S_{\text{УЗ}}$.

Анализ результатов, полученных при определении длительности переходных процессов в различных системах АПЧ, позволяет подтвердить вполне ожидаемый вывод о том, что их быстрдействие при прочих равных условиях тем выше, чем менее инерционным (более широкополосным) является ФНЧ.

Действие внешних и внутренних возмущений на системы АПЧ. В реальных условиях к системе АПЧ приложены различные возмущения: полезные и вредные. Часто одни и те же возмущения могут быть необходимыми для нормальной работы РПРУ в целом и в то же время мешать процессам автоматической подстройки частоты гетеродина (разумеется, возможна и обратная ситуация). Так, при приеме ЧМ сигналов информационные изменения $f_c(t)$ представляют собой помехи для функционирования следящей АПЧ, которая не должна реагировать на них во избежание демодуляции колебаний. В то же время нежелательные отклонения средней частоты ЧМ сигнала (из-за эффекта Доплера или воздействия дестабилизирующих факторов), приводящие к расширению полосы пропускания приемника, для той же АПЧ полезны, либо их присутствие необходимо для осуществления рабочего процесса — коррекции частоты $f_c(t)$.

Возмущения могут быть детерминированными и случайными. Первые имеют дискретный частотный спектр (комбинационные составляющие, неотфильтрованный фон питания, изменение $f_c(t)$ по определенному закону и др.), вторые — сплошной (частотные и фазовые шумы, преднамеренные изменения $f_c(t)$ по неслучайному закону в линиях связи с «прыгающей» частотой и др.).

Реакция системы на те или иные возмущения определяется в основном ФНЧ. Требования, которые предъявляются к характеристикам ФНЧ с этой точки зрения, обычно находятся во взаимном противоречии. Для пояснения вернемся к предыдущему примеру приема ЧМ сигналов. С одной стороны, ФНЧ должен быть достаточно инерционным (т.е. иметь достаточно широкую полосу пропускания $P_{\text{ФНЧ}}$) для того, чтобы АПЧ не успевала отслеживать информационные вариации $f_c(t)$. С другой стороны, указанная инерционность не должна быть слишком большой, поскольку при этом могут не компенсироваться изменения средней частоты ЧМ колебаний. Решение задачи облегчается тем, что первый вид

возмущений является процессом, значительно более быстрым, чем второй. Соответственно спектры их концентрируются в высокочастотной и низкочастотной областях.

Ниже рассматривается воздействие детерминированных возмущений. Предположим, что АПЧ находится в стационарном режиме и возможные отклонения от него не изменяют линейных приближений при описании статических характеристик ЧД, ФД и УЭ. При этом воспользуемся операторными уравнениями (6.17) и (6.20), которые после преобразований представим в виде:

$$\Delta f_r(p) = K_1(p) \Delta f_{rc}(p) + K_2(p) [\Delta f_c(p) + \Delta f_n(p)] \text{ для ЧАПЧ}; \quad (6.21)$$

$$\Delta f_r(p) = K_3(p) \Delta f_{rc}(p) + K_4(p) [\Delta f_c(p) + \Delta f_{on}(p)] \text{ для ФАПЧ}; \quad (6.22)$$

где

$$K_1(p) = 1/[1 + S_{чд}S_{уэ}K_{\phi}(p)]; \quad (6.23)$$

$$K_2(p) = S_{чд}S_{уэ}K_{\phi}(p)/[1 + S_{уд}S_{уэ}K_{\phi}(p)]; \quad (6.24)$$

$$K_3(p) = p/[p + 2\pi S_{фд}S_{уэ}K_{\phi}(p)]; \quad (6.25)$$

$$K_4(p) = 2\pi S_{фд}S_{уэ}K_{\phi}(p)/[p + 2\pi S_{фд}S_{уэ}K_{\phi}(p)]; \quad (6.26)$$

$\Delta f_r(p)$ – изображение функции $\Delta f(t)$ – отклонения частоты при замкнутой АПЧ под действием внутренних и внешних возмущений.

Из (6.21) и (6.22) следует, что изменения частот $f_c(t)$, $f_n(t)$ и $f_{on}(t)$ одинаково влияют на $f_r(t)$, и поэтому соответствующие возмущения являются внешними, так как всегда могут быть приведены к входу системы. В то же время возмущения, приложенные к выходному звену АПЧ – гетеродину, относятся к внутренним. Операторные коэффициенты (6.23)–(6.26) определяют «вес» слагаемых в правых частях (6.21) и (6.22), т.е. характеризуют реакцию ЧАПЧ и ФАПЧ на внутренние $[K_1(p)$ и $K_3(p)]$ и внешние $[K_2(p)$ и $K_4(p)]$ воздействия.

Как видно, эта реакция неодинакова. Так, если $\Delta f_{rc}(p)$ является внутренней помехой, то для максимального ослабления ее влияния на частоту гетеродина необходимо, чтобы произведения $S_{чд}S_{уэ}$ и $S_{фд}S_{уэ}$ были как можно больше, ибо при их безграничном увеличении $K_1(p) \rightarrow 0$ и $K_3(p) \rightarrow 0$. Наоборот, при внешней помехе желательно, чтобы указанные произведения были минимальными, так, при их предельном уменьшении $K_2(p) \rightarrow 0$ и $K_4(p) \rightarrow 0$.

Амплитудно-частотные характеристики ЧАПЧ и ФАПЧ по отношению к рассматриваемым возмущениям также различны. Для уточнения этого вопроса допустим, что частоты $f_r(t)$, $f_c(t)$, $f_n(t)$ [или $f_{on}(t)$] изменяются по гармоническому закону с круговой частотой Ω . Загем, совершив формальную замену p на $j\Omega$, найдем зависимость модулей коэффициентов передачи от Ω . Результаты расчетов по (6.23) и (6.24) при $S_{чд}S_{уэ} = 10$ для ЧАПЧ первого порядка (ФАПЧ – однозвенная RC-цепь с постоянной времени T_n) представлены в нормализованном виде на рис. 6.15. На этом рисунке кривая 1 соответствует зависимости $K_1(\Omega T_n)$, кривая 2 – $K_2(\Omega T_n)$.

Таким образом, по отношению к внутренним возмущениям система ведет себя как эквивалентный ФВЧ, а по отношению к внешним – как эквивалентный ФПЧ. Полосы пропускания (ПЧАПЧ) и задерживания ЧАПЧ при заданном значении $S_{чд}S_{уэ}$ зависят только от инерционности собственно ФПЧ. т.е. от его полосы пропускания $\Pi_{ФПЧ}$. Так, при отсчете $\Pi_{ЧАПЧ}$ и $\Pi_{ФПЧ}$ по уровню 0,7 с учетом обозначений рис. 6.15 имеем: $\Pi_{ЧАПЧ} = \Pi_{ЧАПЧ} \Pi_{ФПЧ}$, где $\Pi_{ЧАПЧ} = S_{чд}S_{уэ}$. Для системы ФАПЧ второго порядка

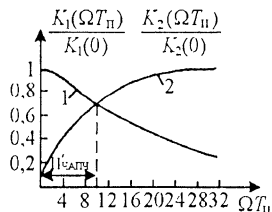


Рис. 6.15

(с таким же ФНЧ) в качественном отношении получаются аналогичные результаты, но количественные показатели ФАПЧ и ЧАПЧ различаются между собой.

Итак, если выборы статические характеристики ЧД, ФД и УЭ, то фильтрующая способность АПЧ полностью определяется типом и параметрами ФНЧ. Однако требования, предъявляемые с этой точки зрения к его АЧХ, часто противоречивы. Так, для подавления внешних помех следует уменьшать $P_{\text{ФНЧ}}$, а для слежения за полезным внешним возмущением необходимо расширение указанной полосы. В системах стабилизации частоты для эффективного подавления внутренних помех полоса задерживания АПЧ как эквивалентного ФВЧ (а следовательно, и $P_{\text{ФНЧ}}$) должна быть максимальной, но при этом возрастает вероятность проникновения внешних помех от СЧ к УЭ. Еще раз подчеркнем, что при выборе инерционности ФНЧ следует помимо только что отмеченных учитывать еще ряд факторов: быстрдействие, устойчивость, полосу захвата (последнее только для ФАПЧ).

Анализ воздействия случайных помех на АПЧ в принципе проводится в той же последовательности, что и при детерминированных возмущениях. Однако дифференциальные уравнения в этом случае значительно усложняются, так как в них появляются члены, учитывающие статистический характер воздействий. Последние при больших отношениях С/Ш существенно влияют на показатели АПЧ: приводят к возрастанию ошибок, перескокам фазы в стационарном режиме ФАПЧ и т.п.

Применение систем АПЧ в РПРУ. Изображенные на рис. 6.10 схемы не могут, естественно, отражать всего многообразия вариантов применения АПЧ в приемниках. Остановимся на некоторых аспектах использования следящих АПЧ (системы стабилизации частоты рассматриваются в § 6.6). Тот факт, что частота f_r «привязывается» к f_c , не только способствует сужению П, но может привести к ухудшению помехоустойчивости приемника. Действительно, допустим, что наряду с полезным сигналом амплитудой U_c на вход приемника действует гармоническая помеха U_n с частотой f_n , так что $\Delta f = f_c - f_n$. В приемном тракте возникают биения между этими двумя колебаниями с частотой F_b , зависящей от $|\Delta f_n|$ и отношения $q = U_c/U_n$. Средняя частота входного сигнала $f_{c\text{cp}}$ также определяется величиной q , причем при $q > 1$ $f_{c\text{cp}} = f_c$, а при $q < 1$ $f_{c\text{cp}} = f_n$.

С целью ослабления воздействия помехи на f_r модули $|K_2(j\Omega)|$ и $|K_4(j\Omega)|$ [см. (6.23) и (6.24)] выбираются таким образом, чтобы для прогнозируемого значения F_b они были близки к нулю. Тогда можно считать, что f_r будет следить за $f_{c\text{cp}}$, а паразитная частотная модуляция гетеродина с частотой F_b — отсутствовать. Однако при $q < 1$ в УПЧ будет усиливаться помеха и ослабляться полезный сигнал. Очевидно, что если бы АПЧ вообще не было, то подобный вредный эффект отсутствовал бы.

Рассмотрим теперь другой случай: $U_n = 0$, но U_c может значительно уменьшаться (например, вследствие замираний принимаемого сигнала или падения мощности передатчика). Если начальная

расстройка частоты гетеродина Δf_n была больше Δf_z , то при восстановлении уровня U_c эффективная работа АПЧ окажется невозможной. Особенно часто такое положение возникает при использовании ФАПЧ, поскольку полоса захвата последней зависит от ФНЧ. В результате приходится усложнять систему: применять автоматический поиск, переменную структуру контура регулирования и т.п.

Следящая ФАПЧ может работать как демодулятор в приемнике ЧМ сигналов. Как указывалось выше, система автоподстройки должна быть узкополосной, для того чтобы не допустить паразитной частотной модуляции гетеродина. Однако возможна и иная постановка вопроса: сделать ФАПЧ настолько быстродействующей (широкополосной по отношению к внешним возмущениям), чтобы все составляющие информационного спектра воздействовали на УЭ. Тем самым исходная ЧМ сигнала будет перенесена на колебания гетеродина. Тогда напряжение $e_y(t)$ на входе УЭ будет повторять закон полезного сообщения, т.е. система в целом может рассматриваться как эквивалентный частотный демодулятор. По сравнению с традиционным способом частотного детектирования использование ФАПЧ позволяет уменьшить полосу П, т.е. повысить помехоустойчивость приемника. Возможен и такой метод демодуляции ЧМ сигнала, при котором $e_y(t)$ в широкополосной ФАПЧ используется для перестройки f_0 , а не f_1 . Такая система называется *следящим фильтром* и отличается от рассмотренной ранее следящей ФАПЧ видом объекта регулирования. Обе системы по своим свойствам близки друг другу.

Выше при изучении принципов работы АПЧ предполагалось, что в системах обрабатываются непрерывные (аналоговые) сигналы. Такой подход, облегчающий понимание физики процессов, не может считаться исчерпывающим, поскольку в настоящее время широчайшее распространение получили цифровые методы передачи и приема информации. Эти тенденции, четко прослеживаемые и в методах построения АПЧ, превращают последние в импульсные или в более общем случае в цифровые САР. Функциональное назначение и конечный эффект работы такого рода систем остаются теми же, что и в рассмотренных аналоговых АПЧ, несмотря на более сложные физические процессы и процедуры математического анализа. Переход на цифровую элементную базу позволяет добиться резкого улучшения электрических, массогабаритных, энергетических и других характеристик устройств, органической частью которых являются АПЧ. Примеры подобных дискретных систем автоподстройки частоты рассматриваются в § 6.6.

6.6. СИНТЕЗАТОРЫ ЧАСТОТ В ГЕТЕРОДИННЫХ ТРАКТАХ

В РПрУ широко используются различные методы синтеза дискретного множества (сетки) гетеродинных частот $f_{г1}, \dots, f_{гi}, \dots, f_{гn}$ из одной эталонной частоты $f_{эт}$ [11–14]. В СЧ не только формируются указанные частоты, но и выделяются колебания любой из них без ухудшения стабильности. Последняя должна определяться только эталонным (опорным) генератором (ЭГ), используемым для фиксации значения $f_{эт}$ прецизионный кварцевый резонатор или квантовый стандарт. Функциональная схема включения ЭГ и СЧ приведена на рис. 6.16, на котором принято, что выходной сигнал $e_{сч}(t)$ имеет частоту f_{i1} .

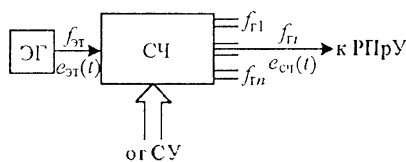


Рис. 6.16

Алгоритм работы СЧ задается системой управления (СУ). Если в приемнике используется не одно, а несколько преобразований частоты, то на разных выходах СЧ необходимо одновременно иметь соответствующее число гетеродинных частотных «подставок».

Показатели, характеризующие работу СЧ, можно разделить на несколько групп.

К первой относят: диапазон частот f_i , шаг сетки частот (разрешающая способность) $f_{ш}$, число дискретных частот n , относительная нестабильность частоты δ_i .

Во вторую – динамическую – входят: быстродействие (время $t_{уст}$, в течение которого устанавливается стационарный режим в СЧ) и вид переходного процесса.

Третья – спектральная – позволяет оценить фильтрующие свойства СЧ, т.е. способность его выделять колебания полезной частоты на фоне помех. Спектральные показатели задаются в виде норм на «чистоту» спектральной линии сигнала $e_{сч}(t)$. Они могут задаваться как в частотной, так и во временной области. В первом случае речь идет о допустимых уровнях мощности детерминированных ($P_{дет}$) или случайных ($P_{сл}$) помех, а во втором – о паразитном отклонении частоты либо набеге фазы колебаний за время наблюдения.

Более распространены частотные представления, согласно которым вводят параметры, определяющие отношение сигнал/поме-

ха на выходе СЧ: $D_{\text{дет}} = P_{\text{сч}}/P_{\text{дет}}$ и $D_{\text{сл}} = P_{\text{сч}}/P_{\text{сл}}$, где $P_{\text{сч}}$ – мощность полезного сигнала с частотой $f_{\text{гг}}$. Значение $D_{\text{дет}}$ измеряется обычно в децибелах, т.е. $D_{\text{дет}} = 10 \lg (P_{\text{сч}}/P_{\text{дет}})$. Для характеристики $D_{\text{сл}}$ внутри полосы пропускания канала связи (внутриполосные помехи), в котором работает приемник, используются спектральные плотности мощности (СПМ) паразитных отклонений частоты (ПОЧ) или фазы (ПОФ): $S_f(F)$ или $S_\varphi(F)$, где F – частота анализа (отстройки) от несущей частоты $f_{\text{гг}}$.

К четвертой группе показателей относятся энергопотребление, номиналы питающих напряжений, допустимая пульсация и т.п. Пятая (одна из важнейших) включает в себя массогабаритные показатели, элементную базу, надежность, серийноспособность и др. В ряде случаев доминирующими становятся требования к стоимости СЧ.

Многие из названных показателей находятся в жестком взаимном противоречии, так что попытки найти компромиссные решения приводят к значительному усложнению СЧ. Особо следует упомянуть о трудности одновременного достижения высококачественных динамических и спектральных характеристик. Для того чтобы получить дискретное множество частот из одной – эталонной, она должна подвергнуться различным когерентным преобразованиям. Напомним, что два гармонических колебания считаются когерентными, если отношение приращений их полных фаз при t равно постоянному числу. Так, колебания на входе и выходе умножителя частоты в L раз $e_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх}} \cos(\omega t + \varphi_0)$ и $e_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вых}} \cos L(\omega t + \psi_0)$ когерентны между собой, поскольку отношение приращений их полных фаз (аргументов косинуса) равно L . Следовательно, умножение частоты является когерентным преобразованием. Таким является и деление частоты. Суммирование или вычитание частот двух когерентных колебаний также относится к когерентным преобразованиям.

Если же аналогичная операция производится над некогерентными сигналами (например, образованными двумя независимыми источниками), то выходное колебание будет некогерентным по отношению к входным воздействиям. Далее, если одно колебание синхронизируется по другому с помощью ФАПЧ, то они когерентны между собой, а если для этих целей используется ЧАПЧ – то некогерентны. Сказанное объясняется тем, что в первом случае $\Delta f_{\text{ост}} = 0$ и $\Delta \varphi_{\text{ост}} = \text{const}$, а во втором $\Delta f_{\text{ост}} = \text{const} \neq 0$ и, следовательно, $\Delta \varphi_{\text{ост}} = \text{const} \neq 0$. В современных СЧ требуется, чтобы стабильность любой из сформированных частот полностью определялась ЭГ, и поэтому в процессе синтеза автогенераторы, независимые от ЭГ, не участвуют. Что касается системы ЧАПЧ, то она включается

в комбинации с ФАПЧ для расширения полосы захвата последней и повышения быстродействия СЧ.

Методы когерентного синтеза частот можно классифицировать по способу фильтрации помех, образующихся в процессе образования колебаний $e_{сч}(t)$. Если для достижения этих целей применяется ФАПЧ, то говорят об активном или косвенном синтезе, если фильтры на элементах с сосредоточенными или распределенными постоянными – то о пассивном или прямом синтезе. Синтезаторы частоты того или другого типа могут быть выполнены полностью на аналоговой, либо цифровой элементной базе или в смешанном аналого-цифровом варианте. В первом случае синтезатор частот называется *аналоговым*, во втором и третьем – *цифровым* (ЦСЧ).

Активные СЧ. Аналоговая схема такого рода устройства была описана в § 6.4 (см. рис. 6.10, б). Однако в настоящее время стремятся перейти к использованию цифровых АПЧ, а следовательно, к построенным на их базе ЦСЧ.

Структурная схема ЦСЧ с импульсной частотно-фазовой автоподстройкой частоты (ИЧФАПЧ) изображена на рис. 6.17, где кольца ИЧАПЧ и ИФАПЧ очерчены соответственно штриховыми линиями. К ИЧАПЧ относятся импульсный частотный детектор (ИЧД), реверсивный счетчик импульсов (РСИ), ЦАП, делители частоты с переменным (N_1) и фиксированным (M) коэффициентами деления (ДПКД и ДФКД), формирователи импульсных последовательностей (ФИП) и гетеродин (Γ), объединенный с УЭ. Кроме части из названных звеньев ИФАПЧ включает в себя импульсный фазовый детектор (ИФД) и ФНЧ. Схема отражает стационарное состояние ИФАПЧ, поэтому напряжения на выходах ИЧД, ИФД, ЦАП и ФНЧ обозначены, как и на рис. 6.10, б, прописными буквами. Зачерненными углами отмечены звенья, построенные на цифровой элементной базе.

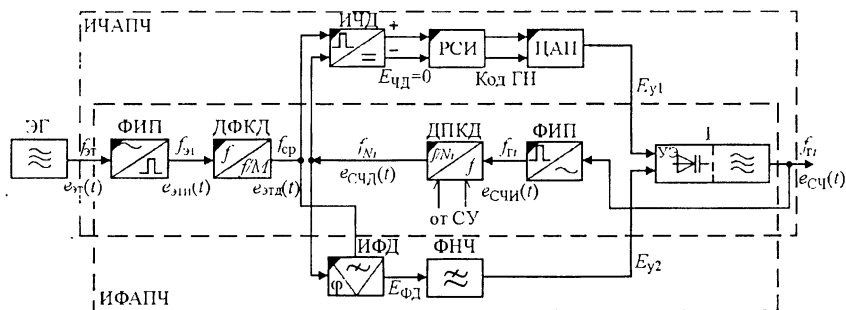


Рис. 6.17

Принято, что гетеродин и ФНЧ – аналоговые устройства, хотя в принципе и они могут быть выполнены в цифровом виде, однако во всех случаях сигнал на выходе СЧ должен быть как можно более близким к гармоническому. Обозначения $f_{гi}$, $f_{зт}$, f_{Ni} и $f_{ср}$ на выходах цифровых блоков характеризуют частоты повторения импульсов в соответствующих точках схемы. В стационарном режиме частоты $f_{Ni} = f_{гi}/N_i$ и $f_{ср} = f_{зт}/M$ равны друг другу, а фазовый сдвиг между колебаниями $e_{зт}(t)$ и $e_{сч}(t)$ составляет $\Delta\varphi_{ост}$. Последний термин по отношению к импульсным последовательностям следует трактовать как разность фаз между их первыми гармониками.

Делители ДПКД и ДФКД представляют собой счетчики импульсов. Коэффициент деления ДПКД выбирается с помощью подачи кодированной команды от СУ. Для смены рабочей частоты $f_{гi}$ на соседнюю $f_{г(i+1)}$ достаточно изменить значение N_i на единицу, так что $f_{г(i+1)}/N_{i+1} = (f_{гi} + F_{ш})/(N_i + 1)$, откуда следует, что $F_{ш} = f_{зт}/M = f_{ср}$. Таким образом, необходимость применения ДФКД диктуется тем обстоятельством, что обычно $F_{ш} \ll f_{зт}$. Типовые $f_{зт}$ значения равняются 5 или 10 МГц, а $F_{ш} = 10^a$ Гц, где a принимает значения от 1 или 2, в ДКМ диапазоне до 3 или до 6 в метровом и более высокочастотных диапазонах.

При достаточно густой сетке частот частота сравнения оказывается весьма низкой, вследствие чего возникает серьезная проблема подавления колебаний с частотой $f_{ср}$ в ФНЧ. Для решения этой задачи приходится уменьшать $P_{фнч}$ с тем, чтобы выполнить равенство $P_{фнч} \ll f_{ср}$. В результате полоса захвата ИФАПЧ составляет только 5...10 % шага сетки частот. Поскольку f_r на несколько порядков больше $F_{ш}$, при включении СЧ или в процессе перехода с одной частоты сетки на другую приходится использовать дополнительные технические средства для начальной грубой настройки (ГН) частоты гетеродина, т.е. для введения ее в полосу Δf_3 . Структурная схема рис. 6.17 отражает вариант применения ИЧАПЧ для решения этой задачи.

Предположим, что начальная расстройка $\Delta f_n = f_r - f_{гi}$ настолько велика, что $|\Delta f_n| \gg \Delta f_3$. Тогда в зависимости от знака Δf_n на одном из выходов ИЧД («+» или «-») появляется импульсная последовательность $e_{чд}(t)$, поступающая на счетный вход РСИ. Если сигнал возникает в цепи «+», то к числу, записанному в счетчик, при поступлении каждого импульса добавляется единица, а если в цепи «-», то единица вычитается. Соответственно код ГН на выходе РСИ увеличивается либо уменьшается. В ЦАП он преобразуется в ступенчатое управляющее напряжение $e_{y1}(t)$, возрастающее или убывающее, но всегда направленное на уменьшение $|\Delta f_n|$. Измене-

ние $e_{y1}(t)$ от ступеньки к ступеньке прекратится только тогда, когда текущее значение расстройки частоты гетеродина относительно f_{ri} станет меньше зоны нечувствительности ИЧД, внутри которой $e_{чд}(t) = E_{чд} = 0$. Остаточная расстройка $\Delta f_{ост}$ в ИЧАПЧ должна быть меньше Δf_3 для того, чтобы в фазовом кольце произошел захват и наступил стационарный режим (синхронизм). Окончание этапа грубой настройки (или так называемого поиска) индицируется ИЧД, который выдает специальный сигнал, разрешающий работу ИФАПЧ.

В реальных схемах СЧ вместо двух колец регулирования используется одно – ИЧФАПЧ с датчиком рассогласования типа импульсного частотно-фазового детектора (ИЧФД), работающего в режимах частотного и фазового детектирования. В первом случае ИЧФД эквивалентен ИЧД со статической характеристикой, близкой к релейной с зоной нечувствительности $\Delta f_{ин}$ (сплошная линия на рис. 6.18). Во втором – СХ ИЧФД имеет вид периодической пилообразной функции от $\Delta\varphi$, что свойственно любым фазовым детекторам (рис. 6.19).

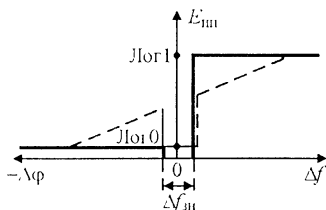


Рис. 6.18

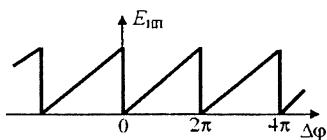


Рис. 6.19

В обоих случаях по оси ординат отложена постоянная составляющая $E_{ин}$ напряжения на выходе ИЧФД. Критерии смены режимов ИЧФД могут быть различными, например нарушение последовательности поступления входных импульсов.

Если между двумя соседними импульсами $e_{ЭТД}(t)$, т.е. внутри интервала времени, равного периоду $T_{ср} = 1/f_{ср}$, располагаются два или более импульса $e_{счд}(t)$, то логикой работы схемы выносятся решение о том, что $\Delta f = [(f_r/N_i) - f_{ср}] > 0$, и на выходе ИЧФД появляется постоянное напряжение $E_{ин}$, соответствующее логической единице. При отсутствии импульсов $e_{счд}(t)$ внутри указанного интервала, что может быть только в случае $\Delta f < 0$, вырабатывается напряжение $E_{ин}$, соответствующее логическому нулю.

В синхронном режиме, когда происходит постоянное чередование импульсов $e_{ЭТД}(t)$ и $e_{счд}(t)$, на выходе ИЧФД появляется импульсная последовательность со скважностью, зависящей от $\Delta\varphi$, и

зависимость $E_{и.п}$ от $\Delta\varphi$ носит пилообразный характер. Приведенные на рис. 6.18 и 6.19 статические характеристики не позволяют, однако, адекватно описать все многообразие процессов в ИЧФАПЧ. Так, в области относительно небольших расстройк Δf (но при $|\Delta f| > \Delta f_{з.и}/2$) сигнал ИЧФД на самом деле имеет вид периодической импульсной последовательности с модуляцией импульсов по ширине (длительности). В этом случае $E_{и.п}$ изменяется так, как это показано штриховыми линиями на рис. 6.18. При включении ЦСЧ и наличии частотной расстройки постоянная составляющая на выходе ИЧФД, выделяемая в ФНЧ, непосредственно или после некоторых функциональных преобразований воздействует на УЭ и заставляет f_r войти в полосу захвата ИФАПЧ.

Структурная схема, показанная на рис. 6.17 (даже с учетом объединения двух контуров регулирования в один), отражает далеко не все способы сохранения высокой фильтрующей способности ИФАПЧ при малой полосе захвата последней. Стремление уменьшить возникающие при этом противоречия привело к интенсивному развитию альтернативных методов активного синтеза частот. Так, широко применяется ДПКД с дробным коэффициентом деления N_d (ДДПКД). В этом устройстве интервал между соседними значениями N_{di} равен не единице, а некоторой постоянной величине $b < 1$.

Можно показать, что в данном случае $F_{ш} = bf_{ср}$, поэтому, задавая, например, $b = 0, 1$, получаем, что частота сравнения на порядок превышает шаг сетки частот. Очевидно, что в таких условиях подавление колебаний с частотой $f_{ср}$ значительно облегчается, что приводит к расширению полосы захвата ИФАПЧ. Однако, как показывает анализ, в сигнале на выходе ДДПКД происходит периодическое скачкообразное изменение временного интервала между соседними импульсами, что приводит к появлению в спектре $e_{сч}(t)$ вредных дискретных составляющих с частотами, отличными от $f_{ср}$. Добиться расширения Δf_3 при сохранении высококачественных спектральных характеристик СЧ можно также путем использования нелинейного или коммутируемого ФНЧ. При включении ЦСЧ или смене рабочей частоты полоса $\Pi_{ФНЧ}$ в переходном режиме делается достаточно широкой, а по достижении стационарного состояния происходит ее резкое уменьшение.

Одним из наиболее радикальных путей улучшения характеристик СЧ с ИФАПЧ является применение принципа трансформации шага сетки частот, реализуемого в многокольцевых структурах системы автоподстройки. В качестве примера рассмотрим двухкольцевой СЧ (рис. 6.20).

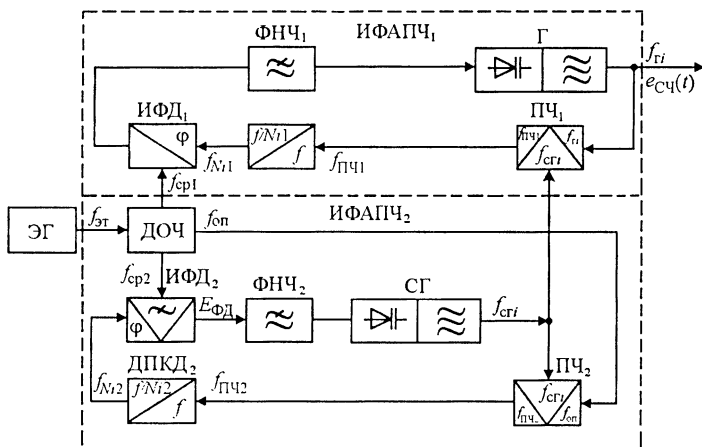


Рис. 6.20

Для упрощения на рисунке не изображены полосовые фильтры на выходах ПЧ₁ и ПЧ₂, а также каскады ФИП. Через СГ обозначен стабилизируемый автогенератор – объект регулирования во внутреннем (не выходном) кольце ИФАПЧ. В стационарном режиме выполняются равенства: $f_{сп1} = f_{N1} = (f_{ri} - f_{сri})/N_{i1}$ и $f_{сп2} = f_{N2} = (f_{он} - f_{сi1})/N_{i2}$, т.е. $f_{ri} = f_{он} - N_{i2}f_{сп2} + N_{i1}f_{сп1}$. Отсюда следует, что, изменяя N_{i1} и N_{i2} на единицу, можно получить перестройку гетеродина на $F_{ш} = f_{сп2} - f_{сп1}$. Таким образом, $f_{сп1}$ и $f_{сп2}$ могут быть значительно больше $F_{ш}$, т.е. условия подавления колебаний с частотами сравнения значительно благоприятнее, чем в схеме на рис. 6.17, при одном и том же значении $F_{ш}$.

Как видно из рис. 6.20, в схеме используется несколько ступеней когерентного частотного преобразования, что является недостатком многокольцевых ЦСЧ. Дело в том, что в процессе преобразования наряду с полезными составляющими (в данном случае – с суммарными частотами) в спектре выходного сигнала содержатся вредные комбинационные компоненты, задача подавления которых должна решаться в выходном контуре ИФАПЧ.

Аналоговые пассивные СЧ. Общим для всех активных СЧ является использование большого числа ступеней различных когерентных преобразований исходной эталонной частоты $f_{гр}$.

Очевидно, что каждая такая ступень должна обладать высокоизбирательными цепями для тщательной фильтрации комбинационных и гармонических помех. Для выбора заданной частоты выходных колебаний указанные цепи обычно не перестраиваются, а переключаются с помощью быстродействующих электронных ключей (чаще всего на p - i - n -диодах). Развитие техники аналогово-

го пассивного синтеза получило значительное ускорение в связи с разработкой широкой номенклатуры высокоизбирательных фильтров на ПАВ и КФ. Применение этих элементов позволило значительно улучшить характеристики СЧ: резко уменьшить массу и габаритные размеры, повысить надежность и т.д.

Цифровой пассивный синтез может быть реализован несколькими методами: созданием импульсной последовательности с частотой $f_{ги}$, осуществлением вычислительных процедур, позволяющих сформировать квазигармоническое колебание с этой же частотой, и др. На выходе пассивного ЦСЧ должен быть включен фильтр для подавления дискретных помех, образующихся в процессе цифровой обработки сигналов.

Ограничимся рассмотрением аналоговых СЧ. Общим для них является тракт высоkokратного умножения частоты (УЧ), состоящий из генератора гармоник (ГГ) и фильтра (Ф). В ГГ создается последовательность очень коротких (по сравнению с периодом $T_{вх} = 1/f_{вх}$ входного колебания) импульсов с интенсивными высшими гармониками. В Ф должны эффективно подавляться все составляющие спектра, кроме той, на которую фильтр настроен.

В реальных схемах на выходе ГГ включается не один, а несколько («гребенка») фильтров (ГФ), переключаемых с помощью электронных коммутаторов. Если число фильтров обозначить через l , то схему УЧ можно считать простейшим пассивным синтезатором с числом частот сетки $n = l$ и шагом $F_{ш} = f_{вх}$. Суммируя частоты двух таких СЧ, можно получить $n = l^2$, трех — $n = l^3$ и т.д.

Структурная схема аналогового пассивного СЧ с идентичными декадами изображена на рис. 6.21. Число декад принято равным двум, но подробно раскрыт состав только первой декады. Она состоит из УЧ₁, ПЧ₁ и формирователя выходной частоты Ф₁. Выбор требуемого значения $f_{вых1}$ происходит с помощью трех пар сопряженных ЭК, одновременно переключающих входы и выходы каж-

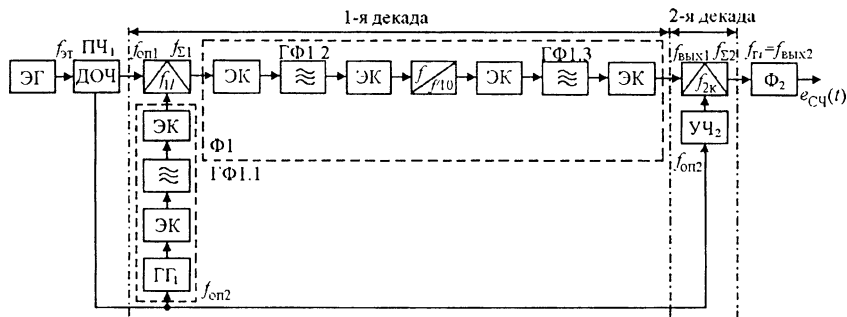


Рис. 6.21

дого из десяти фильтров, входящих в три ГФ. Алгоритм работы ЭК задается СУ, не показанной на рисунке. На выходе УЧ₁ создаются колебания одной из десяти частот f_{1l} , где $l = 0, 1, \dots, 9$, отстоящих друг от друга на интервал $F_{ш1} = f_{0п2}$. Тогда $f_{вык1} = f_{\Sigma 1}/10 = (f_{оп1} + f_{1l})/10$. Во второй декаде в УЧ₂ формируется одна из десяти частот f_{2k} , где $k = 0, 1, \dots, 9$, с шагом $F_{ш2} = F_{ш1}$. Тогда

$$f_{вык2} = f_{\Sigma 2}/10 = (f_{вык1} + f_{2k})/10 = (f_{оп1} + f_{1l} + 10 f_{2k})/10^2. \quad (6.27)$$

Обозначим значения низших частот на выходах УЧ₁ и УЧ₂ через $f_{1,0}$ и $f_{2,0}$. Тогда $f_{1l} = f_{1,0} + lF_{ш1}$ и $f_{2k} = f_{2,0} + kF_{ш1}$. Условием идентичности первой и второй декад является выполнение равенств $f_{1,0} = f_{2,0}$ и $f_{вык1,0} = f_{оп1}$, где $f_{вык1,0} = (f_{оп1} + f_{1,0})/10$. Отсюда следует, что $f_{1,0} = 9f_{оп1}$. С учетом приведенных соотношений выражение (6.27) приводится к виду

$$f_{вык2} = f_{оп1} + (l + 10k) F_{ш1}/10^2. \quad (6.28)$$

Из (6.28) видно, что, изменяя независимо друг от друга l и k (по командам от СУ), можно синтезировать $n = lk$ частот на выходе второй декады с шагом $F_{ш} = F_{ш1}/10^2$. Применение m идентичных декад позволяет уменьшить шаг до величины $F_{ш} = F_{ш1}/10^m$.

На рис. 6.22 приведена структурная схема СВЧ аналогового пассивного СЧ на ПАВ-фильтрах, синтезирующего в диапазоне 1393...1611 МГц сетку частот f_{i} с $F_{ш} = 1$ МГц ($n = 219$). Все частоты на рисунке указаны в мегагерцах. В каждый УЧ входят гребенка из девяти фильтров и два ЭК, работающих по командам СУ. Большие коэффициенты умножения L_1 и L_2 определяют малую относительную частотную расстройку между соседними составляющими спектров сигналов на выходах УЧ₁ и УЧ₂: менее 1 и 3,3 % соответственно. Поэтому для эффективного подавления гармоник, расположенных рядом с полезной, требуется высокая избирательность фильтров, входящих в ГФ. Учитывая, что диапазон частот f_1 и f_2' составляет несколько сотен мегагерц, наиболее целесообразно использовать ПАВ-фильтры. Выбирая с помощью ЭК₂ поочередно одну из частот f_2 и вычитая из нее последовательно каждую из девяти частот f_1 , получаем на выходе ПФ₁ n_4 значений частоты f_4 . Формула для определения n_4 имеет вид $n_4 = n_2 + (n_1 - 1)(n_2 - 1)$, т.е. $n_4 = 73$. Для образования на выходе СЧ заданного дискретного множества частот в ПФ₂ и ПФ₃ выделяются колебания $e_{СЧ}(t)$ с разностной частотой $f_{ri} = f_3 - f_4$, где f_3 может принимать одно из трех значений, определяемых положением ЭК₃. Тогда, учитывая, что $n_3 = 3$, имеем $n = n_3 n_4 = 219$.

Сравнение методов построения СЧ показывает, что если главным показателем является быстрдействие с длительностью $t_{пр}$

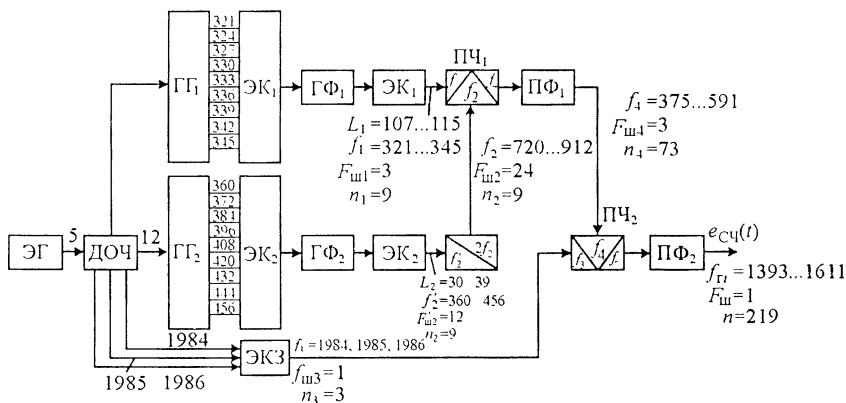


Рис. 6.22

порядка единиц или долей микросекунды, то преимущество следует отдать системам пассивного синтеза. Использование методов активного синтеза при достаточно «густой» сетке частот не позволяет получить значение $t_{пер}$ меньше десятков или даже сотен миллисекунд. Напротив, если доминирующими по значимости являются спектральные характеристики СЧ, то предпочтительнее применять активную фильтрацию с помощью системы автоподстройки. Последняя, особенно в двух- и трехкольцевом варианте, позволяет получить $D_{дет} = 80 \dots 100$ дБ, в то время как для пассивных СЧ типичными данными являются $D_{дет} < 60 \dots 80$ дБ. Что касается случайных (шумовых) помех, то вид функций $S_{ш}(F)$ и $S_f(F)$ внутри полосы захвата ИФАПЧ (при активном синтезе) и полосы пропускания фильтров (при пассивном синтезе) задается главным образом эталонным генератором и отношением $L = f_{г1}/f_{эт}$. Действительно, в обоих случаях СПМ ПОФ и ПОЧ на выходе СЧ связаны с аналогичной характеристикой колебаний ЭГ равенством $S_{СЧ}(F) = S_{эт}(F) + 20 \lg L$, дБ/Гц. Следовательно, в наиболее важной области частот, прилегающей к несущей $f_{г1}$, оба метода синтеза примерно равноценны. Вне указанных полос СПМ $S_{СЧ}(F)$ определяется внутренними свойствами каскадов, входящих в СЧ: в активных СЧ определяющую роль играют шумы гетеродина (в свободном состоянии), в пассивных – шумы умножителей частоты.

6.7. ГЕТЕРОДИНЫ

Возможны два пути построения ГТ – первый, рассмотренный выше, основывается на применении СЧ, второй – на использовании автогенераторов (АГ), работающих в режиме свободных (автономных) колебаний. Основным достоинством СЧ является малое

значение δ_1 , определяемое эталонным генератором. Если под δ_1 понимать долговременную нестабильность, то при кварцевом термостатированном ЭГ ее величина равна примерно 10^{-6} , а при двойном термостатировании и прецизионном кварцевом резонаторе δ_1 уменьшается до $10^{-7} \dots 10^{-8}$. Квантовые стандарты частоты дают $\delta_r \approx 10^{-11} \dots 10^{-13}$. Однако любой вариант построения СЧ не позволяет получить непрерывное перекрытие диапазона частот f_1 , а лишь интерполирует его дискретным множеством (n) точек с шагом $F_{\text{ш}}$. Это свойство наряду со сложностью схемотехнических решений является основным недостатком метода синтеза гетеродинных частот. Автономный АГ, наоборот, обладает сравнительно малой стабильностью, однако может обеспечить плавное перекрытие диапазона. Для уменьшения δ_r в этом случае осуществляют оптимизацию режима работы АЭ, термостатирование и термокомпенсацию, влагозащиту и т.д. Большое значение приобретает также повышение добротности колебательных контуров, входящих в АГ (переход на ДР, полые и ПАВ-резонаторы). Эффективность подобной параметрической стабилизации тем выше, чем в меньших пределах перестраивается частота f_r .

Как следует из § 6.6, плавный автогенератор входит в качестве объекта регулирования – гетеродина также и в состав активного СЧ. Однако здесь он работает не в автономном, а в синхронизированном режиме, при котором его основные собственные характеристики (нестабильность и спектральные параметры) играют второстепенную роль.

Если приемник имеет фиксированную настройку, т.е. необходимо обеспечить только одно значение f_r , то источником гетеродинных колебаний является обычно тракт умножения частоты $f_{\text{эт}}$. При отношении $f_1/f_{\text{эт}}$, кратном двум и трем, построение УЧ особых проблем не представляет. В более общем случае для трансформации $f_{\text{эт}}$ (равной, как правило, 5 или 10 МГц) в f_r требуются достаточно сложные структуры СЧ, несмотря на то, что в данном случае $n = 1$.

Подробно принципы работы и особенности построения АГ рассматриваются в курсах «Основы теории цепей» и «Радиопередающие устройства». Ниже рассмотрим основные особенности СВЧ гетеродинов, поскольку именно в этом диапазоне реализация стабильных перестраиваемых АГ представляет наибольшие трудности [15–18]. В указанной частотной области используют полупроводниковые АЭ: БТ, ПТШ, ДГ, ЛПД. Вакуумные приборы (отражательные клистроны, лампы обратной волны) и ТД в настоящее время почти не применяются. В табл. 6.1 представлены параметры отечественных СВЧ малогабаритных автогенераторов

Таблица 6.1

Параметр	БТ	ПТШ	ДГ	ЛПД
f_r , ГГц	1...10	10...30	5...50	8...140
P_r , мВт	10...1000	3...30	10...300	20...4000
$S_f(f)$, дБ/Гц	-(75...125)	-(60...70)	-80	-(50...60)
F , кГц	1	10	10	10

на БТ, кремниевых ЛПД и арсенидгаллиевых ПТШ и ДГ. В таблице P_r – мощность высокочастотных колебаний. Обычно гетеродин представляет собой маломощный источник колебаний, но в ряде случаев (например, в многоканальных РПРУ) P_r достигает сотен милливольт и единиц ватт.

Из таблицы следует, что рассматриваемые типы АГ обеспечивают необходимые уровни P_r в дециметровом, сантиметровом и в значительной части миллиметрового диапазонов. На частотах ниже 10 ГГц наименьшими шумами обладают АГ на БТ, на более высоких частотах удовлетворительные шумовые характеристики имеют автогенераторы на ПТШ и ДГ, а уровень шумов ЛПД-генераторов на 20...30 дБ выше, чем у АГ на ДГ. Поэтому при использовании гетеродинов на ЛПД для предотвращения повышения коэффициента шума приемника обязательно применяется балансная схема смесителя и принимается ряд дополнительных мер.

Стабилизация частоты высокочастотными резонаторами позволяет реализовать температурный коэффициент частоты порядка $(1..4) \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$, что обеспечивает значение δ_r от $10^{-3}...10^{-4}$ до $10^{-5}...10^{-6}$. Такой широкий разброс нестабильности объясняется различными пределами перестройки частоты: большие δ_r соответствуют значительным изменениям f_r , а меньшие – узкополосной перестройке либо фиксированному значению f_r .

Если указанная стабильность частоты для нормальной работы радиосистемы недостаточна, гетеродины строят по схеме транзисторно-варакторной цепочки с многократным умножением частоты более высокостабильного низкочастотного задающего генератора (кварцевого или СЧ). Такие гетеродины представляют собой каскадно соединенные транзисторные и варакторные умножители частоты, между которыми для повышения уровня мощности, фильтрации и развязки включены транзисторные усилительные каскады и фильтры. При умножении в L раз частоты задающего генератора значение δ_r не изменяется, однако уровень шумов выходного колебания возрастает не менее чем на $20 \lg L$, поэтому для уменьшения общей кратности умножения стремятся выбирать частоту задающего генератора в диапазоне 100...150 МГц, где кварце-

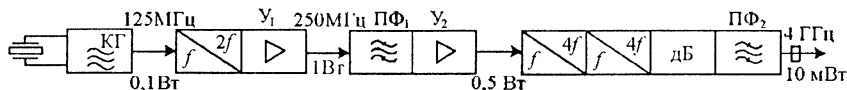


Рис. 6.23

вые резонаторы, работающие на механических гармониках, еще сохраняют удовлетворительные параметры.

Структурная схема гетеродина этого класса для приемника РРЛ диапазона 4 ГГц показана на рис. 6.23. Высокая стабильность частоты ($\delta_r = 2 \cdot 10^{-6}$) достигнута термостатированием кварцевого резонатора. Удвоитель частоты 125/250 МГц – транзисторный, узкополосный ПФ₁ обеспечивает фильтрацию шумов в тракте, транзисторные развязывающие усилители Y_1 , Y_2 компенсируют потери соответственно в удвоителе и фильтре. Основной умножитель частоты – двухкаскадный варакторный, состоящий из двух учетверителей в одном блоке. На его выходе включен волноводный ПФ₂ с полосой 8...10 МГц, подавляющий нежелательные составляющие спектра, появившиеся в результате умножения частоты. Выходная мощность гетеродина регулируется переменным волноводным аттенюатором. В перестраиваемых ПЧ такие гетеродины делают широкополосными (с относительной полосой 6...10 %), а в качестве задающего генератора используют СЧ. В гетеродине РПрУ миллиметрового диапазона в качестве умножителей частоты с высокой кратностью могут использоваться генераторы на ДГ и ЛПД, синхронизированные на гармониках частоты колебаний задающего генератора или предварительной умножительной цепочки [19].

Перестройка СВЧ генераторов возможна тремя способами. В небольших пределах (единицы процентов) f_r может варьироваться воздействием на режим работы АЭ по постоянному току, что одновременно приводит к нежелательному изменению P_r . Более эффективна электронная перестройка с помощью варикапа, включенного в колебательную систему автогенератора. Здесь пределы отклонения частоты составляют 5...50 % и не сопровождаются заметным изменением мощности. Однако снижение добротности резонаторов из-за включения варикапа приводит к возрастанию уровня шумов. Наиболее широкие пределы перестройки (порядка октавы) достигаются при использовании ЖИГ-резонаторов, высокая добротность которых ведет, кроме того, к снижению СПМ ПОЧ на 20...25 дБ по сравнению с перестройкой варикапом. Недостатками АГ с ЖИГ-резонаторами являются повышенная чувствительность к дестабилизирующим факторам и большие трудности в осуществлении быстрого изменения частоты.

В качестве генераторов накачки ППУ могут использоваться все рассмотренные выше типы АГ. В этом случае повышенные требования предъявляются к уровню генерируемой ими мощности и ее постоянству, а вопросы стабильности частоты решающего значения не имеют.

6.8. НАСТРОЙКА ДИАПАЗОННЫХ РАДИОПРИЕМНИКОВ

Для приема сигнала от требуемой станции необходимо выполнить ряд операций управления: включить аппаратуру, настроить на частоту сигнала, подключить необходимые выходные устройства, скоммутировать соответствующие фильтры, переключить антенны и т.д. Среди названных важной операцией является настройка РПрУ на требуемую рабочую частоту, включающая в себя установку необходимых частот гетеродинов (в профессиональных РПрУ их может быть несколько) и настройку резонансных цепей преселектора приемника на частоту сигнала. Синтезаторы частот позволяют сравнительно легко автоматизировать в приемнике установку частот гетеродинов с очень малым временем срабатывания. Наибольшие трудности вызывает быстрая автоматическая перестройка преселектора приемника, при которой происходят включение нужного поддиапазона и перестройка резонансных цепей.

Настройка резонансных цепей преселектора РПрУ. При построении РПрУ важную роль играет вид элемента, изменяющего частоту настройки его избирательных цепей. Возможные элементы настройки частоты таких цепей РПрУ показаны на рис. 6.24. На практике используют также сочетания перестраиваемых элементов.

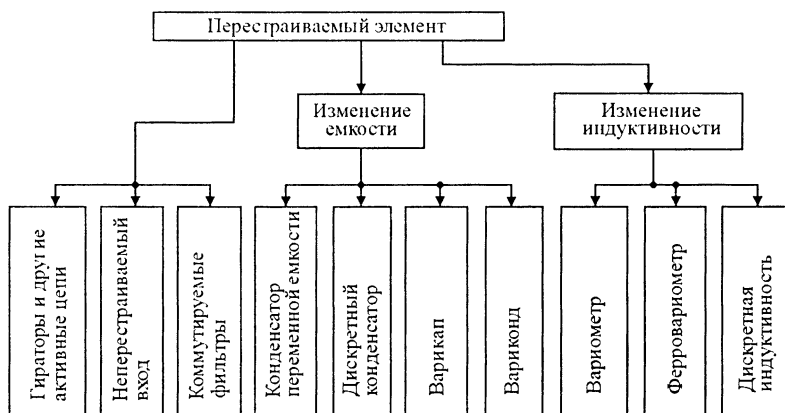


Рис. 6.24

От коммутирующих элементов требуются высокое сопротивление контакта для коммутируемого тока в разомкнутом состоянии и малое сопротивление – в замкнутом, малая проходная емкость между контактами в разомкнутом состоянии на рабочей частоте. Для коммутации в избирательных цепях применяют механические либо электронные коммутирующие элементы. Механические контакты, используемые для коммутации в высокочастотных цепях РПрУ, обладают невысокой надежностью из-за окисления, загрязнения и механического износа; большой паразитной емкостью контактных пар; громоздкостью, а также необходимостью больших усилий при переключении. Устройство управления механическими контактами достаточно сложно, особенно в автоматизированных приемниках. При этом не удается обеспечить малое время настройки. Все это ограничивает использование механических контактов в современных РПрУ.

Все большее применение для коммутации в высокочастотных цепях приемников находят герконы и полупроводниковые коммутационные диоды. Геркон представляет собой герметизированный магнитоуправляемый контакт – два плоских лепестка из магнитомягкого сплава, сваренные в противоположные концы стеклянной капсулы. Свободные концы лепестков перекрывают друг друга, контактирующие поверхности лепестков покрыты благородным металлом (золотом, родием), стеклянная капсула заполнена защитным газом или вакуумирована. Если капсулу ввести в магнитное поле, то лепестки намагничиваются и притягиваются друг к другу, при этом контакт замыкается. При ослаблении магнитного поля ниже определенного уровня лепестки размыкаются под действием силы упругости. Магнитное поле создается от помещенной вокруг капсулы электромагнитной катушки управления. Полупроводниковые коммутационные диоды с электронным управлением имеют большое сопротивление, малую емкость при напряжении обратного смещения и малое дифференциальное сопротивление при токе прямого смещения.

Неперестраиваемый вход и коммутируемые фильтры. При неперестраиваемом широкополосном преселекторе антенна, УРЧ и ПЧ приемника согласуются между собой с помощью широкополосных трансформаторов. Настройка приемника обеспечивается установкой частот гетеродина, при этом время настройки минимально.

В профессиональных РПрУ ДКМ диапазона широко используется фильтровой способ настройки приемников, при котором весь диапазон перекрывается рядом неперестраиваемых фильтров с запасом по взаимному перекрытию. Коммутируются фильтры цепью управления; число фильтров зависит в основном от требо-

ваний к избирательности и ограничивается сложностью цепи управления.

Настройка изменением емкости. При емкостной настройке резонансных цепей используются конденсатор переменной емкости (КПЕ) с воздушным или пленочным диэлектриком, дискретный конденсатор, варикап. Применение КПЕ обуславливается рядом его достоинств, таких как большое перекрытие по емкости, высокая добротность и линейность контура с КПЕ. К недостаткам КПЕ можно отнести большие габариты узла настройки и ограниченное из-за сложности конструкции число синхронно перестраиваемых на высокой частоте контуров, невысокую надежность и, что существенно, значительное время настройки.

Дискретный конденсатор представляет собой магазин конденсаторов постоянной емкости с последовательно-параллельным включением групп. Использование дискретных конденсаторов вместо КПЕ можно значительно снизить время настройки, которое определяется в основном временем срабатывания схемы управления и коммутирующих элементов. Применяют также сочетание дискретного конденсатора с дискретной катушкой индуктивности. К недостаткам дискретного конденсатора можно отнести ограниченность числа настроек, а также усложнение коммутирующих цепей. Стремятся применять элементы с малыми активными потерями и малой проходной емкостью. Обычно переключение отдельных конденсаторов проводится с помощью герконов или коммутационных полупроводниковых диодов, что позволяет использовать для настройки РПрУ компьютерную технику.

К достоинствам электронной варикапной настройки можно отнести: малые габариты и массу; практическую безынерционность изменения емкости варикапа, сводящую к минимуму время настройки; малую мощность источника управляющего напряжения, определяющую экономичность такого способа настройки; сравнительно высокую стабильность параметров варикапа при изменении температуры окружающей среды и нечувствительность к вибрациям; большой реализуемый коэффициент перекрытия емкости. При варикапной настройке сравнительно просто осуществляется увеличение числа одновременно перестраиваемых колебательных контуров.

Одним из основных недостатков данной настройки является значительная нелинейность варикапа, особенно заметная при сильных сигналах и малых смещениях, что приводит к ухудшению избирательности приемника. Уменьшение нелинейных эффектов достигается увеличением минимального смещения на варикапе и включением в емкостную ветвь контура дополнительного линейного конденсатора, что, однако, снижает коэффициент перекрытия

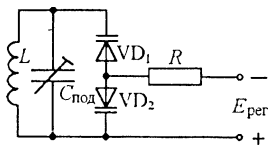


Рис. 6.25

диапазона. От этого недостатка свободно встречно-последовательное включение двух варикапов (рис. 6.25): благодаря взаимной компенсации четных гармоник тока существенно снижаются нелинейные эффекты. При этом требуется строгая идентичность варикапов. При варикапной настройке необходимо обеспечить высокую стабильность источника управляющего напряжения.

Настройка изменением индуктивности. Такая настройка осуществляется вариометром или дискретной катушкой индуктивности. При использовании вариометра в конструкции предусматривается механическое перемещение сердечника внутри каркаса катушки, либо замыкание части витков с помощью токосъемника. Переменная индуктивность обеспечивает достаточно большой коэффициент перекрытия (до 5). Однако при перестройке изменяется добротность катушки, низка температурная стабильность параметров, настроечный механизм конструктивно сложен и имеет большие габариты, ограничено число синхронно перестраиваемых контуров, невысока устойчивость к механическим воздействиям. Использование дискретной катушки индуктивности позволяет применять электронный способ настройки. По свойствам такая настройка аналогична настройке дискретным конденсатором, однако при прочих равных условиях эта система настройки более громоздка.

Переключение фильтров ВЦ и поддиапазонов. В приемниках используется в основном два вида настройки резонансных цепей преселектора: фильтровая и фиксированная (в некоторых РПрУ сочетают эти виды настройки). При фильтровой настройке преселектора все сводится к коммутации фильтра, в полосе пропускания которого находится частота принимаемого сигнала. При фиксированной настройке диапазон частот, как правило, разбивается на ряд поддиапазонов и процесс настройки начинается с включения требуемого поддиапазона с последующей настройкой в его пределах избирательных цепей преселектора на частоту сигнала. При этом возможна плавная или дискретная перестройка цепей.

Переключение фильтров ВЦ и поддиапазонов в РПрУ с автоматической настройкой состоит из двух операций: выработки блоком управления сигнала управления для цепи переключения после набора на передней панели приемника значения требуемой частоты принимаемого сигнала, что осуществляют с помощью клавишного поля (тастатуры), либо специальных переключателей; коммутации избирательных цепей или их реактивных элементов. При

ручной настройке требуемый поддиапазон коммутируется нажатием (переключением) соответствующего контакта на передней панели приемника.

Выработка сигнала управления. Для управления автоматическим включением нужного фильтра или поддиапазона с помощью переключателей СЧ приемника целесообразно выбирать частотные границы так, чтобы любой частоте каждого фильтра или поддиапазона соответствовала своя комбинация положений переключателей СЧ. Сигнал управления может вырабатываться устройством, реализованным с помощью двоичных элементов транзисторной логики. При формировании сигналов управления включение каждого фильтра ВЦ или каждого поддиапазона соответствует определенной комбинации положений переключателей СЧ. При этом вырабатываются специальные выходные команды, поступающие на устройство преобразования в стандартные сигналы управления логическими цепями, которые далее в формирователе сигналов включения требуемого фильтра или поддиапазона преобразуются в сигналы управления.

В качестве пульта управления широко применяется клавиатура, позволяющая быстро набирать нужную для приема частоту. Для контроля набираемой частоты предусматривается световой индикатор. Набранное на клавиатуре число, соответствующее частоте принимаемого сигнала, должно преобразовываться из десятичного в двоичный код и однозначно включать нужный фильтр ВЦ или поддиапазон. Упрощенная структурная схема включения требуемого фильтра ВЦ или поддиапазона (рис. 6.26) содержит блок записи частоты принимаемого сигнала, блок коммутации (БК) фильтров преселектора (поддиапазонов) и индикатор-дисплей (И). Блок записи частоты содержит клавиатуру (Т), преобразователь кода (ПК) и регистры хранения двоичного кода – регистры памяти (РП), позволяющие уменьшить время перестройки. Блок коммутации фильтров вырабатывает сигналы управления. Сигналы, поступающие от пульта дистанционного управления (ДУ), воздействуют на формирователь сигналов управления, минуя клавиатуру и преобразователь кода.

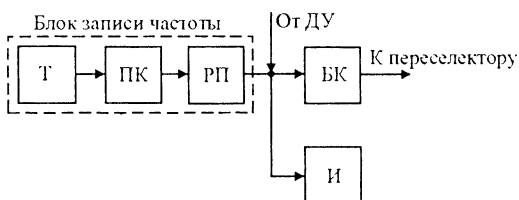


Рис. 6.26

Автоматическая настройка РПрУ. Для РПрУ характерна автоматизация процессов настройки; при этом предусматривается возможность как местного, так и дистанционного управления. Во многих приемниках реализуется программное управление. Цепь автоматической настройки приемника на рабочую частоту должна обеспечить переключение всех необходимых элементов при переходе с одной частоты на другую, а также подстройку этих элементов при воздействии дестабилизирующих факторов для обеспечения требуемой точности. После набора нужного значения частоты на тастатуре в ПК подается специальный управляющий сигнал, свидетельствующий о начале настройки. В процессе настройки выбирается нужный поддиапазон, устанавливаются необходимые частоты гетеродинов и осуществляется перестройка резонансных цепей в пределах выбранного поддиапазона. После окончания настройки вырабатывается специальный сигнал, свидетельствующий о готовности РПрУ к приему.

Большинство систем автоматической настройки РПрУ в зависимости от применяемых способов управления можно разделить на электромеханические, электронные и электронно-электромеханические, или комбинированные. В электромеханических системах обычно используется двигатель, а настройка осуществляется с помощью КПЕ. В электронных системах электромеханические устройства исключены. При этом электронная система настройки может быть реализована на основе аналоговых и цифровых устройств (аналоговая и цифровая электронная настройки). К комбинированным системам можно отнести, например, приемники, в которых управляющее напряжение для варикапов снимается с потенциометра, вращаемого мотором.

В одной из возможных систем настройки приемника перестройке подвергаются избирательные цепи преселектора до тех пор, пока промежуточная частота на выходе ФСИ не станет равной номинальной. При этом цепью управления формируется команда, по которой цепь настройки фиксирует требуемые значения настроечных элементов преселектора. Эта система настройки работоспособна только при приеме полезного сигнала. Кроме того, в такой системе в режиме приема отсутствует слежение за сопряжением гетеродина (СЧ) и преселектора, что может привести к изменению основных показателей радиотракта приемника.

Более широкое применение нашли системы с одновременной перестройкой резонансных цепей преселектора и гетеродина. Предположим, что в приемнике использовано двойное преобразование частоты (рис. 6.27), что обуславливает наличие в его радиотракте двух преобразователей частоты ($ПЧ_1$ и $ПЧ_2$). При смене частоты приема цепь управления (ЦУ) включает цепь настройки

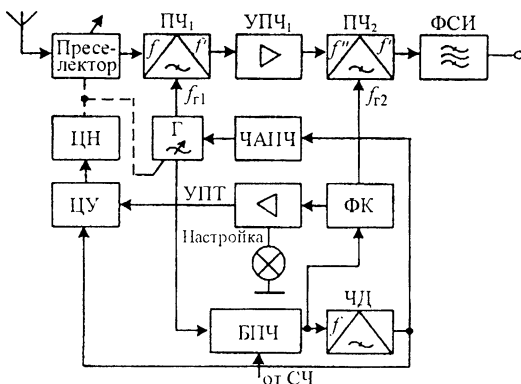


Рис. 6.27

(ЦН), обеспечивающую возвратно-поступательную сопряженную перестройку резонансных цепей преселектора и гетеродина (Г). Сопряженность перестройки отражена на рисунке штриховой линией. Напряжение с частотой f_{i1} поступает на ПЧ₁ приемника и на блок преобразования частоты (БПЧ) гетеродина, на который одновременно поступают частоты от СЧ, изменяющиеся в зависимости от значения частоты сигнала. Перестройка гетеродина ведется до тех пор, пока частота напряжения на выходе БПЧ не попадет в полосу пропускания фильтра компенсации (ФК), настроенного на вторую гетеродинную частоту f_{i2} ; при перестройке приемника частота f_{i2} постоянна. Начиная с этого момента происходит переключение РПРУ из режима поиска в режим частотной автоподстройки (цепь ЧАПЧ), которая заканчивается, как только уровень сигнала управления с выхода дискриминатора ЧД станет меньше зоны нечувствительности.

В системе с вспомогательным каналом настройки (рис. 6.28) предусматривается плавно перестраиваемый вспомогательный генератор переменной частоты (ГПЧ), имитирующий принимаемый

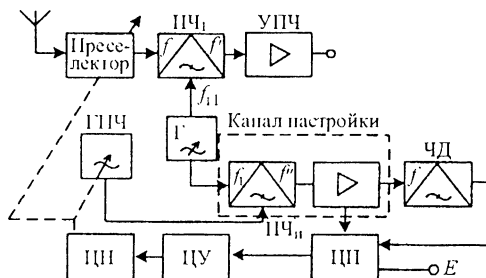


Рис. 6.28

сигнал. Напряжение с выхода ГПЧ, контуры которого сопряжены с резонансными контурами преселектора, подается на преобразователь ПЧ_н канала настройки. Точная настройка обеспечивается при совпадении частоты напряжения с выхода ГПЧ после преобразования в ПЧ_н с номинальным значением промежуточной частоты. Напряжение последней с выхода УПЧ канала настройки подается на цепь переключения (ЦП), которая переводит приемник из режима поиска в режим подстройки. Напряжение подстройки снимается с выхода частотного детектора (ЧД), настроенного на промежуточную частоту канала настройки приемника, на выходе ЧД создается напряжение ошибки, обуславливающее дальнейшую работу цепи до точной настройки, при которой ошибка устраняется.

При точной настройке снимается питание с ГПЧ и включается основной канал приема. Наличие вспомогательного канала настройки необязательно, поскольку напряжение от ГПЧ вводится совместно с напряжением первого гетеродина в ПЧ радиотракта приемника, а в качестве канала настройки может использоваться радиотракт. Недостатками такого метода являются сопровождающий настройку сдвиг резонанса из-за погрешности сопряжения между резонансными контурами преселектора и регулируемого генератора, а также ограничения, накладываемые на скорость перестройки контуров генератора и преселектора промежуточной частоты. Устройство с вспомогательным каналом настройки можно реализовать электронным способом.

Некоторые недостатки устройства с вспомогательным каналом устраняются при введении в усилительный тракт пилот-сигнала. Однако это может привести к появлению дополнительных помех в настраиваемом приемнике. Устранить данный недостаток можно, используя кратковременное периодическое включение пилот-сигнала или снизив его энергию ниже уровня собственных шумов УТ, выделяя сигнал на выходе статистическими методами. При методе настройки с использованием пилот-сигнала на вход приемника подается напряжение с частотой принимаемого сигнала, получаемое преобразованием частоты первого гетеродина. Резонансные контуры преселектора перестраиваются до тех пор, пока напряжение на выходе тракта промежуточной частоты радиотракта РПрУ не станет максимальным.

Возможная структурная схема настройки с использованием пилот-сигнала показана на рис. 6.29.

Колебания гетеродина с частотой f_r преобразуются в преобразователе канала настройки ПЧ_н в пилот-сигнал с частотой принимаемого сигнала. Команда на перестройку подается в цепь переключения (ЦП), которая обеспечивает подачу пилот-сигнала на

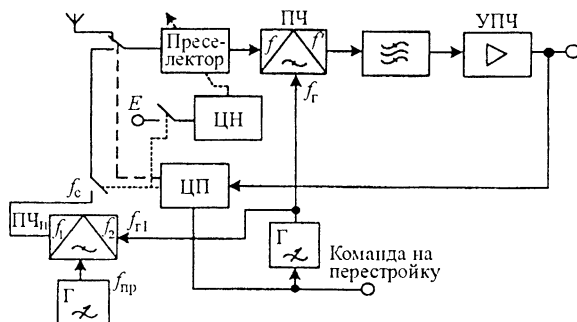


Рис. 6.29

вход приемника и включение цепи настройки (ЦН), перестраивающей резонансные цепи преселектора. При точной настройке преселектора на принимаемую частоту на выходе тракта промежуточной частоты появляется сигнал, который через ЦП выключает ЦН. Одновременно с входа приемника снимается пилот-сигнал; цепи автоматической настройки блокируются до поступления новой команды на перестройку. Цепь ЦН обеспечивает перестройку преселектора в сторону повышения частоты, что предотвращает его настройку на зеркальную частоту. Однако в таком устройстве отсутствует непрерывное слежение за точностью настройки.

В устройстве настройки с регулированием по модели одновременно перестраиваются преселектор приемника и его упрощенная модель, на которую подается пилот-сигнал. В качестве такой модели можно использовать резонансный контур, аналогичный контурам преселектора и сопряженный с ними.

В приемниках все большее применение находит цифровая электронная настройка. После набора на клавиатуре требуемого значения принимаемой частоты на выходе блока записи (см. рис. 6.26) появляется определенная комбинация логических нулей и единиц, по которой специальный блок выработки управляющего напряжения (БУС) вырабатывает сигнал управления для резонансных цепей преселектора. При фильтровой настройке под действием этого сигнала включается требуемый фильтр входного устройства; при плавной или дискретной перестройке резонансных цепей преселектора устанавливается требуемый поддиапазон и подается необходимое напряжение на перестраиваемые элементы. При варикапной настройке БУС вырабатывает напряжение, обеспечивающее требуемые емкости варикапов; при настройке с помощью магазина дискретных конденсаторов БУС вырабатывает сигнал управления для нужной коммутации конденсаторов.

Другой блок управления вырабатывает по комбинации логических нулей и единиц на выходе блока записи частоты сигнал управления, который устанавливает нужный коэффициент деления делителя в цепях ФАПЧ СЧ. При этом на выходе синтезатора устанавливаются напряжения гетеродинов с требуемыми частотами. Частота высвечивается на цифровом индикаторе. В отличие от аналоговых цифровые индикаторы частоты обладают высокими точностью и быстродействием измерения частоты; результаты измерения частоты в цифровом индикаторе представляются в форме, удобной для ее дальнейшей обработки.

6.9. УСТРОЙСТВА ИНДИКАЦИИ

Типы индикаторов. Основная информация о параметрах приемника выводится либо на его переднюю панель, либо на пульт оператора и отображается с помощью индикаторных устройств (индикаторов). Самой распространенной является индикация частоты настройки приемника, которая до недавнего времени осуществлялась с помощью шкалы приемника, проградуированной в единицах частоты и длин волн. Поскольку размеры шкалы ограничены, не удавалось обеспечить точную индикацию частоты настройки. В ранних разработках приемников передвижение вдоль шкалы стрелки, показывающей частоту настройки, осуществлялось механическим способом; в более поздних разработках нашли применение различные варианты электронной шкалы. На электронной шкале частота настройки может обозначаться различными способами, например с помощью светящегося столба изменяющейся длины или в виде цветных прямоугольников, перемещающихся вдоль шкалы синхронно с частотой настройки. В настоящее время наибольшее распространение нашла цифровая индикация частоты, при которой числовое значение частоты с высокой точностью отображается непосредственно цифровым индикатором. При этом измеряется либо частота настройки (точнее – частота гетеродина), либо частота, соответствующая установке переключателей синтезатора.

В качестве цифровых индикаторов в основном применяют светодиодные, катодно-люминесцентные и жидкокристаллические. Целесообразность использования того или иного индикатора зависит от условий эксплуатации, механических нагрузок, источников питания и т.д. Так, для светодиодных индикаторов характерны яркое свечение, малые питающие напряжения и инерционность, большой срок службы, однако эти индикаторы потребляют значительный ток. Все это определило их применение в стационарной аппаратуре.

Катодно-люминесцентные индикаторы имеют зеленое или голубое свечение достаточно большой яркости, они долговечны, однако требуют значительных анодных и сеточных напряжений и токов накала, поэтому применяются также в стационарной аппаратуре. В приемниках, от которых требуют экономного потребления тока от источников батарейного питания, применяют, как правило, жидкокристаллические индикаторы. Они свет не излучают, а только преломляют падающий или проходящий через них свет, что обуславливает очень малую потребляемую мощность. К тому же для этих индикаторов требуется малое управляющее напряжение, что позволяет непосредственно согласовывать их с цифровыми ИМС.

Помимо рассмотренных находят применение вакуумные люминесцентные сигнальные знаковосинтезирующие индикаторы; они имеют катод прямого накала, анод составлен из светоизлучающих элементов. К их достоинствам относятся благоприятный для восприятия зеленый свет достаточной яркости и невысокие питающие напряжения. Однако выполнение подобных индикаторов в стеклянных корпусах обуславливает их малую механическую прочность.

Помимо индикации частоты настройки в РПУ могут использоваться и другие виды индикации. Так, в ряде приемников для точной настройки на радиостанцию применяются как микро- и миллиамперметры, так и светодиодные и катодно-люминесцентные индикаторы. Точная настройка на принимаемую станцию может осуществляться либо по минимуму, либо по максимуму показания стрелочного индикатора. Индикаторы на светодиодах могут работать по минимуму или по максимуму свечения, по изменению цвета свечения или одновременно и по тому и по другому. Например, цвет свечения может изменяться с зеленого на красный или наоборот. Такой индикатор может к тому же одновременно быть индикатором включения приемника. Используя несколько светодиодов, можно построить индикатор, указывающий направление ухода от точной настройки.

Индикаторы напряженности поля в точке приема могут быть построены на основе стрелочного индикатора, светодиода, средств отображения знакографической информации на матричных экранах. Так, в приемнике на жидкокристаллическом экране может отображаться спектр любого участка рабочего диапазона с индикацией частот работающих в данный момент радиостанций. Визуально по спектру интенсивности напряженностей поля, создаваемого радиостанциями в точке приема, можно определить, какая из соседних станций принимается лучше.

На основе стрелочных, накальных и светодиодных индикаторов реализуются индикаторы: стереобаланса для установки равных мощностей на выходе левого и правого каналов; включения и контроля батареи питания; наличия стереопередачи; режима работы приемника и др. При использовании в приемнике жидкокристаллического индикатора удобно выводить всю информацию о состоянии РПрУ на одно информационное поле, объединяя при этом возможные отображения информации.

Рассмотренные индикаторы работают от специальных электронных схем, напряжение на вход которых может подаваться с различных точек схемы приемника. В качестве примера рассмотрим схему широко применяемого в настоящее время цифрового индикатора частоты (ЦИЧ).

Цифровые индикаторы частоты. В отличие от аналоговых ЦИЧ обладают высокой точностью и скоростью измерения частоты; результаты измерения частоты в ЦИЧ представляются в форме, удобной для дальнейшей обработки. Функции, выполняемые в ЦИЧ в РПрУ, могут быть различными. В простейшем варианте ЦИЧ должен зафиксировать набранную на тастатуре РПрУ частоту. Более сложно измерить частоту в определенной точке схемы приемника и зафиксировать значение измеренной частоты на индикаторе. В ряде приемников ЦИЧ не только измеряет текущее значение частоты, но и сравнивает его с требуемым значением, записанным в память ЦИЧ, определяет разность этих частот и вырабатывает цифру, пропорциональную этой разности. Цифра с выхода ЦИЧ после преобразования в ЦАП может использоваться для коррекции частоты гетеродина. Обычно цифровой частотомер совместно с индикатором (семисегментным или одним многоразрядным) и цепями управления образует блок цифровой шкалы настройки РПрУ. Индикаторы монтируются непосредственно на передней панели приемника.

Существует большое число схем ЦИЧ, одна из которых показана на рис. 6.30. Схема содержит запоминающее устройство (ЗУ) для запоминания требуемой частоты гетеродина, цифровой счетчик частоты гетеродина (Сч) и компаратор (К), сравнивающий текущее значение частоты гетеродина с записанным в ЗУ требуемым значением частоты. К выходу компаратора подключается ЦАП, вырабатывающий напряжение подстройки частоты гетеродина. В режиме подстройки сравниваются только последние разряды требуемого и текущего значений частоты. Схема ЦИЧ работает следующим образом. От опорного кварцевого генератора (ОГ) с частотой 1 МГц с помощью делителя частоты (Д) получают последовательность импульсов с частотой 1 Гц, которая поступает на вход ЖК-триггера. Импульс длительностью 1с с выхода триггера прикла-

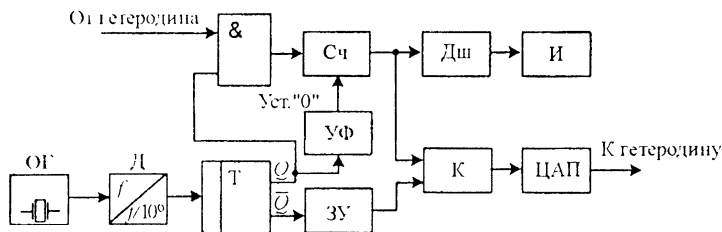


Рис. 6.30

дывается к схеме совпадения и одновременно к входу устройства формирования (УФ) импульса длительностью 1 мкс, обнуляющего счетчик. На один вход схемы совпадения подаются импульсы с частотой гетеродина, которые проходят в счетчик только при появлении на другом входе логической 1 с выхода Q триггера. С выхода Сч цифровой сигнал поступает в дешифратор (Дш) и фиксируется в цифровом индикаторе (И).

В ЗУ хранится набор фиксированных частот, которые может вырабатывать гетеродин приемника. На выходе Сч фиксируется текущее значение частоты гетеродина. С выхода Q триггера на ЗУ поступает сигнал разрешения считывания. Три последних разряда с ЗУ и Сч подаются на компаратор, где происходит их сравнение. Ошибка в цифровой форме поступает на ЦАП, с выхода которого сигнал в аналоговой форме прикладывается к УЭ гетеродина.

6.10. ДИСТАНЦИОННОЕ УПРАВЛЕНИЕ И КОНТРОЛЬ

Внедрение электронных средств регулировки параметров, характеристик и режимов приемника позволяет управлять им на расстоянии. Такое управление, называемое дистанционным (ДУ), широко используется как в бытовых, так и в профессиональных приемниках [3].

Дистанционное управление радиовещательными приемниками. Такое управление приемником, находящимся в одном помещении со слушателем на расстоянии нескольких метров, создает для последнего повышенные удобства. Не подходя к приемнику, он имеет возможность включить и выключить его, настроить на нужную станцию, запомнить и воспроизвести частоты настройки, изменить и режим работы, отрегулировать тембр звука и громкость передачи и т.д. Особенно удобно дистанционное управление установкой стереобаланса, поскольку ее необходимо производить относительно места прослушивания принимаемой программы.

В радиовещательных приемниках для ДУ используются ультразвуковые и инфракрасные колебания. По экономическим соображениям, а также с учетом числа команд и быстродействия наи-

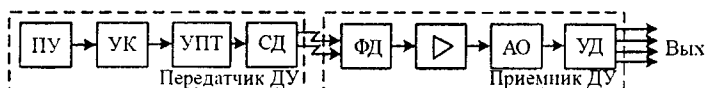


Рис. 6.31

большее применение нашли инфракрасные линии управления с применением импульсно-кодовой модуляции. Инфракрасные (ИК) колебания хорошо поглощаются стенами помещения и расположенной в ней мебелью, при этом практически не создают мешающие воздействия устройствам, находящимся в других помещениях; они безвредны для здоровья людей.

Структурная схема ДУ с использованием источника ИК показана на рис. 6.31. Необходимая для управления приемником информация набирается слушателем на ПУ, сигналы управления с его выхода после преобразования устройством кодирования (УК) подаются на усилитель постоянного тока (УПТ) для обеспечения необходимой дальности действия. После усиления импульсно-кодовая последовательность воздействует на светодиод (СД), который излучает ИК импульсы в направлении фотодиода (ФД), находящегося на управляемом приемнике. Принятые ФД импульсы усиливаются, отфильтровываются от помех (из-за прямых солнечных лучей, электрообогревательных и осветительных приборов и т.д.), ограничиваются по амплитуде в ограничителе и декодируются в устройстве дешифрации команд (УД), с выходов которого поступают на соответствующие цепи регулировок РПрУ. В приемниках с микропроцессорным управлением пульт ПУ может частично или полностью дублировать панель управления приемника (см. § 6.11). Наиболее широко ДУ применяется в телевизионных приемниках, музыкальных центрах и комплексах.

Дистанционное управление профессиональными приемниками. Этот вид управления рассмотрим на примере управления приемником ДКМ диапазона [1]. В таких РПрУ контроль и управление работой производятся из диспетчерского пункта (ДП), находящегося от приемника на некотором расстоянии, что повышает оперативность радиосвязи за счет управления приемниками с помощью ЭВМ по заранее заданной программе, а при работе приемников на необслуживаемых радиостанциях сокращает обслуживающий персонал. Радиоприемник, находящийся на значительном расстоянии (например, много километров) от оператора или ЭВМ, управляется односторонней либо двусторонней передачей информации. В первом случае передаются только команды телеуправления (ТУ); во втором для контроля за работой организуется обратный канал связи для передачи информации телесигнализации (ТС). При дистанционном управлении для каждого органа управления

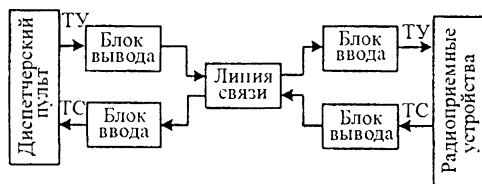


Рис. 6.32

РПРУ предусматривается отдельная линия связи, а при телеуправлении число линий связи меньше числа объектов управления; обычно сигналы ТУ – ТС передаются по одной линии или одному каналу связи. Следовательно, при телеуправлении и телеконтроле РПРУ происходит уплотнение канала связи и сигналы ТУ – ТС передаются с помощью последовательных кодов, а при дистанционном управлении – с помощью параллельного кода.

Система телеуправления и телеконтроля РПРУ состоит из устройств, устанавливаемых на диспетчерском пункте, канала связи и устройств, устанавливаемых на РПРУ (рис. 6.32). В блоке вывода на диспетчерском пункте (ДП) передаваемая информация преобразуется (кодируется и модулируется) в форму, пригодную для передачи по линии связи к управляемому РПРУ, содержащему в блоке ввода обратные преобразователи, декодирующие и демодулирующие устройства. Блок ввода передает информацию от ДП в приемник, а также вызывает срабатывание визуальных или слуховых индикаторов на передней панели приемника; блок вывода снимает информацию с РПРУ для передачи на ДП. В радиостанциях с большим числом приемников для повышения эффективности канала связи используют общий канал для передачи сообщений всем РПРУ, т.е. осуществляют уплотнение одного канала связи вторичными каналами. В основном применяют системы с кодовым разделением каналов, в которых в каждом вторичном канале, по которому производится управление конкретным приемником, передается специальная кодовая комбинация.

На приемной стороне сигналы с линии связи от ДП параллельно подаются на дешифраторы приемников. Если кодовая комбинация после дешифровки соответствует комбинации, присвоенной данному РПРУ (его адресу), то сигналы ТУ воздействуют на этот приемник. При этом либо сам адресный код несет в себе команду ТУ для приемника, либо адрес и команды ТУ передаются поочередно.

Кодовая комбинация, передаваемая по линии связи от ДП, обычно содержит: адрес РПРУ, на который должна быть передана

информация; номер программы, определяющий вид сообщения; текст сообщения. В текст сообщения могут входить многопозиционная команда ТУ в двоичном или двоично-десятичном коде, сведения о характере двухпозиционной команды, группа двухпозиционных сигналов ТС и т.д. К двухпозиционным относятся команды «включить-выключить», «увеличить-уменьшить» и т.д. Обычно число импульсов в сообщении и их длительность бывают заданными, поэтому приемник может отключаться как в паузах между сигналами, так и во время импульсов начала сообщения, что повышает помехозащищенность системы.

Команды ТУ могут передаваться и с двойным подтверждением. Сначала с ДП в РПрУ посылается адрес и текст подготовленной команды. После декодирования и запоминания адреса это же сообщение поступает обратно на ДП, где происходит его сравнение с ранее переданным. При совпадении переданного и принятого сообщений на РПрУ передается разрешение на исполнение команды, после получения которого в ДП поступает соответствующее подтверждение. Телеуправление может быть построено так, что сначала выбирается группа РПрУ, затем подгруппа и т.д. Таким образом, выбор для управления требуемого РПрУ осуществляется в несколько этапов с применением одинаковых или различных кодов. Аппаратура ТУ строится по принципу модульно-блочной конструкции на ИМС. Для передачи информации ТУ могут быть использованы стандартные телефонные каналы проводной или радиорелейной линии.

При работе РПрУ в дистанционном режиме электромеханические регуляторы и переключатели должны быть по возможности заменены электронными. По сигналам ТУ в приемнике могут обеспечиваться: коммутация антенн соответственно требованиям направления приема, частотному диапазону и диаграмме направленности; перестройка приемника по частоте; переключение цепей, обеспечивающих необходимый вид приема, а также полос пропускания тракта промежуточной частоты; управление аттенуатором в радиотракте приемника; регулировка уровня сигнала; переключение цепей АРУ и выходов приемника; включение и выключение источников питания, тестовой системы проверки исправности блоков приемника; проверка исправности системы сигнализации тревоги; переключение резервного оборудования и т.д. Аналогичная информация может быть передана на ДП с помощью сигналов ТС.

6.11. ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОПРОЦЕССОРОВ ДЛЯ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ РАБОТОЙ ПРИЕМНИКОВ

Автоматизированные РПрУ требуют применения устройств, исключающих участие человека в процессе управления и контроля. Широкое внедрение новой элементной базы – БИС и цифровых методов обработки сигналов позволило создать подобные устройства на базе МП – цифровых устройств с программируемой логикой и микропроцессорных систем (МПС) [4–6,9].

Функции МПС, входящей в состав РПрУ, в основном сводятся к определению параметров состояния данного узла, изменению его состояния, коммутации отдельных блоков по программе МП. Независимо от функционального назначения узла определение параметров его состояния сводится к сбору и обработке информации, поступающей от различных блоков, составляющих данный узел. При этом для различных по структуре и функциям узлов МП обрабатывает различное число информационных сигналов. Для изменения состояния любого узла требуется определенное число управляющих сигналов, соответствующее данной структуре.

Использование МП в качестве центрального управляющего устройства позволяет реализовать цифровой контроль и управление всеми функциями радиоприемника. Основное преимущество микропроцессорного управления – его большая гибкость. При внесении изменений в приемник необходимо лишь незначительное изменение его схемы, так как значительно модифицироваться может лишь программное обеспечение МП. Часто можно обойтись вообще без изменения аппаратной части. В РПрУ с помощью МП можно не только выполнять такие очевидные для применения цифровых методов операции, как синтез частот или управление дисплеями, но и осуществлять выбор параметров приемника, таких как полоса пропускания фильтров, коэффициент усиления тракта промежуточной частоты, постоянная времени цепи АРУ и т.д.

Получают широкое распространение однокристалльные микроЭВМ (ОМЭВМ) – устройства, содержащие в одном кристалле все основные элементы МПС: центральный процессорный элемент, оперативные и постоянные запоминающие устройства, порты ввода-вывода, таймеры, тактовый генератор и другие вспомогательные устройства. Наметилась тенденция разработки устройств управления и контроля приемника в виде единственной заказной или полузаказной БИС ОМЭВМ. Такие блоки управления и контроля уже применяются в дешевых вещательных приемниках.

От ОМЭВМ не требуется большой вычислительной мощности, как от МП универсальных компьютеров. Как правило, упро-

щенной системы команд вполне достаточно для реализации функций по управлению и контролю. Применение ОМЭВМ в РПрУ является весьма перспективным, так как блоки управления на их основе получаются компактными, надежными, низкоэнергетическими и дешевыми.

Блок управления РПрУ на ОМЭВМ. Рассмотрим структурную схему блока управления профессионального приемника на основе ОМЭВМ КМ1816ВЕ48 (рис. 6.33). Данный БУ выполняет следующие функции: управление ФСИ и фильтрами ВЦ приемника, управление ДПКД в СЧ, т.е. настройку РПрУ на заданную частоту, индикацию действительной частоты (чтением данных из счетчиков цифрового частотомера), запоминание ряда частот (каналов) с последующей быстрой настройкой на любую из них, квазиплавную перестройку по частоте.

В состав ОМЭВМ КМ1816ВЕ48 входят тактовый генератор, частота колебаний которого стабилизирована внешним кварцевым резонатором, арифметическое устройство, оперирующее восьмиразрядными двоичными словами (байтами), 65 регистров общего назначения, которые также называют сверхоперативным ЗУ, память программ, двунаправленный порт ввода-вывода (порт BUS), два квазидвунаправленных порта ввода-вывода (порты 1, 2), программируемый восьмиразрядный таймер-счетчик.

В каждом цикле обращения к внешней памяти или регистрам ОМЭВМ вначале выдает адрес устройства в порт BUS. Этот адрес сохраняется в многорежимном буферном регистре адреса, выходы которого образуют шину адреса. Далее в порт BUS выдаются или принимаются данные. Двунаправленный буфер шины обеспечивает необходимую нагрузочную способность шины данных, позволяя тем самым подключать к шине несколько внешних устройств. Не показанная на рис. 6.33 шина управления образована проводниками, передающими сигналы записи, чтения данных из внешних устройств, чтения из внешней памяти программ и др. Шины адреса, данных и управления образуют в совокупности так называемую системную шину МПС. В дополнение к внутренним регистрам ОМЭВМ к системной шине подключено ОЗУ. Показанное на рис. 6.33 ПЗУ применяется в том случае, когда емкости внутреннего ПЗУ ОМЭВМ (1 Кбайт) оказываются недостаточными.

Особый интерес представляет использование в микропроцессорном БУ программируемых интерфейсных БИС (интерфейс – совокупность аппаратно-программных средств, обеспечивающих взаимодействие МП или МПС с внешними устройствами), которые берут на себя часть функций управления аппаратурой МПС, разгружая центральный МП. Режимы работы таких БИС можно изменять программно, записывая в их внутренние регистры определенные двоичные слова. В схеме на рис. 6.33 одной из программируемых БИС является БИС-контроллер клавиатуры и дисплея ККД (КР580ВВ79), которая освобождает ОМЭВМ от функций сканирования клавиатуры и динамической индикации на дисплее, устраняет влияние «дребезга» контактов клавиатуры.

Совместно с вспомогательными ИМС (дешифраторы, буферные элементы) БИС может управлять индикатором с числом разрядов до 32 и клавиатурой с числом клавиш до 66. Этого обычно бывает достаточно в БУ приемника. Записывая соответствующие слова в регистр управляющего слова, можно задавать различные режимы работы контроллера. Например, при наборе с клавиатуры значения частоты настройки приемника набираемые цифры могут высвечиваться на индикаторе или слева направо, или в режиме калькулятора, т.е. последняя набранная цифра высвечивается в крайнем правом разряде индикатора, а предыдущие набранные цифры сдвигаются на один разряд влево.

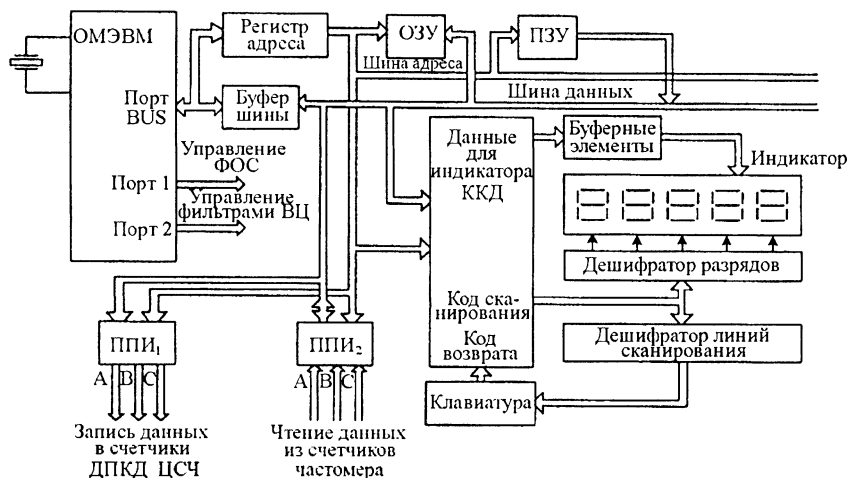


Рис. 6.33

Для управления переключением фильтров основной селекции (ФОС) и фильтров ВЦ приемника в схеме использованы порты 1 и 2 ОМЭВМ. Каждый разряд этих портов подключен к буферному элементу (на схеме не показаны), представляющему собой транзисторный ключ в дискретном или интегральном исполнении. Выход каждого буферного элемента нагружен на свое исполнительное устройство. Предположим, что ОМЭВМ записала в порт 2 двоичное число с единицей в младшем разряде (00000001). При этом на выводах всех разрядов порта, кроме младшего, появится напряжение логического нуля (+0,45 В), а на выводе младшего разряда – напряжение логической единицы (+2,4 В). Это напряжение вызовет включение транзисторного ключа, подключенного к выводу младшего разряда порта, что, в свою очередь, обусловит включение исполнительного устройства на выходе данного ключа – реле или транзисторного ВЧ ключа, которое коммутирует данный фильтр. Аналогичным образом можно управлять коммутацией любых цепей в приемнике.

Портов ОМЭВМ оказывается недостаточно для управления и контроля всех необходимых узлов приемника, поэтому в схеме применены две дополнительные БИС программируемого параллельного интерфейса (ППИ) – КР580ВВ55, что позволяет ОМЭВМ использовать шесть дополнительных восьмиразрядных портов ввода-вывода. Порты ППИ₁ используются для управления ДПКД ЦСЧ приемника, а порты ППИ₂ – для приема данных от счетчиков блока частотомера РПРУ. Соответственно первая БИС программируется на вывод данных через все три своих порта (А, В, С), а вторая – на их ввод.

Основной задачей при разработке микропроцессорного блока управления РПРУ, как и любой МПС, является оптимальное распределение функций БУ между его аппаратной и программной частями. Обычно стремятся уменьшить объем аппаратуры, повышая тем самым надежность и компактность БУ, снижая его энергопотребление, применяя программируемые БИС-контроллеры и реализуя часть функций программно. Однако это часто входит в противоречие с ограниченным быстродействием МП и небольшим числом устройств ввода-вывода, входящих в состав МП или ОМЭВМ.

Аппаратная часть и программное обеспечение БУ приемника существуют в виде единого аппаратно-программного комплекса, поэтому эффективность применения МП в БУ во многом определяется качеством управляющей программы последнего. Несмотря на обычно небольшой объем этой программы, в ней можно выделить несколько блоков команд, различающихся по своим функциям.

После включения питания начинается выполнение команд первого блока – блока инициализации. Здесь программируются все интерфейсные БИС, переписываются из ПЗУ в ОЗУ некоторые константы, все коммутируемые БУ цепи приемника переключаются в исходное состояние, выполняются другие операции.

Далее управление передается на блок команд, называемый интерфейсом с пользователем. При этом на дисплей выдается приглашение к вводу данных, ожидается нажатие на клавиатуре любой клавиши. После нажатия клавиши определяется ее код, который затем сохраняется в ОЗУ. На дисплей выводятся набираемые цифры, например, значение частоты настройки РПРУ.

После нажатия клавиши «Ввод» управление передается блоку вычислений. В этом блоке проверяется корректность набранного числа (возможна ли настройка приемника на данную частоту), определяется поддиапазон, в который попадает данная частота, определяются коэффициенты деления ДПКД в СЧ, подготавливаются данные для задания режимов работы других блоков и узлов РПРУ.

Далее начинается выполнение блока команд управления аппаратурой приемника, где подготовленные данные выводятся в порты, включая узлы РПРУ для работы в заданных режимах. После этого управление может быть передано вновь на блок команд интерфейса с пользователем.

Обычно управляющие программы для небольших МПС, к числу которых принадлежат и блоки управления РПРУ, разрабатываются и отлаживаются на универсальных ЭВМ, например, на ПЭВМ. Для этих целей разработаны многочисленные ППП, включающие в себя программы-ассемблеры, компоновщики, отладчики, эмуляторы аппаратуры и др.

Синтезаторы частот с микропроцессорным управлением. В ЦСЧ по заданной программе или по командам управления МП перестраивает синтезатор на требуемую частоту. Принцип управления ЦСЧ с помощью МП заключается в том, что в цепь ФАПЧ включается цифровой делитель частоты, коэффициент деления которого меняется под действием управляющих сигналов, поступающих от МП. Рассмотрим конкретный пример реализации цифрового ДПКД (см. рис. 6.17) ЦСЧ с микропроцессорным управлением по схеме рис. 6.34, где ППИ – это ППИ₁ на схеме рис. 6.33.

В данном случае ДПКД построен на основе трех универсальных десятичных счетчиков K531IE17 с возможностью предустановки, с которыми МП или ОМЭВМ (см. рис. 6.33) взаимодействует через порты А и В БИС ППИ (порт С в рассматриваемой схеме не используется). Каждый счетчик имеет четыре входа предустановки (D1, D2, D4, D8), четыре информационных выхода (1, 2, 4, 8), на которых присутствует четырехразрядное двоичное число, соответствующее текущему состоянию счетчика (от 0 до 9), счетный вход С, вход U/D, определяющий режим работы счетчика (сложение или вычитание), управляющий вход предустановки EL, вход переноса от счетчика предыдущего разряда EP, управляющий вход разрешения счета ES и выход переноса P. Рассмотрим процесс перестройки ДПКД на новый коэффициент деления.

Предположим, что ДПКД необходимо настроить на коэффициент деления, равный 359. Вначале ОМЭВМ записывает в восьмой (старший) разряд порта ВПИ логическую 1, которая, поступая на вход ES младшего счетчика I(CЧ₁), запрещает счет в этом счетчике и работу ДПКД в целом. После этого ОМЭВМ записывает в порт А и в младшие четыре разряда порта В десятичные цифры коэффициента деления, в двоичном представлении – 3(0011), 5(0101), 9(1001), которые

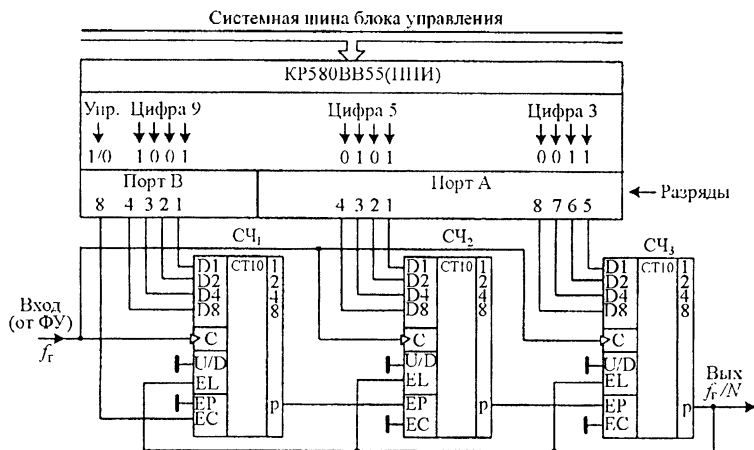


Рис. 6.34

далее будут постоянно присутствовать на выходах этих портов, а следовательно, и на входах предустановки счетчиков. Далее ОМЭВМ, не изменяя содержимого остальных разрядов, записывает в восьмой разряд порта В логический 0, разрешая тем самым счет в счетчике 1 и работу всего ДПКД, который начнет выполнять циклы деления. Рассмотрим один цикл.

Импульсная последовательность, частота повторений которой равна частоте колебаний управляемого генератора, входящего в кольцо ФАПЧ ЦСЧ, с выхода формирующего устройства (ФУ) поступает одновременно на счетные входы С всех счетчиков. Однако изменить свое состояние под действием импульса на счетном входе счетчик может только тогда, когда на его входе EP присутствует в это время активный сигнал переноса (логический 0). Поэтому после предустановки, выполненной ОМЭВМ, счет начинает только младший счетчик 1, вход EP которого заземлен, что эквивалентно подаче на него постоянно логического 0.

Все счетчики ДПКД настроены на режим вычитающего счета, так как их входы U/D заземлены (логический 0). С приходом каждого счетного импульса счетчик 1 уменьшает свое состояние на 1 (9-8-7-6-...). После прихода девятого импульса счетчик 1 переходит в состояние 0 и на его выходе Р появляется сигнал переноса, разрешающий переключение счетчика 2 с приходом очередного импульса входной последовательности. Этот импульс переключает счетчик 2 в состояние 4, так как он имел исходное состояние 5, а счетчик 1 — в состоянии 9. При этом сигнал переноса с выхода счетчика 1 снимается и счетчик 2 на последующие 9 импульсов входной последовательности не реагирует. Когда счетчик 1 вновь перейдет в состояние 0, счетчик 2 переключится еще раз и перейдет в состояние 3 и т.д. Аналогичным образом счетчик 2 управляет переключениями счетчика 3.

Таким образом, за время цикла деления счетчик 1 переключится 359 раз, счетчик 2—35 раз, а счетчик 3 — только 3 раза. После прихода 359-го импульса входной последовательности счетчик 3 перейдет в состояние 0 и на его выходе Р появится сигнал переноса, который используется как выходной сигнал ДПКД. Этот же сигнал подается на входы разрешения предустановки EL всех счетчиков, т.е. после прихода 359-го входного импульса разрешается перезапись данных (числа 359) из портов А и В ППИ в счетчики, которая происходит в момент прихода 360-го входного импульса. При этом с выхода Р счетчика 3 снимается сигнал переноса и начинается новый цикл деления.

После поступления от ОМЭВМ через разряд 8 порта В ПИИ₁ сигнала разрешения счета коэффициент деления будет записан в счетчики ДПКД после ближайшего перехода счетчика 3 в нулевое состояние. Так как перед первым циклом деления на новый коэффициент деления состояние счетчиков не определено, первый цикл деления может быть длиннее или короче заданного, т.е. в ДПКД при перестройке на новый коэффициент деления имеет место переходный процесс, длительность которого в худшем случае равна длительности 1000 (по числу возможных состояний трех последовательно включенных десятичных счетчиков) периодов входной импульсной последовательности. Появление импульса на выходе ДПКД после каждых 359 импульсов на входе эквивалентно делению частоты повторения входной импульсной последовательности на 359.

МикроЭВМ может настроить ДПКД по рассмотренной схеме на любой коэффициент деления от 1 до 999. Применение в ДПКД аналоговичных двоичных счетчиков (16 возможных состояний) вместо десятичных позволяет повысить верхний коэффициент деления при трех счетчиках до 4095. По описанной схеме можно соединить последовательно большее число счетчиков, получая большие коэффициенты деления. Максимально допустимое значение частоты повторений входной импульсной последовательности определяется максимальным быстродействием первого (младшего) счетчика.

Применение ОМЭВМ в приемнике позволяет не только управлять частотой ЦСЧ, но и реализовать связанные с этим сервисные функции: запоминание частот конечного числа каналов, их позывных, поиск по частоте с автоматической сменной направления сканирования при обнаружении до конца диапазона сигнала новой радиостанции и т.д.

Микропроцессоры в системе дистанционного управления и контроля РПру. Управляющие команды передаются одному МП, который направляет сигналы управления к соответствующим узлам приемника. При этом существенно упрощаются как органы управления на передней панели приемника, так и соединения между его узлами. Это объясняется тем, что передача команд управления осуществляется не по многочисленным проводам, а по системной шине. Обычно помимо МП, находящегося в управляемой аппаратуре, предусматривается еще один МП в пульте дистанционного управления и контроля. Это также позволяет управлять сразу несколькими устройствами, работающими совместно.

На рис. 6.35 показана типовая схема системы дистанционного управления и контроля с использованием МП. Из рисунка видно, что МПС блока управления в приемнике и МПС пульта дистанционного управления и контроля могут иметь

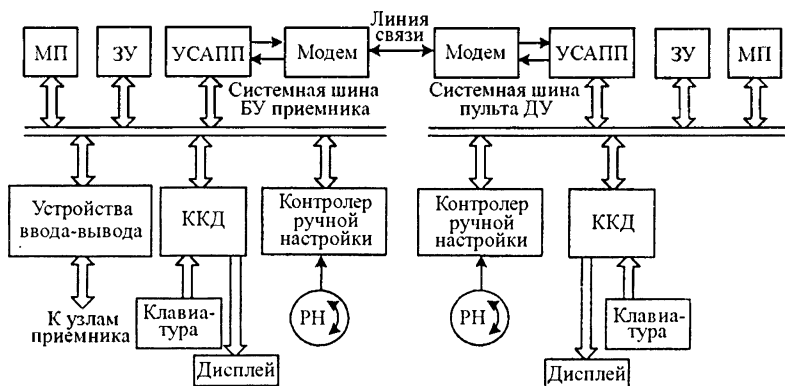


Рис. 6.35

одинаковую структуру, за исключением того, что в МПС пульта ДУ отсутствуют устройства ввода-вывода, непосредственно взаимодействующие с узлами приемника. В состав обеих МПС входят контроллеры последовательного интерфейса, которые могут быть реализованы, например, на основе программируемых БИС, универсальных синхронно-асинхронных приемопередатчиков (УСАПП) КР580ВВ51, которые преобразуют двоичные слова, передаваемые от МП по системной шине в параллельной форме, в последовательный поток бит и обратно.

Адаптация последовательных двоичных потоков данных, поступающих от пульта ДУ к БУ приемника и обратно, к передаче по линии связи осуществляется в модемах (модуляторах-демодуляторах). В этих устройствах происходит помехоустойчивое кодирование передаваемых данных, модуляция их двоичных сигналов с применением перспективных видов ЧМ и ФМ. В модемах осуществляются также помехоустойчивый прием данных на фоне шумов в линии связи, их декодирование с обнаружением и (или) исправлением ошибок. Сложность модема, который обычно управляется своим отдельным МП, зависит от вида линии связи (телефонная линия с полосой 0,3...3,4 кГц; коаксиальный кабель; волоконно-оптическая линия), а также от ее протяженности. Иногда, если, например, линия связи расположена в пределах одного здания, можно вообще обойтись без модемов, передавая команды ДУ непосредственно в двоичной форме.

Применение МП в БУ приемника и в пульте ДУ позволяет системе дистанционного управления и контроля адаптироваться к качеству линии связи и реализовывать эффективные протоколы обмена данными, например, с перезапросом и повторной передачей команды ДУ при обнаружении ошибок.

Управление приемником с пульта ДУ практически ничем не отличается от управления с передней панели РПРУ, так как на переднюю панель пульта вынесены те же органы управления и контроля, что и на переднюю панель приемника – ручка настройки (РН), клавиатура для набора значений частоты настройки и ввода других команд, многофункциональный дисплей. Вместе с тем возможно задание режимов приоритетного управления с пульта ДУ или с передней панели приемника. Если управление с пульта ДУ имеет более высокий приоритет, то при поступлении команды с этого пульта БИС УСАПП БУ приемника выдает сигнал запроса прерывания, получив который МП БУ немедленно считает из БИС УСАПП принятую команду и начнет ее выполнение. При этом выполнение команд, введенных с передней панели приемника, временно прекращается. Если более высокий приоритет имеет управление с передней панели РПРУ, то прерывания от БИС УСАПП запрещаются.

Для дистанционного управления многими РПРУ на больших приемных центрах применяют универсальные ЭВМ, ПЭВМ, имеющие большую вычислительную мощность и широкий набор периферийного оборудования: высокоинформативные телевизионные дисплеи, печатающие устройства, накопители на магнитных дисках большой емкости и т.д. Благодаря этому возможны реализация сложных алгоритмов управления РПРУ, адаптивный прием и др.

Применение МП для построения фильтров. Микропроцессоры применяют также для переключения аналоговых и построения цифровых фильтров. Переключение фильтров может осуществляться как в преселекторе, так и в тракте промежуточной частоты приемника. Дополнительная подпрограмма позволяет настроить приемник на сигнал от внутреннего генератора с известной частотой, после чего МП определяет характеристики каждого фильтра с запоминанием полученной информации. Это позволяет последовательно выбирать любой фильтр в произвольном порядке с передней панели приемника.

Цифровая обработка сигнала с помощью ЦФ является той областью, где применение МП наиболее перспективно. Это объясняется тем, что ЦФ, построенные на базе МП, позволяют менять алгоритмы своей работы, что важно при

создании РПРУ для адаптивных систем. В РПРУ ЦФ используются, в основном в последетекторной части приемника, либо в цепях АРУ и АПЧ. В тракте промежуточной и тем более радиочастоты эти фильтры, как правило, не удовлетворяют пока требованиям по быстрдействию.

В качестве примера можно привести специализированную микроЭВМ для цифровой обработки сигналов БИС КМ1813ВЕ1, на основе которой реализуются типовые функциональные узлы: ФНЧ и ФВЧ, содержащие до 20 комплексных пар полюсов и (или) нулей (фильтр 40-го порядка); детекторы; выпрямители; ограничители; умножители и делители 25-разрядных двоичных чисел; генераторы колебаний и функций – аппроксимация нелинейных функций, например квадратичных, логарифмических; логические операции и др. Однако увеличение порядка реализуемого фильтра ведет к удлинению программы, которая периодически выполняется в течение интервала времени между двумя соседними отсчетами встроенного АЦП. Таким образом, удлинение программы приводит к уменьшению значения частоты дискретизации, что, в свою очередь, уменьшает значение допустимой верхней частоты в спектре обрабатываемого сигнала.

Применение МП в сигнатурном анализаторе. Устройство управления современным приемником может содержать множество кристаллов цифровых модулей: ОЗУ произвольного доступа, постоянные ЗУ, интерфейсы, цифровые компараторы, делители и т.д. Общее число ИМС в схеме управления может достигать 50 и более. Обычно они смонтированы на одной плате; нахождение и локализация отказавшей ИМС, вносящей ошибки в работу всей системы, – трудная задача. Одним из наиболее перспективных путей ее решения является сигнатурный анализ, при котором на вход каждого модуля подается псевдослучайная последовательность нулей и единиц; выходной сигнал дешифруется в буквенно-цифровую подпись. Эта подпись может быть высвечена на экране дисплея для сравнения с эталонной, хранящейся в журнале оператора или в ЗУ.

Входная последовательность каждого модуля постоянная, следовательно, постоянна и его подпись при исправном модуле. К входной последовательности предъявляются следующие требования: краткость, возможность проверки максимального числа логических переходов модуля. Существуют специальные методы формирования входных последовательностей. Программа сигнатурного анализа может быть введена в память МП и при необходимости вызывается с пульта местного или дистанционного управления. Таким образом, МП контролирует исправность ИМС РПРУ.

Микропроцессорный блок управления, как и другие цифровые устройства в приемнике (счетчики ДПКД и частотомера), является потенциальным источником помех для главного тракта приема. Поэтому обычно для устранения влияния этих помех требуется принятие специальных мер (см. гл. 8).

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каковы назначение и виды регулировок?
2. Какие способы регулировки усиления резонансного усилителя Вы знаете?
3. Каким образом осуществляется режимная регулировка коэффициента усиления усилителя и каковы ее преимущества и недостатки?
4. Какие схемы аттенюаторов для регулировки коэффициента усиления усилителя Вы знаете и каковы особенности их работы?
5. Нарисуйте структурные схемы обратной, прямой и комбинированной АРУ и проведите их сравнительный анализ.
6. Каковы структурная схема и назначение элементов цепи АРУ?
7. Почему в обратной АРУ принципиально нельзя получить идеальную характеристику регулирования?

8. Каковы назначение и схема фильтра в цепи АРУ?
9. Какие искажения АМ сигнала возникают в усилителе с АРУ и каковы их причины?
10. Поясните сущность переходного процесса, возникающего в схеме обратной АРУ.
11. Что общего между ЧАПЧ и ФАПЧ и чем отличаются эти системы друг от друга?
12. Объясните работу следящих ФАПЧ и ЧАПЧ, используемых для стабилизации частоты гетеродина.
13. Изобразите статические характеристики ЧД, ФД и УЭ и объясните, каким образом они снимаются.
14. Назовите режимы работы ЧАПЧ и ФАПЧ и показатели, которыми эти режимы характеризуются.
15. Какие характеристики ЧАПЧ и ФАПЧ и каким образом можно найти с помощью СХ ЧД, ФД и УЭ?
16. Почему полоса захвата ЧАПЧ не зависит от параметров ФНЧ, а в ФАПЧ указанная полоса жестко связана с инерционностью ФНЧ?
17. Изобразите АЧХ ЧАПЧ по отношению к внутренним и внешним возмущениям и объясните физические причины различий изображенных характеристик.
18. Дайте характеристику различным методам синтеза частот.
19. Изобразите структурную схему СЧ с ИФАПЧ и объясните, зачем эта система часто комбинируется с ИЧАПЧ.
20. Приведите пример структурной схемы аналогового пассивного СЧ и дайте сопоставление характеристик активного и пассивного СЧ.
21. Каковы структурные схемы автоматической аналоговой электронной настройки приемника?
22. Какова структурная схема автоматической цифровой электронной настройки приемника?
23. Каковы назначение и виды индикаторов в приемниках?
24. Каковы принцип работы и структурные схемы цифровых индикаторов частоты?
25. Каковы особенности построения и назначение блоков структурных схем дистанционного управления профессиональными приемниками?
26. Какие функции выполняет МП в радиоприемнике?
27. Поясните работу СЧ с микропроцессорным управлением.
28. Рассмотрите особенности работы МП в системе дистанционного управления приемником.
29. Каковы принцип работы и структурная схема блока управления РПРУ на однокристалльной микроЭВМ?

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Головин О.В. Профессиональные радиоприемные устройства декаметрового диапазона. – М.: Радио и связь, 1985. – 288 с.
2. Кривицкий Б.Х., Салтыков Е.Н. Системы автоматической регулировки усиления. – М.: Радио и связь, 1982. – 192 с.
3. Ильин В.А. Телеуправление и телеизмерение. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 290 с.
4. Калихман С.Г., Шехтман Б.И. Цифровая схемотехника в радиовещательных приемниках. – М.: Радио и связь, 1982. – 104 с.
5. Побережский Е.С. Цифровые радиоприемные устройства. – М.: Радио и связь, 1987. – 184 с.

6. **Тяжев А.И.** Выходные устройства приемников с цифровой обработкой сигналов. – Самара: Самарский университет, 1992. – 276 с.
7. **Прокофьев В.Г., Пахарьков Г.И.** Зарубежная бытовая радиоэлектронная аппаратура. – М.: Радио и связь, 1988. – 240 с.
8. **Справочная книга радиолюбителя-конструктора** / Под ред. Н.И. Чистякова – М.: Радио и связь, 1990. – 624 с.
9. **Сташин В.В., Урусов А.В., Мологонцева О.Ф.** Проектирование цифровых устройств на однокристалльных микроконтроллерах. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 342 с.
10. **Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А.** Системы фазовой автоподстройки частоты. – М.: Связь, 1972. – 447 с.
11. **Шапиро Д.Н., Паин А.А.** Основы теории синтеза частот. – М.: Радио и связь, 1981. – 264 с.
12. **Манасевич В.** Синтезаторы частот. Теория и проектирование: Пер. с англ. / Под ред. А.С. Галина. – М.: Связь, 1979. – 384 с.
13. **Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К.** Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.
14. **Рыжков А.В., Попов В.Н.** Синтезаторы частот в технике радиосвязи. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
15. **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.
16. **Справочник по радиорелейной связи.** – 2-е изд., перераб. и доп. / Н.Н. Каменский, А.М. Модель, Б.С. Надененко и др.; Под ред. С.В. Бородича. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
17. **Спутниковая связь и вещание.** – 2-е изд., перераб. и доп. / Г.Б. Аскинази, В.Л. Быков, М.Н. Дьячкова и др.; Под ред. Л.Я. Кантора. – М.: Радио и связь, 1988. – 344 с.
18. **Давыдова Н.С., Данюшевский Ю.З.** Диодные генераторы и усилители СВЧ. – М.: Радио и связь, 1986. – 184 с.
19. **Радиотехнические устройства СВЧ на синхронизированных генераторах** / Н.Н. Фомин, В.С. Андреев, Э.С. Воробейчиков и др.; Под ред. Н.Н. Фомина. – М.: Радио и связь, 1991. – 192 с.

ГЛАВА 7

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА С ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ

7.1. ХАРАКТЕРИСТИКА ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Цифровая обработка сигналов (ЦОС) в последние годы все шире используется в радиоприемных устройствах. Прогресс в этой области вызван достижениями в микроэлектронике, позволившими создать вычислительные средства, обладающие высоким быстродействием, малыми габаритами, весом и энергопотреблением. Интерес к цифровой обработке сигналов вызван тем, что на ее основе можно создавать устройства с характеристиками, недостижимыми при использовании аналоговых методов обработки сигналов. Кроме того, применение устройств с цифровой обработкой в ряде случаев оказывается более выгодным с технической и экономической точек зрения из-за их универсальности и возможности работать в различных режимах. Сфера применения цифровой обработки непрерывно расширяется. Это радиосвязь, радио- и гидро- и звуколокация, телеметрия, анализ спектров, обнаружение сигналов на фоне помех, адаптивная коррекция каналов связи, адаптивная компенсация помех, анализ и синтез речи, радиовещание, телевидение, цифровые синтезаторы частот, цифровые методы измерений, обработка сигналов в геологоразведке, сейсмологии, медицине и т.д. [1].

Цифровую обработку сигналов следует отличать от цифровых методов передачи сообщений, когда подлежащие передаче аналоговые сигналы преобразуются в цифровую форму уже на передающей стороне. При этом может устраняться избыточность в сообщениях для снижения скорости цифрового потока. Для повышения помехозащищенности применяется избыточное кодирование, перемежение и другие методы [2].

Цифровая обработка сигналов – это более широкое понятие, чем цифровые методы передачи сообщений. Она включает в себя, кроме описанных выше преобразований, додетекторную обработку (фильтрацию), детектирование и последетекторную обработку сигналов цифровыми методами. При этом передаваемые по каналам связи сообщения могут быть как цифровыми, так и аналого-

выми. Цифровая обработка сигналов может охватывать не только фильтрацию и детектирование на приемной стороне, но и формирование модулированных или манипулированных сигналов на входе канала связи цифровыми методами.

Несмотря на множество уже решенных технических задач, в области применения ЦОС существует ряд проблем, которые сдерживают широкое применение цифровой обработки в радиоприемных устройствах различного назначения. Это ограниченное быстродействие цифровой элементной базы, ограниченные разрядность и быстродействие преобразователей аналоговых сигналов в цифровые, возникающие при ЦОС дополнительные искажения и шумы, ухудшение массогабаритных, энергетических и экономических характеристик устройств ЦОС по сравнению с аналоговыми, недостаточно разработанные теоретические вопросы и методы расчета элементов и устройств ЦОС с заданными качественными показателями. Эти проблемы связаны как с отсутствием требуемой элементной базы, так и со сложностью происходящих в устройствах ЦОС процессов, математическое описание которых во временной и спектральной областях оказывается гораздо более сложным, чем в аналоговых устройствах. Вместе с тем цифровая обработка сигналов, несмотря на указанные недостатки, имеет ряд преимуществ перед аналоговой обработкой:

- значительно более высокую точность обработки сигналов по сложным алгоритмам;

- гибкую оперативную перестройку алгоритмов обработки сигналов, обеспечивающую как создание многорежимных устройств, так и реализацию адаптивных систем;

- высокую технологичность изготовления устройств ЦОС, связанную с отсутствием необходимости настройки при изготовлении и регулировки при эксплуатации;

- высокую степень совпадения и повторяемости характеристик реализованных устройств с расчетными характеристиками;

- возможность построения развивающихся интеллектуальных систем, способных к реконфигурации, поиску и обнаружению неисправностей;

- большие возможности автоматизации проектирования устройств с ЦОС;

- высокостабильные эксплуатационные характеристики устройств с ЦОС.

Эти преимущества позволяют применять цифровую обработку сигналов во многих радиоприемных устройствах.

7.2. ПРОЦЕССЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ ПРИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКЕ

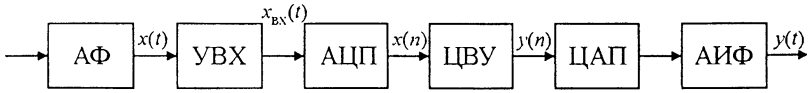


Рис. 7.1

Процессы цифровой обработки аналоговых сигналов в радиоприемных устройствах состоят из нескольких этапов, которые представлены в виде структурной схемы на рис.7.1. Схема содержит следующие последовательно соединенные устройства: аналоговый фильтр (АФ), устройство выборки-хранения (УВХ), аналого-цифровой преобразователь (АЦП), цифровое вычислительное устройство (ЦВУ), цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), аналоговый интерполяционный фильтр (АИФ).

На рис. 7.2 приведена структурная схема преобразования аналогового сигнала в цифровую форму, которая отражает преобразование аналогового сигнала $x(t)$ в последовательность чисел в двоичном коде $x(n)$, следующих с периодом дискретизации T_d на выходе АЦП. Это преобразование включает следующие этапы: дискретизация во времени, квантование по уровню, кодирование.

На рис. 7.2 $x(t)$ – входной аналоговый сигнал; $x_{в}(t)$ – сигнал на выходе устройства выборки; $x_{вх}(t)$ – сигнал на выходе устройства выборки-хранения; $x_{к\text{ вх}}$ – квантованной по уровню сигнал на выходе; $W(t)$ – сигнал выборки, представляющий последовательность коротких прямоугольных импульсов.

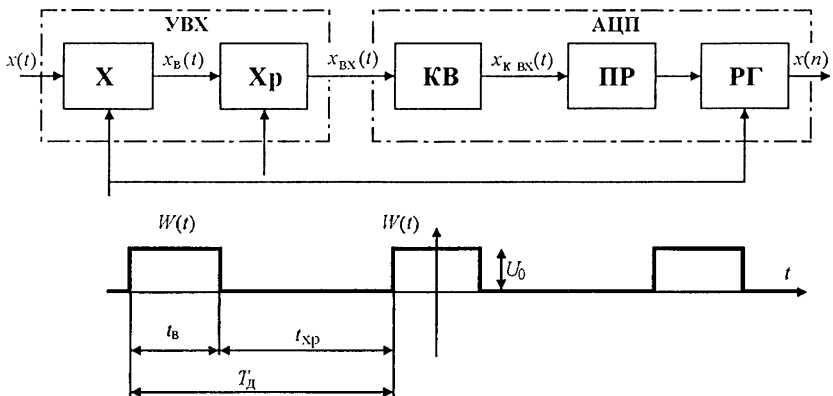


Рис. 7.2

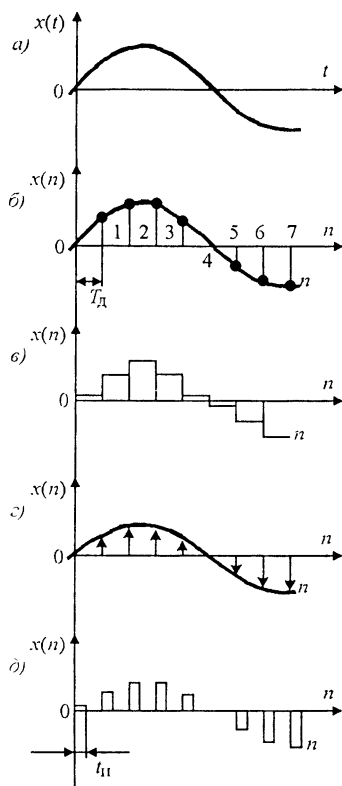


Рис. 7.3

Задачей УВХ является определение мгновенного значения входного сигнала в момент отсчета и фиксация этого значения на время, необходимое для преобразования его в число. Такое преобразование получило название *дискретизации*.

Дискретизация – это преобразование аналогового сигнала, непрерывного по уровню и во времени, в сигнал, непрерывный по уровню, но дискретный во времени. Под дискретностью во времени понимается тот факт, что полученный в результате этого преобразования дискретизированный сигнал изменяется по уровню в соответствии с аналоговым сигналом лишь в определенные моменты времени. Обычно подразумевается, что эти моменты следуют через постоянный временной интервал T_d , называемый *периодом дискретизации*.

Для описания дискретизированных сигналов используются различные функции. На рис. 7.3 изображены временные диаграммы аналогового сигнала (a) и дискретизированных сигналов, пред-

ставленных решетчатой функцией (б), ступенчатой функцией (в), последовательностью взвешенных дельта-функций (г) и последовательностью прямоугольных импульсов (д).

При представлении дискретизированного сигнала решетчатой функцией этот сигнал равен аналоговому в точках отсчета и равен нулю во всех других точках. Ступенчатая функция получается из решетчатой проведением через ее ординаты отрезков прямых на интервале T_d , параллельных оси абсцисс. Площадь взвешенных дельта-функций равна значению аналогового сигнала в точках отсчета. Интегрирование этих функций на интервалах T_d дает ступенчатую функцию.

Высота прямоугольных импульсов равна значению аналогового сигнала в точках отсчета. При длительности импульсов $t_{и} = T_d$ последовательность прямоугольных импульсов превращается в ступенчатую функцию, а при $t_{и} \rightarrow 0$ – в решетчатую.

В основе дискретизации лежит теорема отсчетов Котельникова и теория модуляции. Из рис. 7.2. видно, что преобразование аналогового сигнала в дискретизированный происходит в два этапа: выборка и хранение.

Представим изображенный на рис. 7.2. сигнал выборки $W(t)$ рядом Фурье. Для прямоугольных импульсов амплитуды U_0 , длительности t_b и периода следования T_d получим [3]:

$$W(t) = \frac{U_0 t_b}{T_d} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \text{sinc}(k \pi t_b F_d \cos(k \omega_d t)) \right],$$

где $\text{sinc}(k \pi t_b F_d) = \frac{\sin k \pi t_b F_d}{k \pi t_b F_d}$, $k = 1, 2, 3, \dots$, $F_d = \frac{1}{T_d}$ – частота дискретизации, $\omega_d = 2\pi F_d$.

Тогда на выходе перемножителя в УВХ сигнал

$$x_b(t) = x(t)W(t) = \frac{U_0 t_b}{T_d} \left[x(t) + 2x(t) \sum_{k=1}^{\infty} \text{sinc}(k \pi t_b F_d) \cos k \omega_d t \right]. \quad (7.1)$$

Если входному сигналу $x(t)$ соответствует спектр $S(\omega)$, то каждому произведению $2x(t) \cos k \omega_d t$ соответствует спектр $S(\omega - k \omega_d) + S(\omega + k \omega_d)$. Тогда с учетом того, что спектр суммы равен сумме спектров и $\text{sinc}(0) = 1$, спектр сигнала $x_b(t)$ определится из выражения:

$$S_b(\omega) = \frac{U_0 t_b}{T_d} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(k \pi t_b F_d) S(\omega - k \omega_d). \quad (7.2)$$

Из (7.2) следует, что спектр на выходе устройства выборки представляет собой сумму спектров входного сигнала, бесконечно повторяющихся через частотный интервал ω_d вправо и влево от

исходного спектра $S(\omega)$ с весовым множителем $\text{sinc}(kU_0t_bF_d)$. Таким образом в результате выборки происходит размножение спектра входного сигнала.

Определенный интерес представляет так называемое идеальное устройство выборки, у которого время выборки $t_b = 0$, а произведение $U_0t_b = 1$. Иначе говоря, сигнал выборки у него представляет последовательность дельта-функций, следующих с периодом T_d . Спектр таких импульсов также представляет последовательность дельта-функций через частотный интервал F_d .

Подставляя соотношение $t_b = 0$ и $U_0t_b = 1$ в (7.2), получим выражение для спектра сигнала на выходе идеального устройства выборки:

$$S_{\text{ив}}(\omega) = \frac{1}{T_d} \sum_{k=-\infty}^{\infty} S(\omega - k\omega_d). \quad (7.3)$$

Из (7.3) следует, что на выходе идеального устройства выборки спектр представляет сумму спектров входного сигнала, бесконечно повторяющихся через частотный интервал ω_d вправо и влево от исходного спектра $S(\omega)$.

Дискретизации могут подвергаться сигналы двух видов. Первый вид сигнала $x(t)$ — низкочастотный, спектр которого в основном сосредоточен в интервале от 0 до $0,5\omega_d$, второй — радиочастотный, спектр которого в основном сосредоточен выше частоты $0,5\omega_d$. Второй случай характерен для приемников, в которых цифровая обработка осуществляется на промежуточной частоте.

На рис. 7.4 изображены спектры различных входных аналоговых сигналов (*а, б, в, г*), спектр сигнала выборки в виде последовательности дельта-функций (*д*) и спектры идеально дискретизированных сигналов (*е, ж, з, и*). Из рисунка видно, что при ширине исходного спектра Π , удовлетворяющего теореме Котельникова ($\Pi < 0,5F_d$), и при несовпадении гармоник kF_d сигнала выборки со спектром входного сигнала участки спектра сигнала на выходе идеального устройства выборки не перекрываются (рис. 7.4, *е, и*). В обратном случае возникают наложения участков спектров друг на друга (рис. 7.4, *ж, з*).

При цифровой обработке сигналов важнейшим является участок спектра, находящийся в низкочастотном интервале от 0 до $0,5\omega_d$.

Указанный участок спектра полностью описывает спектр сигнала $x_b(t)$, поэтому ему дано особое название — *приведенный спектр*.

Как следует из (7.2), приведенный спектр есть сумма участков исходного спектра $S(\omega)$ шириной $0,5\omega_d$, умноженных на весовую

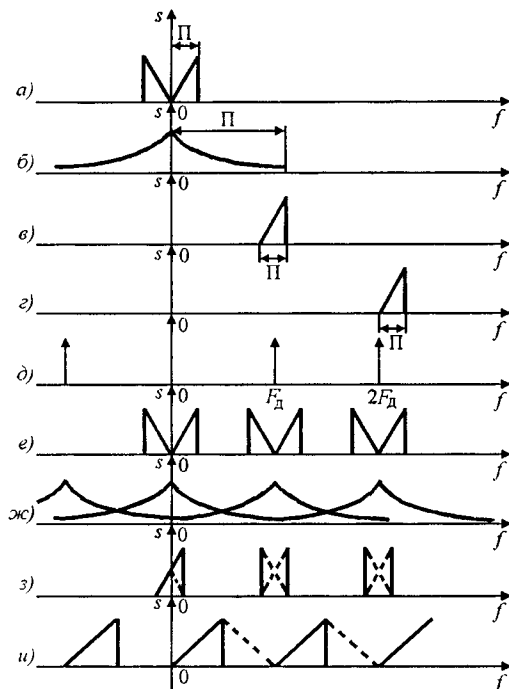


Рис. 7.4

функцию $\text{sinc}(k_n U_0 t_b F_d)$ и перенесенных в низкочастотный интервал. Здесь k_n — это номер гармоники сигнала выборки, которая осуществляет перенос участка спектра $S(\omega)$ шириной $0,5\omega_d$ в низкочастотный интервал. Это число определяется из условия

$$|\omega - k_n \omega_d| \leq 0,5\omega_d,$$

откуда получим формулу для определения целого числа k_n :

$$\frac{\omega}{\omega_d} - 0,5 \leq k_n < \frac{\omega}{\omega_d} + 0,5. \quad (7.4)$$

На рис. 7.5 показана последовательность получения приведенного спектра широкополосного радиочастотного сигнала: исходный спектр (а), весовая функция $\text{sinc}(k_n U_0 t_b F_d)$ при длительности выборки $t_b = 0,5T_d$ (б), помноженный на весовую функцию исходный спектр (в) и приведенный спектр (з) с указанием номеров участков исходного спектра. Спектр (з) получается в результате свертки «гармошкой» спектра (в), пунктиром показаны линии перегиба рисунка при свертке.

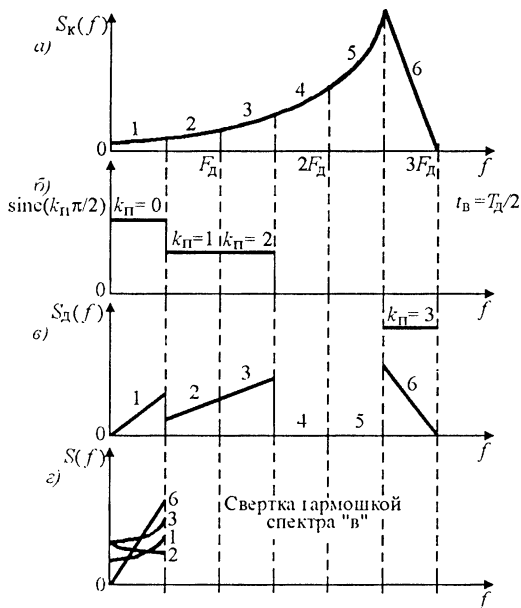


Рис. 7.5

При несовпадении гармоник $k_n \omega_d$ с исходным спектром $S(\omega)$ и выполнении условия $\Pi < 2F_d$ приведенный спектр с точностью до множителя $\text{sinc}(k_n U_0 t_b F_d)$ соответствует исходному спектру без инверсии или с инверсией. В противном случае имеет место наложение участков спектра $S(\omega)$ друг на друга в приведенном спектре (рис. 7.5, г).

В зависимости от режима работы устройства хранения в УВХ они подразделяются на следящие и интегрирующие. В следящем УВХ устройство хранения безынерционно к сигналу $x_b(t)$ на его входе во время выборки t_b и абсолютно инерционно во время хранения t_{xp} . Иначе говоря, в этом режиме сигнал на выходе устройства хранения (Хр) повторяет входной сигнал $x_b(t)$ во время выборки t_b и остается неизменным в течение времени хранения t_{xp} . Уровень этого неизменного сигнала равен значению сигнала $x_b(t)$ в момент окончания выборки.

В интегрирующем УВХ устройство хранения интегрирует входной сигнал за время выборки t_b и хранит без изменения результат интегрирования в течение времени t_{xp} . Перед очередным импульсом выборки устройство хранения обнуляется.

Так как момент начала выборки τ произвольный по отношению к сигналу $x(t)$, то сигнал на выходе интегрирующего УВХ в конце выборки

$$x_{\text{нв}}(t) = \frac{1}{t_B} \int_{-0,5t_B}^{0,5t_B} x(t-\tau) d\tau.$$

При гармоническом сигнале $x(t) = A \cos(\omega t)$, тогда

$$x_{\text{нв}}(t) = \text{sinc}(0,5\omega t_B) x(t). \quad (7.5)$$

Из (7.5) следует, что в интегрирующем УВХ возникают амплитудно-частотные искажения в преобразуемом сигнале. Но у интегрирующего УВХ имеются преимущества перед следящим УВХ: выше частотный диапазон, лучшее использование энергии сигнала, дополнительные фильтрующие свойства, шире динамический диапазон [4].

С выхода УВХ дискретизированный сигнал $x_{\text{нв}}(t)$ поступает на вход АЦП (см. рис. 7.2). В АЦП формируются числа в двоичном коде, соответствующие знаку и уровню поступающих с выхода УВХ выборок. Поскольку разрядность чисел на выходе АЦП ограничена, преобразование непрерывных по уровню выборок в числа происходит с округлением или усечением до ближайшего разрешенного разрядной сеткой числа. Таким образом, в АЦП происходит квантование уровня выборок. Если АЦП имеет на выходе p двоичных разрядов, то он может преобразовать в числа $s = 2^p$ уровней входного сигнала.

Процесс преобразования в АЦП состоит из трех этапов: квантование, преобразование в код и занесение кода в регистр. Процесс квантования эквивалентен прохождению сигнала через нелинейный безынерционный четырехполюсник. Далее квантованный по уровню сигнал поступает на преобразователь ПР уровней в коды. Сформированные на выходе ПР числа записываются по фронту сигнала выборки в регистр РГ и хранятся в нем в течение времени T_d до следующего фронта сигнала выборки.

В реальных АЦП процессы квантования и преобразования в код обычно взаимосвязаны. Однако для анализа происходящих в АЦП процессов их удобно разделить, как это показано на рис. 7.2. При этом подчеркнем тот факт, что преобразование квантованного по уровню сигнала в код – операция взаимнооднозначная, где каждому квантованному уровню сигнала ставится в соответствие определенное двоичное число, которое может быть однозначно преобразовано в этот же уровень сигнала. Таким образом, преобразователь уровня в код хотя и изменяет форму представления квантованного по уровню сигнала (вместо уровня – комбинация единиц и нулей), но не изменяет его информационную сторону, отражаемую во временном или спектральном описании сигнала. Это справедливо при условии, что время хранения $t_{\text{хр}}$ выборки из

сигнала в УВХ больше времени преобразования $t_{\text{ац}}$ уровня сигнала в код, поэтому всегда должно выполняться условие $t_{\text{мр}} > t_{\text{ац}}$.

Регистр РГ в АЦП играет роль устройства выборки и хранения на время $T_{\text{д}}$ дискретизированного и квантованного сигнала, представленного в двоичном коде. Регистр выполняется на тактируемых Д-триггерах, запись числа в РГ происходит по фронту синхроимпульса, в качестве которого предназначен сигнал выборки $W(t)$.

Запоминание числа в регистре происходит в определенный момент времени и не зависит от длительности сигнала выборки $t_{\text{в}}$ в УВХ. Следовательно, в регистре реализуется идеальная выборка из сигнала в виде числа и идеальное хранение его без изменения в течение времени $T_{\text{д}}$.

Из-за эффектов усечения в АЦП возникает дополнительный шум. При широкополосном входном воздействии спектр этого шума обелается, т.е. делается равномерным. Этот шум получил название *шума квантования*. Дисперсия этого шума зависит от шага квантования h_y по оси y и определяется из известного выражения

$$D_{\text{шк}} = \frac{h_y^2}{12}, \quad (7.6)$$

$$\text{где } h_y = \frac{2}{2^p - 1}.$$

На выходе АЦП приведенный спектр шумов квантования

$$S_{\text{шк}} = \frac{D_{\text{шк}}}{0,5 F_{\text{д}}} = \frac{h_y^2}{6 F_{\text{д}}} = \frac{1}{3 F_{\text{д}} (2^p - 1)^2}. \quad (7.7)$$

Из этого выражения видно, что $S_{\text{шк}}$ уменьшается как с ростом числа разрядов p АЦП, так и с ростом частоты дискретизации $F_{\text{д}}$. Таким образом, приведенный спектр на выходе АЦП есть сумма приведенных спектра дискретизированного сигнала на выходе УВХ и спектра шумов квантования. В ЦВУ происходит обработка чисел с выхода АЦП, полученный в результате обработки сигнал подается на вход ЦАП.

Цифро-аналоговый преобразователь за время $t_{\text{ца}}$ формирует из поступающих на его вход чисел $y(n)$ аналоговый сигнал, уровень и знак которого однозначно соответствует знаку и модулю этих чисел.

Таким образом ЦАП, как и УВХ, осуществляет свертку двух функций, одна из которых дискретизированный и квантованный сигнал, представленный регулярной последовательностью чисел $y(n)$, а другая – импульсная характеристика ЦАП $u(t)$. Следова-

тельно, приведенный спектр на выходе ЦАП есть произведение приведенного спектра на его входе и амплитудно-частотной характеристики ЦАП.

В зависимости от длительности формируемой ЦАП импульсной характеристики $u(t)$ они называются интерполяторами нулевого, первого и более высокого порядков. Цифро-аналоговый преобразователь с импульсной характеристикой в виде прямоугольного импульса единичной амплитуды и длительности $\tau = t_{\text{вп1}} \leq T_d$ называется интерполятором нулевого порядка. Цифро-аналоговые преобразователи с импульсными характеристиками длительностью $T_d < \tau \leq 2T_d$ называют интерполяторами первого порядка и т.д. Форма импульсной характеристики может быть различной: треугольной, косинусоидальной, вида $\sin(x)/x$, трапецеидальной и т.д.

На рис. 7.6. приведены импульсные характеристики ЦАП различной формы и длительности и соответствующие им формулы для спектра. Здесь же изображены графики $Y_{\text{ЦАП}} = S(\omega)/S(0)$, называемые *коэффициентами передачи ЦАП*. По этим графикам определяют вносимые ЦАП амплитудно-частотные искажения в преобразованный сигнал без учета искажений, вносимых аналоговыми интерполяционными фильтрами (АИФ), включенными после ЦАП.

Обычно используется ЦАП нулевого порядка с импульсной характеристикой в виде прямоугольного импульса длительностью T_d , для которого

$$Y_{\text{ЦАП}} = \text{sinc}(0,5\omega T_d). \quad (7.8)$$

Амплитудно-частотные искажения, вносимые УВХ и ЦАП, следует учитывать при разработке РПРу с ЦОС.

7.3. ТИПОВЫЕ ЗВЕНЬЯ В УСТРОЙСТВАХ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Устройства цифровой обработки сигналов в радиоприемниках обычно состоят из типовых звеньев (элементов), которые, будучи соединенными по определенным схемам, образуют различные алгоритмы цифровой обработки сигналов. К таким звеньям относятся фильтры, преобразователи Гильберта, амплитудные ограничители, цифровые генераторы и т.д. Рассмотрим реализацию этих звеньев в цифровых вычислительных устройствах (ЦВУ).

7.3.1. ЦИФРОВЫЕ ФИЛЬТРЫ

Цифровые фильтры из-за ограниченной разрядности используемых чисел и возникающих в них шумов квантования, строго говоря, не являются линейными. Однако при определенных усло-

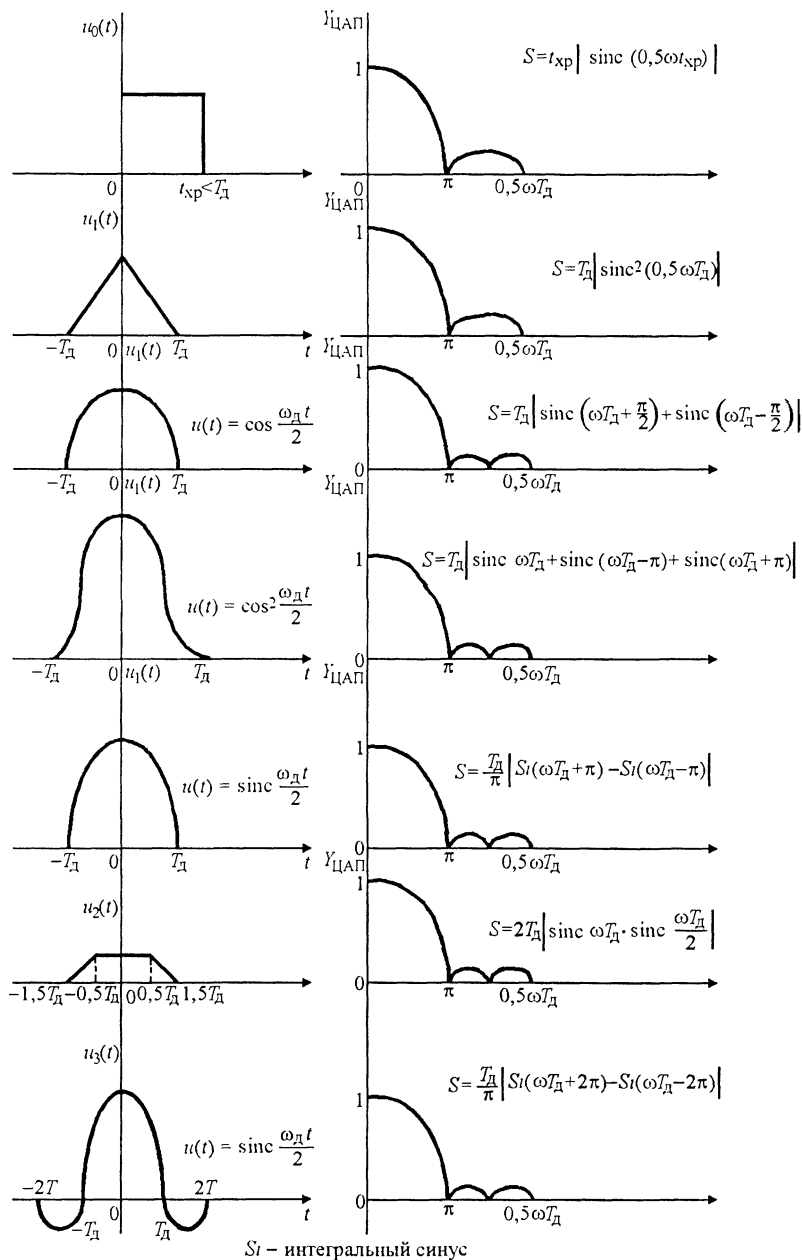


Рис. 7.6

виях указанные эффекты можно существенно ослабить, поэтому описываемые ниже цифровые фильтры будем считать линейными.

Нерекурсивными называются фильтры без обратных связей (см. § 3.1.2), работа которых задается разностным уравнением

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M_1} B_m x(n-m), \quad (7.9)$$

где $x(n)$, $y(n)$ – цифровые входной и выходной сигналы; B_m – коэффициенты; n – номер отсчета; m – задержка; M_1 – порядок фильтра.

Структурные схемы рекурсивного цифрового фильтра в прямой форме (а) и в канонической форме (б) представлены на рис. 7.7. Схема нерекурсивного фильтра получается как частный случай из схемы на рис. 7.7, а, если в ней все коэффициенты A_m равны нулю, т.е. нет обратных связей.

Для описания свойств нерекурсивных фильтров широко используется аппарат Z -преобразований, позволяющий от разностных уравнений перейти к алгебраическим [3]. Для этого вводится понятие функции передачи цифровых фильтров, которая получила название системной функции $H(z)$. Она равна отношению Z -преобразований $Y(z)$ и $X(z)$ от сигналов $y(n)$ и $x(n)$ и связана с коэффициентами фильтра следующим соотношением

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \sum_{m=0}^{M_1} B_m z^{-m}. \quad (7.10)$$

Связь между (7.9) и (7.10) легко устанавливается из двух свойств Z -преобразования – линейности и смещения во времени. Из $H(z)$ можно получить выражение для комплексного коэффициента передачи фильтра $K(j\theta)$ при гармоническом воздействии на его входе в установившемся режиме. Для этого в (7.10) сделаем замену

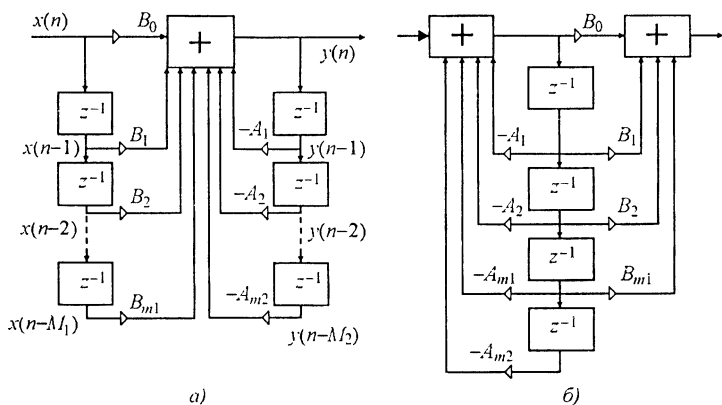


Рис. 7.7

$$z = e^{j\omega T_d} = e^{j\theta}, \quad (7.11)$$

где $\theta = \omega T_d$ – нормированная к частоте дискретизации частота входного сигнала. Подставим (7.11) в (7.10) и получим выражение для комплексного коэффициента передачи нерекурсивного фильтра

$$K(j\theta) = \sum_{m=0}^{M_1} B_m e^{-jm\theta}. \quad (7.12)$$

Применяя формулу $e^{-jm\theta} = \cos m\theta - j \sin m\theta$, представим $K(j\theta)$ как сумму действительной и мнимой частей:

$$K(j\theta) = \sum_{m=0}^{M_1} B_m \cos m\theta - j \sum_{m=0}^{M_1} B_m \sin m\theta. \quad (7.13)$$

Модуль $K(j\theta)$ описывает амплитудно-частотную характеристику фильтра

$$K(\theta) = |K(j\theta)| = \sqrt{\text{Re}^2 K(j\theta) + \text{Im}^2 K(j\theta)}, \quad (7.14)$$

где $\text{Re} K(j\theta) = \sum_{m=0}^{M_1} B_m \cos m\theta$, $\text{Im} K(j\theta) = \sum_{m=0}^{M_1} B_m \sin m\theta$, а аргумент $K(j\theta)$ описывает фазо-частотную характеристику фильтра

$$\varphi(\theta) = \text{Arg} K(j\theta) = \text{arctg} \frac{\text{Im} K(j\theta)}{\text{Re} K(j\theta)}. \quad (7.15)$$

Наибольший практический интерес представляют нерекурсивные фильтры с линейной фазочастотной характеристикой. Коэффициенты таких фильтров должны быть симметричны или антисимметричны относительно середины линии задержки фильтра.

Рассмотрим нерекурсивные фильтры с симметричными коэффициентами относительно центрального коэффициента B_0 , находящегося в середине линии задержки длиной $2N$ элементов. Системная функция этого фильтра согласно (7.10)

$$H(z) = B_N + B_{N-1}z^{-1} + \dots + B_2z^{-N+2} + B_1z^{-N+1} + B_0z^{-N} + B_1z^{-N-1} + \\ + B_2z^{-N-2} + \dots + B_{N-1}z^{-2N+1} + B_Nz^{-2N}.$$

Сделаем замену $z^{-m} = e^{-jm\theta}$ и после вынесения множителя $e^{-jN\theta}$ и группировки членов с одинаковыми коэффициентами получим комплексный коэффициент передачи

$$K(j\theta) = [B_0 + B_1(e^{j\theta} + e^{-j\theta}) + B_2(e^{j2\theta} + e^{-j2\theta}) + \dots + B_N(e^{jN\theta} + e^{-jN\theta})] e^{-jN\theta}.$$

Используя вытекающее из формулы Эйлера соотношение $e^{j\varphi} + e^{-j\varphi} = 2 \cos \varphi$, получим

$$K(j\theta) = \left(\sum_{m=0}^N C_m \cos m\theta \right) e^{-jN\theta}, \quad (7.16)$$

где $C_0 = B_0$, $C_m = 2B_m$, при $m \neq 0$.

Согласно (7.14) АЧХ фильтра описывается формулой

$$K(\theta) = \left| \sum_{m=0}^N C_m \cos m\theta \right|, \quad (7.17)$$

а фазочастотная характеристика (ФЧХ) согласно (7.17) – формулой

$$\varphi(\theta) = \arctg [\operatorname{tg} (-N\theta)]. \quad (7.18)$$

Из (7.18) следует, что ФЧХ периодически линейна через интервал $N\theta = \pi$. Это свойство линейности ФЧХ нерекурсивных фильтров обусловило их широкое применение.

Для нерекурсивного фильтра второго порядка с коэффициентами $B_1 = 1$ и $B_0 \neq 0$ имеем $2N = 2$, $N = 1$, тогда из (7.16), (7.17) и (7.18) получим

$$K(j\theta) = (B_0 + 2 \cos \theta) e^{-j\theta},$$

$$K(\theta) = |B_0 + 2 \cos \theta|, \quad \varphi(\theta) = \arctg [\operatorname{tg} (-\theta)].$$

Из выражения для $K(\theta)$ следует, что у нерекурсивного фильтра второго порядка существует частота θ_n , на которой коэффициент передачи $K(\theta_n) = 0$. На этой частоте выполняется условие $B_0 + 2 \cos \theta_n = 0$. Отсюда получим формулу для расчета центрального коэффициента фильтра B_0 , который определяет частоту θ_n нулевого коэффициента передачи $K(\theta)$:

$$B_0 = -2 \cos \theta_n.$$

Синтез нерекурсивных цифровых фильтров высокого порядка по заданным требованиям к АЧХ при линейной ФЧХ производится методом Фурье с применением оконных функций, методом наименьших квадратов и с использованием алгоритма Ремеза [14].

Рекурсивными называются фильтры с обратной связью (см. рис. 7.7), работа которых задается разностным уравнением

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M_1} B_m x(n-m) - \sum_{m=0}^{M_2} A_m y(n-m).$$

Здесь B_m – коэффициенты нерекурсивной части фильтра; A_m – коэффициенты его рекурсивной части.

На рис. 7.7, б приведена так называемая каноническая схема рекурсивного фильтра. В этом фильтре меньше элементов задержки, чем в фильтре на рис. 7.7, а, а по свойствам они эквивалентны. Рекурсивные цифровые фильтры (РЦФ) также описываются сис-

темной функцией $H(z)$, равной отношению Z -преобразований $Y(z)$ и $X(z)$ от выходного $y(n)$ и входного $x(n)$ сигналов фильтра.

Для фильтров на рис. 7.7, а и 7.7, б системная функция

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{B_0 + B_1 z^{-1} + B_2 z^{-2} + \dots + B_{M_1} z^{-M_1}}{1 + A_1 z^{-1} + A_2 z^{-2} + \dots + A_{M_2} z^{-M_2}}.$$

Из разных методов расчета цифровых фильтров наибольшее распространение получил метод расчета РЦФ по аналоговому прототипу с применением билинейного преобразования. Вместе с тем в устройствах цифровой обработки сигналов довольно часто применяются двухконтурные и даже одноконтурные РЦФ. Такие фильтры могут быть рассчитаны по методу прямого синтеза. Проиллюстрируем это на примере.

Необходимо определить коэффициенты A_1, A_2 РЦФ второго порядка по известным резонансной частоте θ_0 и нижней границе полосы пропускания θ_1 при заданной неравномерности σ в полосе пропускания.

Структурная схема рекурсивного цифрового фильтра второго порядка (а) и его амплитудно-частотная характеристика (б) представлены на рис. 7.8. Системная функция РЦФ второго порядка (рис. 7.8, а)

$$H(z) = (1 + A_1 z^{-1} + A_2 z^{-2})^{-1} = \frac{z^2}{(z - z_1)(z - z_1^*)} = \frac{z^2}{z^2 - 2\operatorname{Re} z_1 + |z_1|^2}, \quad (7.19)$$

где $z_1 = R e^{-j\theta_0}$, $z_1^* = R e^{j\theta_0}$ — комплексно-сопряженные полюса системной функции РЦФ в полярных координатах; R — расстояние от начала координат до полюса в z — плоскости; $\theta_0 = 2\pi F_0 / F_d$ — нормированная к частоте дискретизации безразмерная частота резонанса. Из (7.19) следуют формулы, связывающие параметры R и θ_0 с коэффициентами РЦФ A_1 и A_2 :

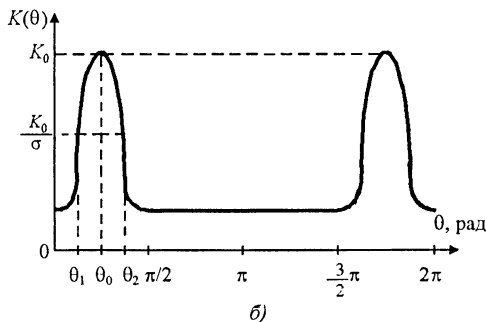
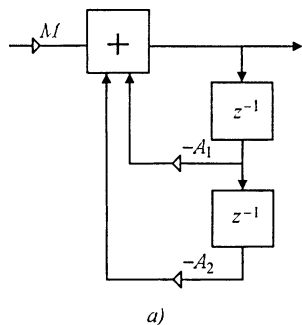


Рис. 7.8

$$A_1 = -2R \cos \theta_0; \quad A_2 = R^2; \quad \theta_0 = \arccos \left[-\frac{A_1}{2\sqrt{A_2}} \right]; \quad R = \sqrt{A_2}. \quad (7.20)$$

Для перехода от $H(z)$ к комплексному коэффициенту передачи $K(j\theta)$ необходимо в (7.19) сделать замену $z = e^{j\theta}$, где $\theta = \omega/F_d$ – нормированная к F_d безразмерная частота. В результате этой замены получим:

$$K(j\theta) = [(1 - Re^{-j(\theta-\theta_0)})(1 - Re^{-j(\theta+\theta_0)})]^{-1}.$$

Амплитудно-частотная характеристика РЦФ второго порядка есть модуль от $K(j\theta)$ и описывается выражением

$$K(\theta) = \{[1 + R^2 - 2R \cos(\theta - \theta_0)][1 + R^2 - 2R \cos(\theta + \theta_0)]\}^{-1/2}. \quad (7.21)$$

Построенная по этому выражению АЧХ для РЦФ второго порядка приведена на рис. 7.8, б. Зададимся неравномерностью σ на нижней границе θ_1 полосы пропускания РЦФ и получим уравнение

$$\frac{K_0}{K(\theta_1)} = \sigma, \quad (7.22)$$

где $K_0 = [(1 - R)^2(1 + R^2 - 2R \cos 2\theta_0)]^{-1/2}$ – коэффициент передачи РЦФ на резонансной частоте θ_0 .

Возведем левую и правую части (7.22) в квадрат и с учетом (7.21) получим уравнение

$$\begin{aligned} \sigma^2(1 - R)^2(1 + R^2 - 2R \cos 2\theta_0) = \\ = [1 + R^2 - 2R \cos(\theta_1 - \theta_0)][1 + R^2 - 2R \cos(\theta_1 + \theta_0)]. \end{aligned}$$

После преобразований и замены переменной

$$\sigma^2 x(x + A) = (x + B_1)(x + C_1), \quad (7.23)$$

где $x = \frac{(1-R)^2}{2R}$; $A = 1 - \cos 2\theta_0$; $B_1 = 1 - \cos(\theta_1 - \theta_0)$; $C_1 = 1 - \cos(\theta_1 + \theta_0)$.

Решим (7.23) относительно x . В результате

$$x = (p^2 + q)^{1/2} - p, \quad \text{где } p = \frac{A\sigma^2 - B_1 - C_1}{2(\sigma^2 - 1)}, \quad q = \frac{B_1 C_1}{\sigma^2 - 1}.$$

Тогда $R = 1 + x - [(1 + x)^2 - 1]^{1/2}$.

Зная R и θ_0 , по (7.20) определим коэффициенты A_1 и A_2 РЦФ. Для обеспечения на частоте θ_0 единичного коэффициента передачи множитель M на входе РЦФ рассчитывается по формуле $M = 1/K_0$.

7.3.2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ГИЛЬБЕРТА

Преобразователь Гильберта (ПГ) создает фазовый сдвиг между составляющими спектра выходных сигналов, равный $\pi/2$. Таким образом ПГ можно использовать для получения комплексного сигнала

$$v(n) = x(n) - jx(n), \quad (7.24)$$

где $jx(n)$ – сопряженный по Гильберту цифровой сигнал от сигнала $x(n)$.

Сигналы $x(n)$ и $jx(n)$ называют парой квадратурных компонент цифрового сигнала, так как умножение на мнимую единицу j эквивалентно фазовому сдвигу всех спектральных компонент сигнала $x(n)$ на $\pi/2$.

Из (7.24) следует, что идеальный ПГ должен иметь комплексный коэффициент передачи

$$K(j\theta) = \begin{cases} -j, & 0 \leq \theta < \pi, \\ j, & \pi \leq \theta < 2\pi. \end{cases}$$

На рис. 7.9 представлена зависимость комплексного коэффициента передачи идеального ПГ. Рассмотрим построение ПГ на нерекурсивном фильтре порядка $2N$ с антисимметричными коэффициентами B_m . Структурная схема ПГ на нерекурсивном фильтре

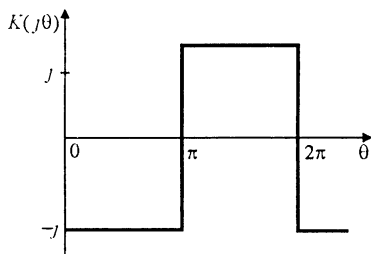


Рис. 7.9

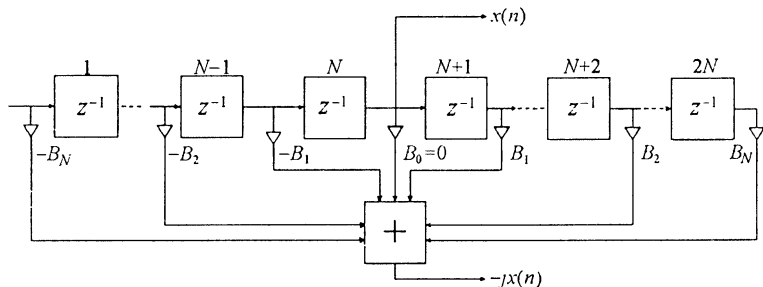


Рис. 7.10

порядка $2N$ с антисимметричными коэффициентами представлена на рис. 7.10. Системная функция этого фильтра описывается выражением

$$H(z) = -B_N - B_{N-1}z^{-1} - \dots - B_1z^{-N+1} + B_0z^{-N} + B_1z^{-N-1} + \dots + B_Nz^{-2N}.$$

Для выражения $K(j\theta)$ сделаем замену $z^{-1} = e^{-j\theta}$ и после группировки членов получим

$$K(j\theta) = [B_0 - B_1(e^{j\theta} - e^{-j\theta}) - B_2(e^{j2\theta} - e^{-j2\theta}) - \dots - B_N(e^{jN\theta} - e^{-jN\theta})] e^{-jN\theta}.$$

Используя вытекающее из формулы Эйлера соотношение $e^{j\theta} - e^{-j\theta} = 2j \sin \theta$, получим

$$K(j\theta) = \left(B_0 - j \sum_{m=1}^N 2B_m \sin m\theta \right) e^{-jN\theta}.$$

Для обеспечения $\text{Re}[K(j\theta)] = 0$ необходимо принять $B_0 = 0$. В этом случае

$$K(j\theta) = \left(-2j \sum_{m=1}^N B_m \sin m\theta \right) e^{-jN\theta}.$$

Очевидно, что идеальный ПГ нереализуем, так как требует бесконечно большого числа элементов задержки.

Рассмотрим характеристики ПГ при ограниченном числе элементов задержки. При $2N = 2$ имеем $K(\theta) = |2B_1 \sin \theta|$. Структурная схема ПГ на двух элементах задержки приведена на рис. 7.11.

Для получения $K(\pi/2) = 1$ коэффициент B_1 должен быть равен 0,5. При $B = 0,5$ АЧХ ПГ на двух элементах задержки приведена на рис. 7.12. Из этого рисунка видно, что в компоненте $-jx(n)$ возникают амплитудно-частотные искажения.

Разложение функции на рис. 7.9 в ряд Фурье содержит только нечетные гармоники синуса частоты θ , поэтому реальный ПГ с ограниченным числом элементов задержки $2N$ будет иметь коэффициенты B_m для четных m , близкие или равные нулю, а для нечетных m — близкие к значениям $B_m = 2/\pi m$.

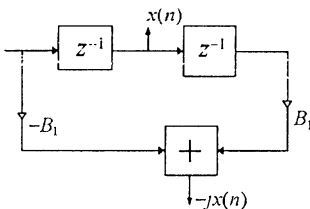


Рис. 7.11

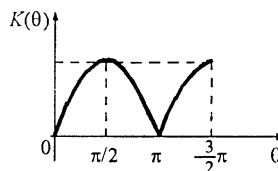


Рис. 7.12

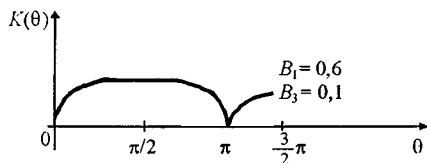


Рис. 7.13

Расчет коэффициентов B_n для ПГ чаще всего выполняется как и для нерекурсивного фильтра одним из трех методов: методом Фурье с применением оконных функций, методом наименьших квадратов и методом, основанным на алгоритме Ремеза.

Для ПГ на шести элементах задержки при $B_2 = 0$

$$K(\theta) = |B_1 \sin \theta + B_3 \sin 3\theta|.$$

Близкая к плоской АЧХ в окрестности $\theta = \pi/2$ обеспечивается при коэффициентах $B_1 = 0,6$, $B_3 = 0,1$. На рис. 7.13 приведена АЧХ ПГ на шести элементах задержки.

7.3.3. ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Преобразователи частоты (ПЧ) служат для переноса спектра сигнала из одной области частот в другую. В основе работы цифрового ПЧ лежит перемножение выборок сигнала на выборки из гармонического вспомогательного колебания, формируемого цифровым генератором. Построению цифровых генераторов посвящен раздел 7.3.6.

Структурная схема квадратурного ПЧ без побочных продуктов преобразования приведена на рис. 7.14. В ее состав входит ПГ, косинусно-синусный генератор (КСГ), четыре перемножителя, два сумматора и два вычитателя.

На выходах ПГ и КСГ имеем комплексные сигналы $Xe^{j\theta n}$ и $A_r e^{\pm j\theta_r n}$. После перемножения и суммирования получим сигнал $X A_r e^{j(\theta - \theta_r)n}$, сдвинутый вниз на частоту $\theta_r = 2\pi F_r T_d$, а после вычитателя имеем сигнал $X A_r e^{j(\theta + \theta_r)n}$, сдвинутый вверх на частоту θ_r . Квадратурные ПЧ находят широкое применение в устройствах ЦОС, так как они позволяют обрабатывать сигналы с полосой, определяемой пределом Котельникова $\Pi < 0,5F_d$. Кроме того, в квадратурных ПЧ частота гетеродина может изменяться в пределах от $-0,5F_d$ до $+0,5F_d$, включая частоту $F_r \rightarrow 0$.

Для полного подавления на выходе ПЧ побочных продуктов преобразования ПГ не должен вносить амплитудную и фазовую погрешность в формируемый комплексный сигнал $Xe^{j\theta n}$, а КСГ

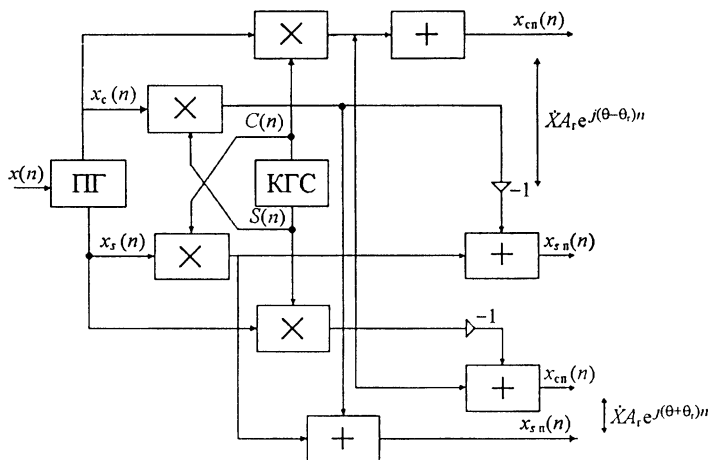


Рис. 7.14

должен формировать абсолютно точные квадратурные компоненты $C(n)$ и $S(n)$. Однако реальные нерекурсивные ПГ вносят амплитудные погрешности, а рекурсивные ПГ – фазовые погрешности, поэтому подавление побочных продуктов происходит не полностью.

7.3.4. БЛОКИ ИЗВЛЕЧЕНИЯ КВАДРАТНОГО КОРНЯ

В ряде устройств цифровой обработки сигналов, например, в амплитудных детекторах, необходимо выполнить операцию $y = \sqrt{A}$. В универсальных ЭВМ чаще всего для этих целей применяют итерационную формулу Герона

$$y_{i+1} = \frac{1}{2} \left(y_i + \frac{A}{y_i} \right),$$

где y_i, y_{i+1} – результаты вычисления на i -ом и $i + 1$ -ом шагах итерации. В качестве начального приближения обычно принимают $y_0 = A$.

Пример. $A = 0,85$. Из формулы Герона при $y_0 = 0,85$ получим

$$y_1 = 0,925; \quad y_2 = 0,92195945; \quad y_3 = 0,92195445.$$

Точное значение $\sqrt{0,85} = 0,92195444$.

Как видно из примера, уже на третьем шаге итерации формула Герона дает практически точный результат. Однако в ней есть операция деления, реализация которой затруднительна в процессорах цифровой обработки сигналов.

Для диапазона значений $C < A \leq 1$ можно воспользоваться другой итерационной формулой. Для этого выражение \sqrt{A} должно быть представлено в виде $\sqrt{A} = \sqrt{a+b}$. Тогда

$$y_{i+1} = y_i + \frac{1}{2}(A - y_i^2).$$

Нулевое приближение y_0 определяется из формул Понселе

$$y_0 = \begin{cases} \alpha|a| + \beta|b| & |a| > |b| \\ \alpha|b| + \beta|a| & |a| < |b|, \end{cases}$$

где $\alpha = 0,96046$, $\beta = 0,39783$.

Пример. $A = 0,85 = 0,6 + 0,25$. Тогда

$$y_0 = 0,6757335; \quad y_1 = 0,8724256; \quad y_2 = 0,916862;$$

$$y_3 = 0,921514; \quad y_4 = 0,921922; \quad y_5 = 0,921952;$$

$$y_6 = 0,9219542; \quad y_7 = 0,92195443.$$

Точное значение $\sqrt{0,85} = 0,92195444$. Как видно из этого примера, практически точный результат получился лишь на седьмом шаге итерации. Более экономного по программным затратам вычисления корня квадратного можно достичь, если представить отрезок функции $y = \sqrt{x}$ в виде степенного полинома

$$y \cong a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + \dots = \sum_{k=0}^q a_k x^k. \quad (7.25)$$

Коэффициенты полинома можно найти различными методами (методом наименьших квадратов, разложением по биному Ньютона, методом экономизации по Чебышеву и т.д.).

Представим функцию $y = \sqrt{x}$ полиномом второго порядка в удобном для вычислений на процессоре виде

$$y = a_0 + a_1x + x(1-x).$$

Если задать диапазон изменения числа x в интервале $0,1 \leq x \leq 0,4$, то полученные методом наименьших квадратов коэффициенты

$$a_0 = 0,1736; \quad a_1 = 0,5491.$$

Расчеты показывают, что наибольшая относительная погрешность вычисления функции $y = \sqrt{x}$ по этой формуле в интервале изменения x от 0,1 до 0,4 не превышает 1,33%. С расширением

интервала изменения x погрешность возрастает. Для ее уменьшения можно увеличивать степень полинома или применить процедуру вычислений с условными переходами. Идея ее состоит в следующем. Сравнительно небольшой по изменению аргумента $x(x_1 \leq x \leq x_2)$ отрезок функции $y = \sqrt{x}$ представляется степенным полиномом с найденными каким-либо способом коэффициентами a_k . Затем входное число x сравнивается с числами x_1 и x_2 , причем $x_2/x_1 \leq 2^n$, где $n = 1, 2$, и определяется положение числа x на числовой оси относительно этих чисел. Далее число x умножается на такое известное число $2^{\pm n}$, чтобы выполнилось условие

$$x_1 \leq 2^{\pm n} x \leq x_2, \quad (7.26)$$

где x_1, x_2 — границы изменения аргумента функции $y = \sqrt{x}$, представленной полиномом (7.25). После этого вычисляется значение y при аргументе $2^{\pm n} x$ и результат умножается на число $2^{\mp n/2}$, так как $y = \sqrt{2^{\pm n} x} \cdot 2^{\mp n/2} = \sqrt{x}$.

Поясним это примером. Пусть $x_1 = 0,25$; $x_2 = 0,5$, а входное число $x = 0,01$. Чтобы произведение $2^{\pm n} x$ попало в интервал $0,25 \dots 0,50$, умножим число $x = 0,01$ на 2^5 и получим новое значение аргумента $x = 0,01 \cdot 2^5 = 0,32$. Затем при $x = 0,32$ вычислим $y = 0,5669$ и, умножив его на число $2^{-5/2} = \frac{1}{4\sqrt{2}} = 0,1767767$, получим

результат $0,1002$. Точное значение $\sqrt{0,01} = 0,1$ лишь на $0,2\%$ отличается от полученного результата.

На рис. 7.15 приведена структурная схема одного из возможных алгоритмов приближенного вычисления квадратного корня $y = \sqrt{x}$ при изменении x от 0 до 1.

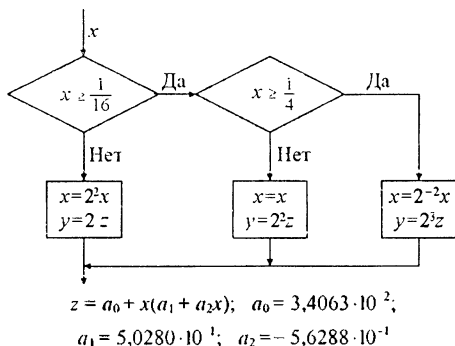


Рис. 7.15

7.3.5 ЦИФРОВЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ

Назначение цифровых амплитудных ограничителей (АО) состоит в обеспечении стабильности амплитуды цифрового сигнала на их выходе при изменяющейся амплитуде цифрового сигнала на входе АО. На рис. 7.16 приведена укрупненная структурная схема цифрового АО. В ее состав входят преобразователь Гильберта (ПГ) на входе, блок вычисления квадрата амплитуды A^2 , блок вычисления чисел $\frac{A_0}{\sqrt{A^2}} = \frac{A_0}{A}$ и два перемножителя.

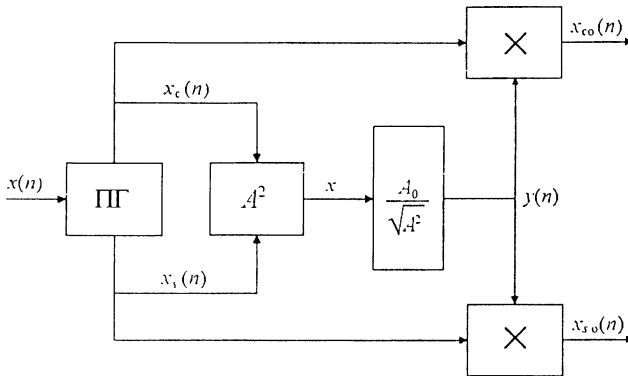


Рис. 7.16

Если на вход АО поступают выборки из сигнала $x(n)$, то на выходах ПГ получим квадратурные компоненты из сигнала $x_c(n) = A(n) \cos n\theta$ и $x_s(n) = A(n) \sin n\theta$.

В блоке вычисления квадрата амплитуды выполняются операции по формуле $x_c^2(n) + x_s^2(n) = A^2(n)$, в результате чего получаем квадрат амплитуды входного сигнала. Далее числа $A^2(n)$ поступают в блок вычисления чисел $y(n) = A_0 / \sqrt{A^2(n)}$, где A_0 – заданная амплитуда на выходе АО. Как видим, в этом блоке необходимо выполнить операции извлечения квадратного корня и деления. Точное выполнение этих операций требует больших программных затрат. Для их уменьшения можно воспользоваться приближенным вычислением функции $y = A_0 / \sqrt{x}$ по описанному в разделе 7.3.4 методу.

Для этого представляют функцию $y = A_0 / \sqrt{x}$ полиномом (7.25) при заданном изменении аргумента x в пределах $x_1 \leq x \leq x_2$ и фиксированном значении A_0 . Затем входное число x умножается на известное число $2^{\pm n}$, чтобы выполнилось условие (7.26). После этого по (7.25) вычисляется значение y при аргументе $2^{\pm n}x$ и получен-

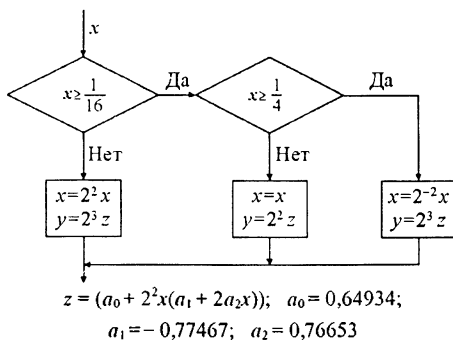


Рис. 7.17

ный результат умножается на число $2^{\pm n/2}$. Описанная процедура вычислений поясняется формулой

$$y = \frac{A_0}{\sqrt{x}} = \frac{A_0}{\sqrt{2^{\pm n} x}} 2^{\pm n/2} = \frac{A_0}{\sqrt{x}}. \quad (7.27)$$

На рис. 7.17 приведена структурная схема одного из возможных алгоритмов приближенного вычисления функции (7.27) A_0/\sqrt{x} при $A_0 = 1$.

После умножения выборок $x_c(n)$ и $x_s(n)$ на числа $y(n) = A_0/A(n)$ получаются выборки $x_{co}(n) = x_c(n)y(n) = A_0 \cos n\theta$, $x_{so}(n) = x_s(n)y(n) = A_0 \sin n\theta$, принадлежащие квадратурным колебаниям со стабильной амплитудой A_0 .

Для повышения точности стабилизации амплитуды A_0 сигнала можно увеличивать степень полинома в (7.25), сужать диапазон изменения аргумента $x_1 \div x_2$ и использовать при этом больше условных переходов в процедуре вычисления функции (7.27).

Другой путь повышения точности АО – применение каскадного соединения нескольких амплитудных ограничителей.

7.3.6. ЦИФРОВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Цифровые генераторы формируют выборки через период $T_d = 1/F_d$ из колебаний определенной формы – пилообразных, треугольных, трапецеидальных, прямоугольных, синусоидальных и т.д. Эти генераторы широко применяют в детекторах различных сигналов, в модуляторах, в системах фазовой автоподстройки частоты, в системах поиска и т.д. Кроме того, при квадратурной обработке сигналов необходимы генераторы, формирующие выборки из косинусной и синусной компонент гармонических колебаний. Такие генераторы называют обычно косинусно-синусными генераторами (КСГ). Важными характеристиками таких генераторов

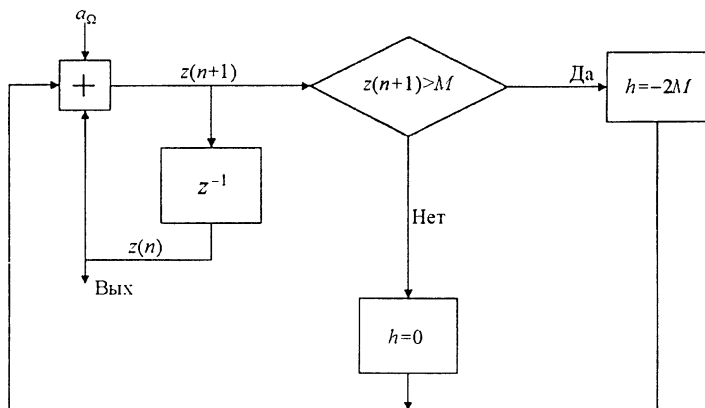


Рис. 7.18

являются чистота спектра формируемых ими колебаний, погрешности квадратурных составляющих и линейность модуляционной характеристики.

Вначале рассмотрим наиболее простой в реализации на вычислителе цифровой генератор выборок из пилообразных колебаний. На базе этого генератора строят генераторы других форм колебаний.

Формирование выборок из пилообразных колебаний цифровым способом осуществляется по структурной схеме реализации алгоритма работы генератора пилообразных колебаний, изображенной на рис. 7.18.

Этот генератор работает по следующим разностным уравнениям:

$$\begin{aligned} z(n+1) &= z(n) + a_{\Omega} && \text{при } z(n) \leq M; \\ z(n+1) &= z(n) + a_{\Omega} - 2M && \text{при } z(n) > M, \end{aligned} \quad (7.28)$$

где M – модуль суммирования; a_{Ω} – коэффициент, задающий частоту пилообразных колебаний.

На рис. 7.19 приведены выборки $z(n)$ из пилообразного колебания.

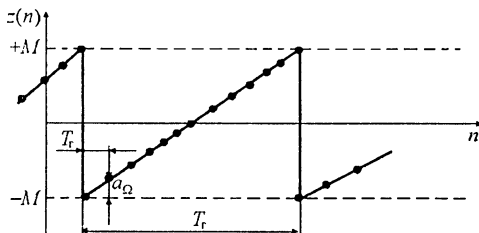


Рис. 7.19

Из рисунка видно, что период пилю определяется из соотношения

$$T_r = \frac{2M}{a_\Omega} T_d, \quad (7.29)$$

откуда получим формулу, связывающую a_Ω с частотой $F_r = 1/T_r$ пилообразного колебания

$$a_\Omega = \frac{2MF_r}{F_d}. \quad (7.30)$$

Как видно из рис. 7.18 и формулы (7.28), основу генератора пилю составляет накапливающий сумматор по модулю M . При реализации этого генератора программно по (7.28) следует задавать модуль суммирования M , например $M=0,5$ или $M=1$. Однако в реальных вычислителях из-за ограниченного числа разрядов возникает переполнение разрядной сетки, поэтому в них условный переход в программе можно опустить. В этом случае число M определяется наибольшим операндом, представляемым в вычислителе с фиксированной запятой, и сброс от $+M$ до $-M$ будет происходить автоматически при переполнении в аккумуляторе вычислителя.

Теперь рассмотрим управляемый по частоте косинусно-синусный генератор (УКСГ) на основе генератора пилообразных колебаний. Структурная схема такого генератора приведена на рис. 7.20, а на рис. 7.21 – временные диаграммы, поясняющие его работу.

Исходное пилообразное колебание $z(n+1)$ формируется по разностным уравнениям (7.28). Из него получаем другое пилообразное колебание $z_\varphi(n+1)$ с фазовым сдвигом φ относительно исходного по формулам

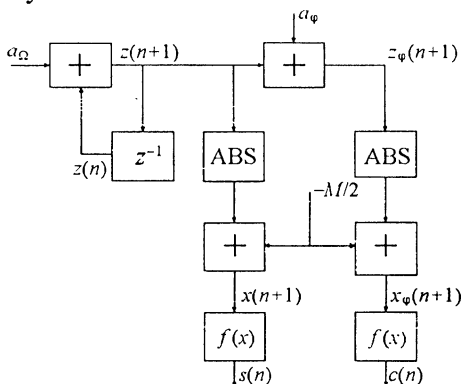


Рис. 7.20

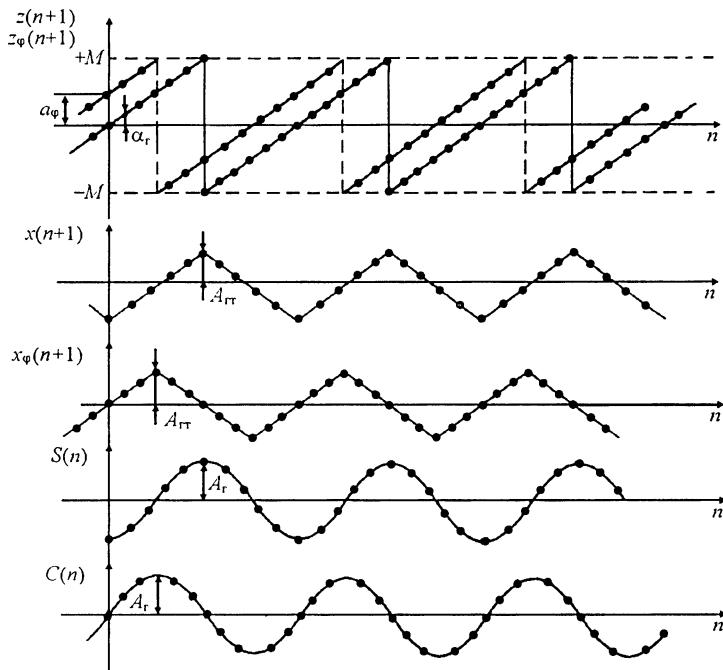


Рис. 7.21

$$z_{\varphi}(n+1) = z(n+1) + a_{\varphi} \quad \text{при } z(n+1) + a_{\varphi} \leq M,$$

$$z_{\varphi}(n+1) = z(n+1) + a_{\varphi} - 2M \quad \text{при } z(n+1) + a_{\varphi} > M.$$

Коэффициент a_{φ} определяет фазовый сдвиг φ между $z(n+1)$ и $z_{\varphi}(n+1)$. Из рис. 7.21 на основе генератора пилообразных колебаний следует, что φ в радианах определяется по формуле

$$\varphi = \frac{a_{\varphi}}{M} \pi, \quad (7.31)$$

откуда получим выражение для расчета коэффициента a_{φ}

$$a_{\varphi} = \frac{\varphi M}{\pi}. \quad (7.32)$$

Для получения $\varphi = \pi/2$ при $M=1$ коэффициент $a_{\varphi} = 1/2$.

Далее из пилообразных колебаний $z(n+1)$ и $z_{\varphi}(n+1)$ формируются треугольные колебания x и x_{φ} без постоянной составляющей по формулам:

$$\begin{aligned} x(n+1) &= |z(n+1)| - M/2, \\ x_{\varphi}(n+1) &= |z_{\varphi}(n+1)| - M/2. \end{aligned} \quad (7.33)$$

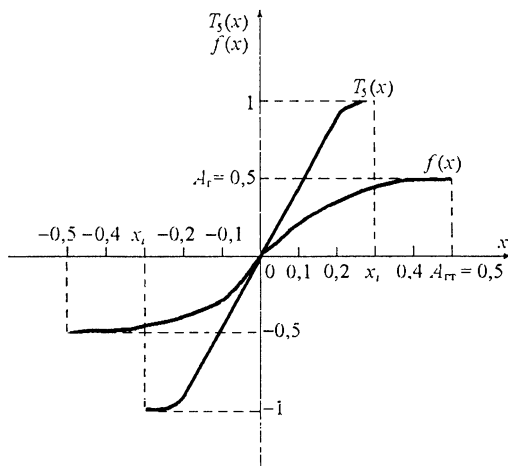


Рис. 7.22

Затем с помощью нелинейного функционального преобразования $f(x)$ из колебаний x и $x_{\text{ф}}$ формируются квадратурные квазигармонические колебания $c(n)$ и $s(n)$.

Одним из вариантов преобразования $f(x)$ является применение полиномов Чебышева первого рода $T_m(x)$ нечетных степеней m , так как графики этих полиномов симметричны относительно начала координат.

Приведем алгоритм получения выражения $f(x)$ с применением полиномов Чебышева $T_m(x)$. Графики полинома Чебышева пятой степени $T_5(x)$ и измененной в масштабах по осям абсцисс и ординат функции $f(x)$ при $A_r = A_{\text{гр}} = 0,5$ приведены на рис. 7.22.

1. Выберем степень полинома m по требуемому ослаблению амплитуд высших гармоник A_k в спектре формируемых колебаний относительно амплитуды первой гармоники A_r из соотношения [3]

$$y_k = \frac{A_k}{A_r} = k^{-(m+1)},$$

где $k=3, 5, 7, \dots$ — номера высших гармоник. Обычно принимают $k=3$ для наиболее интенсивной по амплитуде третьей гармоники. Тогда

$$m \geq \frac{\ln(1/y_k)}{\ln k} - 1.$$

2. Определим абсциссу ближайшего справа от начала координат экстремума полинома $T_m(x)$ по формуле

$$x_1 = \cos(l\pi/m),$$

где $l = (m-1)/2$.

3. Изменим масштаб полинома $T_m(x)$ по оси ординат для получения нужной амплитуды колебаний A_r по соотношению

$$f_1(x) = A_r T_m(x).$$

4. Изменим масштаб полинома по оси x в q раз, где $q = x_1/A_{\Gamma T}$ и получим искомое выражение

$$f(x) = \pm A_r T_m(qx),$$

где знак “+” для $m = 5, 9, 13, \dots$, а знак “-” для $m = 3, 7, 11, \dots$; $A_{\Gamma T}$ – амплитуда треугольных колебаний (см. рис. 7.21).

5. Приведем $f(x)$ к гнездовой форме для уменьшения программных затрат при вычислении $f(x)$.

Пример. Дано $A_r = A_{\Gamma T} = 0,5$; $y_3 = 1/700$. Надо найти выражение $f(x)$.

Решение.

1. Степень полинома $m \geq (\ln 700/\ln 3) - 1 \geq 4,96$, примем $m = 5$.

2. $l = (m - 1)/2$, $x_1 = \cos(\pi/m) = 0,309017$.

3. $f_1(x) = A_r T_5^+(x) = 0,5(16x^5 - 20x^3 + 5x) = 8x^5 - 10x^3 = 2,5x$.

4. $q = x_1/A_{\Gamma T} = 0,618034$, $f(x) = 8(qx)^5 - 10(qx)^3 + 2,5qx = 0,72136x^5 - 2,36068x^3 + 1,545085x$.

5. $2x(0,7725425 - (2x)^2(0,295085 - 0,0225425(2x)^2))$.

7.4. ЦИФРОВЫЕ ДЕТЕКТОРЫ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

7.4.1. НЕЛИНЕЙНЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

Цифровые амплитудные детекторы могут быть реализованы как прототипы известных аналоговых амплитудных детекторов (АД). Однако ниже будет показано, что повторение в цифровых АД решений известных аналоговых схем не всегда является наилучшим.

Среди аналоговых АД широкое распространение получили детекторы на элементах с нелинейными вольт-амперными характеристиками (диодах, транзисторах). В зависимости от амплитуды входного сигнала различают два режима работы АД на нелинейных элементах: режим детектирования сильных сигналов и режим детектирования слабых сигналов.

В первом режиме вольт-амперные характеристики нелинейных элементов представляются кусочно-линейными, поэтому детекторные характеристики АД в этом режиме близки к линейным. Во втором режиме характеристики АД квадратичные. По аналогии с указанными режимами можно реализовать цифровые АД по двум схемам: с блоком взятия модулей из выборок и с блоком воз-

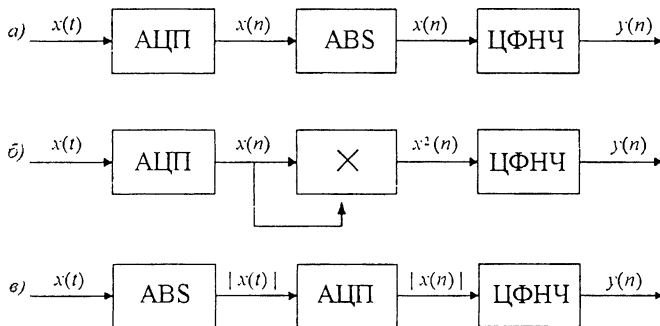


Рис. 7.23

ведения выборок в квадрат. В обоих случаях имеет место выпрямление знакопеременных выборок, т.е. приведение их к одному знаку.

Структурные схемы названных цифровых АД с взятием модулей из выборок, с возведением выборок в квадрат и с перестановкой блоков ABS и АЦП приведены соответственно на рис. 7.23, а, б, в.

В схеме АД на рис. 7.23, а из знакопеременных выборок $x(n)$, поступающих с выхода АЦП, сначала формируются модули – выборки одного знака $|x(n)|$, которые далее поступают на вход цифрового фильтра нижних частот (ЦФНЧ). В схеме АД на рис. 7.23, б поступающие с выхода АЦП выборки $x(n)$ с помощью перемножителя возводятся в квадрат и поступают на вход ЦФНЧ.

Проанализируем работу этих АД с целью получения необходимых расчетных соотношений. На рис. 7.23, в приведена схема АД, эквивалентная схеме АД на рис. 7.23, а по выходному сигналу. В ней вначале аналоговый сигнал $x(t)$ выпрямляется. В результате получается сигнал $|x(t)|$, из которого с помощью АЦП получают выборки одного знака $|x(n)|$, которые затем поступают на вход ЦФНЧ, как и на схеме рис. 7.23, а.

Перестановка блока выпрямления ABS и АЦП сделана для наглядности получения приведенного спектра сигнала на входе ЦФНЧ [1]. Если входной сигнал $x(t)$ синусоидальный, т.е. $x(t) = A \sin \omega_0 t$, тогда спектр выпрямленного сигнала $|x(t)| = |A \sin \omega_0 t|$ будет состоять из постоянной составляющей $A_0 = 2A/\pi$ и гармоник частоты ω_0 с амплитудами A_k , определяемыми по формуле [3]

$$A_k = \frac{-4A \cos^2 k \frac{\pi}{2}}{\pi(k^2 - 1)}, \quad (7.34)$$

где $k = 1, 2, 3, \dots$ – номер гармоники.

При сдвиге фазы выборки относительного сигнала на $\pi/2$ имеем $x(t) = A \cos \omega_0 t$. Спектр сигнала $|A \cos \omega_0 t|$ содержит постоянную составляющую $A_0 = 2A/\pi$ и гармоники с амплитудами [3]

$$A_k = \frac{-4A \cos k \frac{\pi}{2}}{\pi(k^2 - 1)}, \quad (7.35)$$

где $k = 1, 2, 3 \dots$

Отличие (7.35) от (7.34) состоит в том, что в (7.35) знаки перед A_k чередуются. Как будет показано ниже, это отличие приводит к изменению постоянной составляющей на выходе ЦФНЧ в зависимости от фазового соотношения между входным сигналом и сигналом выборки. Полезным продуктом на выходе АД является постоянная составляющая $A_0 = 2A/\pi$, пропорциональная амплитуде A входного сигнала.

На рис. 7.24 показаны спектр выпрямленного гармонического сигнала (а) и спектры, полученные с помощью описанной в § 7.2 операции свертки спектра сигнала $|A \sin \omega_0 t|$ гармоникой, приведенные в интервал $0 \div F_n/2$ спектры при разных соотношениях F_n/F_0 , (б), где F_0 – приведенная частота несущей входного сигнала.

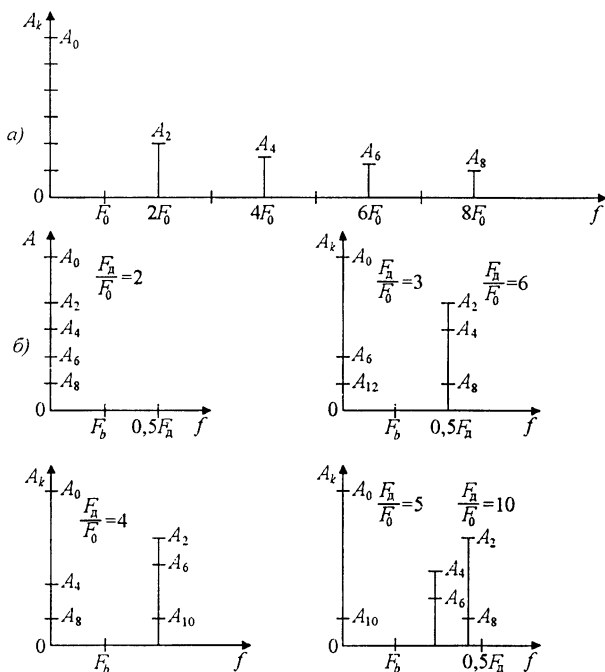


Рис. 7.24

Из рис. 7.24 видно, что вследствие эффекта наложения при свертке на постоянную составляющую накладываются высшие гармоники спектра выпрямленного сигнала. В зависимости от фазового соотношения между выборкой и сигналом уровень постоянной составляющей приведенного спектра меняется. Так, при $F_d/F_0 = 2$ он может изменяться от 0 до A , поскольку в этом случае на постоянную составляющую A в приведенном спектре накладываются все высшие гармоники 2-я, 4-я, 6-я и т.д. Как было показано выше, их амплитуды либо суммируются с A_0 , либо вычитаются из A_0 в зависимости от фазового соотношения между выборкой и сигналом.

При $F_d/F_0 = 3$ и $F_d/F_0 = 6$ на постоянную составляющую в приведенном спектре накладываются 6-я, 12-я, 18-я и другие гармоники. Вследствие этого постоянная составляющая на выходе АД может изменяться в пределах от $A_{0\text{мин}} = 0,577A$ до $A_{0\text{макс}} = 0,6666A$. При любых целых отношениях $n_1 = F_d/F_0$ пределы $A_{0\text{мин}}$ и $A_{0\text{макс}}$ можно определить по формулам [1]:

$$A_{0\text{мин}} = \frac{A}{n_1} \sum_{i=0}^{n_1-1} \left| \sin \frac{2\pi}{n_1} i \right|, \quad A_{0\text{макс}} = \frac{A}{n_1} \sum_{i=0}^{n_1-1} \left| \sin \left[\frac{2\pi}{n_1} (i + \delta) \right] \right|,$$

где $\delta = 0,5$ при четных n_1 , $\delta = 0,75$ при нечетных n_1 . Рассчитанные по этим формулам значения $A_{0\text{мин}}$ и $A_{0\text{макс}}$ при $A = 1$ для разных значений n_1 приведены в табл. 7.1. Здесь же приведены значения разности $\Delta A = A_{0\text{макс}} - A_{0\text{мин}}$ и коэффициента паразитной амплитудной модуляции в процентах $M_n = \frac{\Delta A}{2A_0} \cdot 100\%$, где $A_0 = 2/\pi$.

График зависимости глубины паразитной амплитудной модуляции от $n_1 = F_d/F_0$ в цифровом АД, представленном на рис. 7.23, a приведен на рис. 7.25. Из рис. 7.25 видно, что неблагоприятными являются случаи, когда отношение F_d/F_0 является целым четным числом. При $F_d/F_0 \geq 9$ можно детектировать амплитудно-модулированные сигналы с коэффициентом паразитной амплитудной модуляции менее 2,5 %. Из рис. 7.24 видно, что для устранения наложения боковых полос в приведенном спектре АМ сигнала верхняя частота модуляции F_b не должна превышать значения $F_0/2$. Тогда при качественном детектировании, когда $F_d/F_0 = 9$, отношение $F_d/F_b = 18$, т.е. частота дискретизации должна быть в 18 раз больше частоты модуляции F_b . Это обстоятельство сужает области применения такого АД, поскольку устройства ЦОС работают в реальном времени, когда выгодно иметь малое значение F_d/F_b :

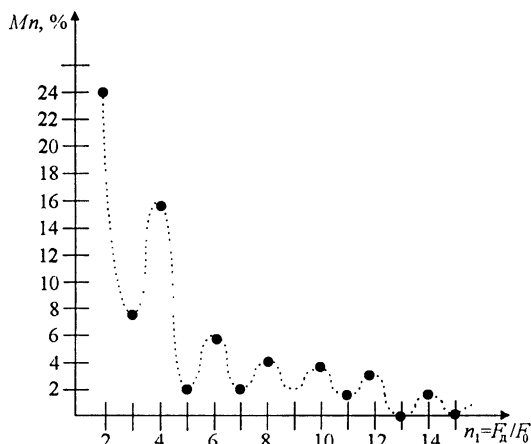


Рис. 7.25

Таблица 7.1

Зависимость величин $A_{\text{Омин}}$, $A_{\text{Омакс}}$ и M_n от $n_1 = F_d/F_0$

n_1	$A_{\text{Омин}}$	$A_{\text{Омакс}}$	ΔA	$\Delta A \cdot 100 \% / 2 \cdot A_0$
2	0	1	1	78,5
3	0,577	0,666	0,089	7,00
4	0,500	0,707	0,207	16,30
5	0,615	0,647	0,032	2,50
6	0,577	0,666	0,089	7,00
7	0,626	0,642	0,016	1,26
8	0,603	0,653	0,050	3,90
9	0,630	0,640	0,010	0,76
10	0,615	0,647	0,032	2,50
11	0,632	0,638	0,006	0,50
12	0,622	0,638	0,016	1,30
13	0,633	0,638	0,005	0,40
14	0,626	0,642	0,016	1,26

Теперь рассмотрим цифровой АД с блоком возведения выборок в квадрат (см. рис. 7.23, б). Известно, что квадратичное детектирование расширяет спектр боковой АМ сигнала в 2 раза. Покажем это на примере, когда АМ сигнал модулирован тоном частоты Ω с глубиной модуляции m . В этом случае

$$x(t) = A(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t.$$

При возведении $x(t)$ в квадрат получим

$$x^2(t) = \frac{A^2}{2} \left(1 + \frac{m^2}{2} + 2m \cos \Omega t + \frac{m^2}{2} \cos 2\Omega t \right) (1 + \cos 2\omega_0 t).$$

На выходе ФНЧ с единичным коэффициентом передачи для постоянной составляющей имеем квадрат амплитуды огибающей АМ сигнала:

$$A^2(t) = \frac{A^2}{2} \left(1 + \frac{m^2}{2} + 2m(1 - \varepsilon_1) \cos \Omega t + \frac{m^2}{2}(1 - \varepsilon_2) \cos 2\Omega t \right), \quad (7.36)$$

где $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ — отклонения коэффициента передачи ФНЧ от единицы на частотах Ω и 2Ω соответственно с учетом знака. Из (7.36) видно, что спектр боковой полосы расширился вдвое.

Для определения требований к ЦФНЧ в АД с блоком возведения выборок в квадрат на рис. 7.26 изображены спектры сигналов в

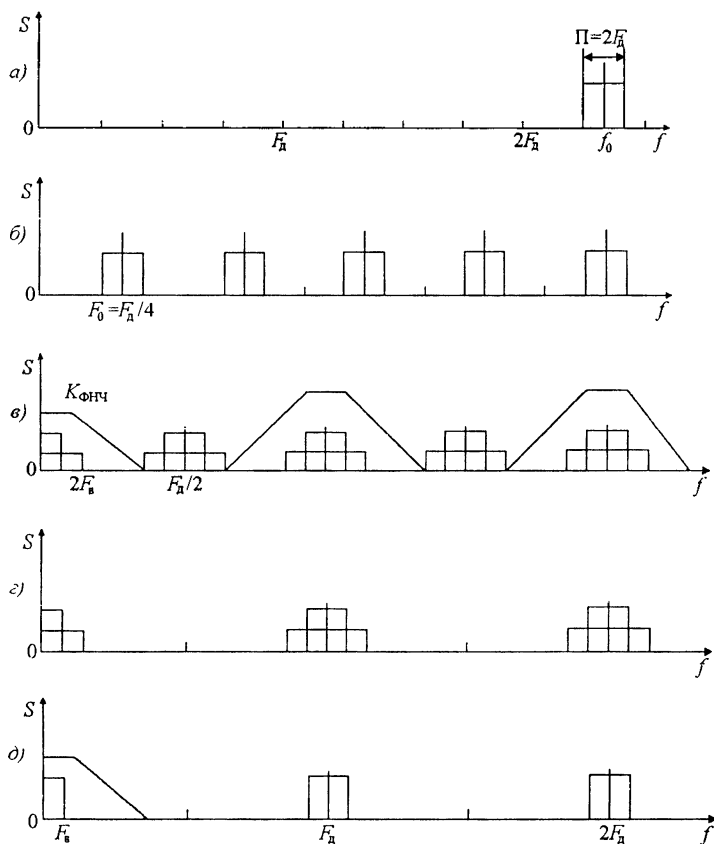


Рис. 7.26

квадратичном цифровом АД (см. рис. 7.23, б): а) – спектр входного АМ сигнала $x(t)$; б) – спектр выборок $x(n)$ на выходе АЦП; в) – спектр сигнала на выходе квадратора $x^2(t)$; г) – спектр выборок на выходах ЦФНЧ с коэффициентом передачи $K_{\text{ФНЧ}}$; д) – спектр выборок на выходе блока извлечения квадратного корня.

Спектры построены при соотношении

$$\frac{f_0}{F_d} = \frac{2q+1}{4},$$

где $q = 1, 2, 3, \dots$ – целые числа; f_0 – частота несущей АМ сигнала. При таком соотношении f_0/F_d приведенная в интервал $0 \div F_d/2$ частота несущей $F_0 = F_d/4$.

Из рис. 7.26 видно, что для неискаженного воспроизведения модулирующего сигнала необходимо иметь ЦФНЧ, у которого

$$K_{\text{ФНЧ}} = \begin{cases} \text{const} & \text{при } 0 \leq F \leq 2F_b \\ 0 & \text{при } \frac{F_d}{2} - 2F_b \leq F \leq \frac{F_d}{2}. \end{cases}$$

Кроме того, в интервале частот $0 \leq F \leq 2F_b$ групповое время запаздывания (ГВЗ) у ЦФНЧ должно быть постоянным. На частотах выше $F_d/2$ АЧХ ЦФНЧ периодически повторяется.

Из этого же рисунка видно, что коэффициент прямоугольности ЦФНЧ

$$K_n = \frac{0,5F_d - 2F_b}{2F_d} = \frac{F_d}{4F_b} - 1.$$

Тогда $F_d/F_b = 4(K_n + 1)$. У идеального ЦФНЧ $K_n \rightarrow 1$, поэтому для квадратичного АД наименьшее соотношение $F_d/F_b = 8$. Это меньше, чем у АД с блоком взятия модулей (см. рис. 7.23, а), но вдвое больше предельного соотношения Котельникова $F_d/\Pi = 2$, где $\Pi = 2F_b$ – ширина спектра АМ сигнала.

Детекторная характеристика АД на рис. 7.23, б квадратичная. При детектировании АМ сигнала коэффициент нелинейных искажений по второй гармонике не зависит от амплитуды несущей A :

$$K_{r2} = \frac{m}{4} \frac{1 - \varepsilon_2}{1 - \varepsilon_1}.$$

Для уменьшения нелинейных искажений на выходе ЦФНЧ включают блок извлечения квадратного корня. Нелинейные искажения в этом случае определяются точностью извлечения корня, а также неравномерностью АЧХ фильтра в полосе $0 \div 2F_b$. При постоянном ГВЗ, что характерно для нерекурсивных ЦФНЧ, коэффициент K_{r2} можно определить по формуле, следующей из метода трех ординат:

$$K_{r2} = \frac{A_{\max} + A_{\min} - 2A_0}{2(A_{\max} - A_{\min})},$$

$$\text{где } A_{\max} \approx \left[(1+m)^2 - 2m \left(\varepsilon_1 - \frac{m}{4} \varepsilon_2 \right) \right]^{1/2}; \quad A_0 \approx \left(1 + \frac{m^2}{2} \varepsilon_2 \right)^{1/2}; \quad A_{\min} \approx \left[(1-m)^2 + 2m \left(\varepsilon_1 - \frac{m}{4} \varepsilon_2 \right) \right]^{1/2}.$$

Эти выражения получены из (7.36) для $A^2 = 2$ при $\Omega t = 0$, $\pi/2$ и π соответственно. Знак приближенного равенства учитывает неточность вычисления квадратного корня в вычислителе. Если извлекать квадратный корень точно, то при $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$ получим $K_{r2} = m/4$.

7.4.2. СИНХРОННЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

Рассмотрим синхронный АД с узкополосным фильтром для выделения опорного колебания (рис. 7.27). Поясним особенности реализации этого АД. В его состав входит узкополосный полосовой фильтр (ПФ) для выделения несущей АМ сигнала с целью использования ее в качестве опорного колебания, узкополосный ПГ, подключенный к выходу ПФ, и широкополосный ПГ, на который непосредственно поступает входной сигнал.

На выходах широкополосного ПГ действуют сигналы

$$x_c(n) = A(n) \cos(\Omega_0 n T_d + \theta_0), \quad x_s(n) = A(n) \sin(\Omega_0 n T_d + \theta_0). \quad (7.37)$$

При использовании идеального ПФ на выходе узкополосного ПГ имеем

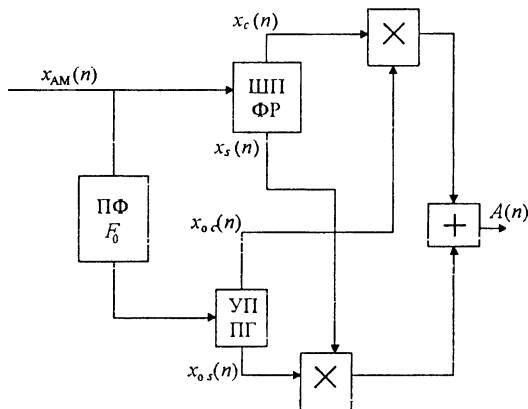


Рис. 7.27

$$x_{oc}(n) = A_0 K_{\text{ПФ}} \cos(\Omega_0 n T_d + \theta_0 + \varphi_0),$$

$$x_{os}(n) = A_0 K_{\text{ПФ}} \sin(\Omega_0 n T_d + \theta_0 + \varphi_0),$$

где A_0 – амплитуда несущей входного сигнала; $K_{\text{ПФ}}$ – коэффициент передачи ПФ на частоте несущей; φ_0 – фазовый сдвиг опорного колебания относительно несущей сигналов на выходах широкополосного ПГ.

Выполняя операции в соответствии с рис. 7.27, получим $x_c(n) \cdot x_{oc}(n) + x_s(n) \cdot x_{os}(n) = A_0 K_{\text{ПФ}} A(n) \cos \varphi_0 = K_{\text{АД}} A(n)$.

Из этого соотношения видно, что коэффициент передачи $K_{\text{АД}}$ зависит от амплитуды несущей A_0 , коэффициента передачи фильтра $K_{\text{ПФ}}$ и фазового сдвига φ_0 . При $\varphi_0 = 0$ сигнал на выходе детектора максимален, при $\varphi_0 = \pi/2$ отсутствует. Следовательно, необходима синхронизация КСГ.

При идеальных ПГ минимальное отношение частоты дискретизации к частоте модуляции $F_d/F_b = 4$. Неидеальность ПГ приводит к появлению высокочастотных пульсаций на выходе детектора, а неидеальность ПФ – к нелинейным искажениям.

Нелинейные искажения сигнала в этом детекторе обусловлены неполным подавлением боковых полос в спектре сигнала на выходе ПФ. Коэффициент второй гармоники

$$K_{r2} = \frac{m}{2} \frac{K_F/K_0}{\sqrt{1 + 2(K_F/K_0) \cos \varphi_F + (K_F/K_0)^2}},$$

где K_0 и K_F – коэффициенты передачи ПФ на резонансной частоте и при расстройке на частоту модуляции F ; φ_F – фазовый сдвиг, вносимый ПФ при расстройке, равной F .

Теперь рассмотрим синхронный АД с управляемым косинусно-синусным генератором. Структурная схема синхронного АД с УКСГ представлена на рис. 7.28. В его состав входят ПГ, УКСГ, фазовый детектор (ФД) и пропорциональный или пропорционально-интегрирующий регулятор (Р), включенный между выходом ФД и входом управления УКСГ. При равенстве частот генератора и несущей АМ сигнала на выходе УКСГ существуют выборки вида

$$c(n) = \cos(\Omega_0 n T_d + \theta_0), \quad s(n) = \sin(\Omega_0 n T_d + \theta_0).$$

На выходах ПГ имеем квадратурные выборки из АМ сигнала, описываемые (7.37). Тогда, выполнив операции в соответствии с рис. 7.28, получим

$$x_c(n) c(n) + x_s(n) s(n) = A(n),$$

то есть выборки сигнала на выходе АД являются выборками из амплитуды АМ сигнала.

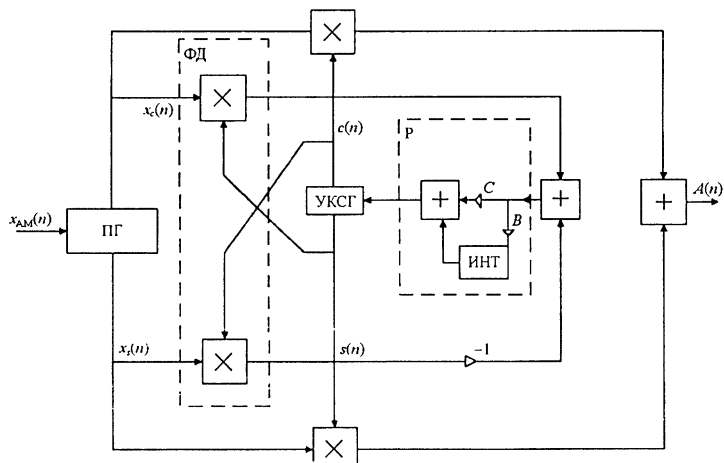


Рис. 7.28

Нестабильность частоты Ω_0 и неидеальность ПГ приводят к высокочастотным пульсациям в выходном сигнале с частотой $2\Omega_0$ и к нелинейным искажениям. Включение в регулятор пропорционально-интегрирующего звена с интегратором позволяет устранить влияние на работу АД неустойчивости частоты Ω_0 . Однако неидеальность ПГ принципиально неустранима. Выражение для K_{r2} при $F_0 = F_d/4$ в АД с УКСГ имеет вид:

$$K_{r2} = \frac{m}{32} (\pi c A_0 \varepsilon_a)^2 \left[\frac{1+m}{(2 - \pi c A_0 (1+m))^2} + \frac{1-m}{(2 - \pi c A_0 (1-m))^2} \right],$$

где c – коэффициент передачи пропорциональной ветви регулятора; ε_a – амплитудная погрешность ПГ. Расчеты и эксперименты на ЭВМ показывают, что нелинейные искажения в АД с УКСГ на порядок меньше, чем у рассмотренных выше АД.

7.5. ЦИФРОВЫЕ ДЕТЕКТОРЫ СИГНАЛОВ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

7.5.1. ЦИФРОВОЙ ФАЗОВЫЙ ДЕТЕКТОР НА ОСНОВЕ ПЕРЕМНОЖИТЕЛЯ И ФНЧ

Сигналы с угловой модуляцией подразделяются на фазомодулированные (ФМ) и частотно-модулированные (ЧМ). Аналитически ФМ сигналы описываются в приведенном спектре выражением

$$x_{\text{ФМ}}(t) = A_0 \cos[\Omega_0 t + \varphi_m a(t) + \varphi_0], \quad (7.38)$$

где A_0 , Ω_0 , φ_0 – постоянные амплитуда, центральная частота в приведенном спектре и начальная фаза; φ_m – индекс фазовой модуляции в радианах; $a(t)$ – нормированное модулирующее сообщение, $-1 \leq a(t) \leq 1$; $t = nT_d$ – дискретное время.

Задача фазового детектора (ФД) – выделить из ФМ сигнала модулирующее сообщение $a(t)$. Существует и другая трактовка назначения ФД. Величина $\varphi_m a(t)$ в (7.38) представляет собой отклонение фазы ФМ сигнала от фазы немодулированного опорного колебания

$$x_{\text{оп}}(t) = A_{\text{оп}} \cos(\Omega_0 t + \varphi_{\text{оп}}), \quad (7.39)$$

где $A_{\text{оп}}$, Ω_0 , $\varphi_{\text{оп}}$ – амплитуда, частота и начальная фаза опорного колебания. Частоты Ω_0 в (7.38) и (7.39) совпадают, а разность фаз $\varphi_{\text{оп}} - \varphi_0 = \pm \pi/2$. Тогда с введением понятия опорного колебания для ФМ сигнала можно сказать, что назначение ФД – получить сигнал, пропорциональный разности фаз между входным ФМ сигналом и опорным колебанием.

На рис. 7.29 приведена структурная схема цифрового ФД на основе перемножителя и ЦФНЧ, содержащая также источник опорного колебания $x_{\text{оп}}(n)$ (опорный генератор ОГ). Опишем работу этой схемы в приведенном спектре. На выходе перемножителя с учетом (7.38) и (7.39) получим сигнал

$$\begin{aligned} x_1(t) = x_{\text{ФМ}}(t) x_{\text{оп}}(t) &= \frac{1}{2} A_0 A_{\text{оп}} \cos[\varphi_m a(t) + \varphi_0 - \varphi_{\text{оп}}] + \\ &+ 1/2 A_0 A_{\text{оп}} \cos[2\Omega_0 t + \varphi_m a(t) + \varphi_0 - \varphi_{\text{оп}}]. \end{aligned} \quad (7.40)$$

Если низкочастотная и высокочастотная составляющие спектра в $x_1(t)$ не перекрываются (при $F_0 \leq F_d/4$), то на выходе идеального ЦФНЧ получим сигнал $y(t)$ в приведенном спектре при $\varphi_{\text{оп}} - \varphi_0 = \pi/2$:

$$y(t) = \frac{1}{2} A_0 A_{\text{оп}} \sin \varphi_m a(t). \quad (7.41)$$

Из этого выражения следует, что выходной сигнал ФД на основе перемножителя и ЦФНЧ зависит от синуса разности фаз между входным и опорным колебаниями, а также от амплитуд этих

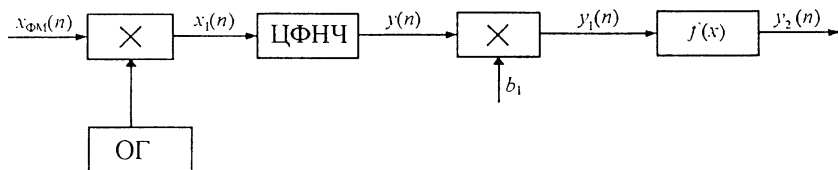


Рис. 7.29

колебаний. Выражение (7.41) представляет собой детекторную характеристику ЦФД на основе перемножителя и ЦФНЧ. Она нелинейна и описывается синусоидой. Иногда нелинейность детекторной характеристики ФД допустима. В противном случае для ее линеаризации необходимо обеспечить стабильность амплитуд A_0 и $A_{оп}$ колебаний на входах перемножителя и выполнить нелинейное функциональное преобразование $f(x)$.

Например, если обеспечена стабильность амплитуд A_0 и $A_{оп}$, тогда (7.41) перепишем в виде

$$y = b \sin \varphi, \quad \text{где } b = A_0 A_{оп}, \quad \varphi = \varphi_m a(t).$$

Умножим $y(t)$ на коэффициент $b_1 = 1/b$ (см. рис. 7.29) и получим

$$y_1 = b_1 y = \sin \varphi.$$

Для числа y_1 применим нелинейное функциональное преобразование вида $f(x) = \arcsin x$ и получим

$$y_2 = \arcsin y_1 = \arcsin(\sin \varphi). \quad (7.42)$$

Если индекс, $\varphi_m \leq \pi/2$ то значение φ изменяется в пределах от $-\pi/2$ до $\pi/2$, тогда в (7.42) $y_2 = \varphi = \varphi_m a(t)$, т.е. линейно зависит от модулирующего сообщения $a(t)$. Детекторная характеристика ФД со стабилизированными амплитудами A_0 и $A_{оп}$ и нелинейным преобразованием вида (7.42) становится линейной при $\varphi_m \leq \pi/2$.

Функция $\arcsin x$ точно выражается через бесконечный ряд

$$\arcsin x = x + \frac{x^3}{6} + \frac{3x^5}{40} + \frac{5x^7}{168} + \dots \quad (7.43)$$

Для приближенного вычисления $\arcsin x$ можно ограничиться двумя или тремя членами ряда, тогда из (7.42) с учетом (7.43)

$$y_2 \approx y_1 + \frac{y_1^3}{6} + \frac{3}{40} y_1^5, \quad (7.44)$$

где $y_1 = b_1 y$, y — сигнал на выходе ЦФНЧ в схеме ФД на рис. 7.29. Можно разложить (7.44) по полиномам Чебышева T_n : $y_1 = T_1$; $y_1^3 = (3T_1 + T_3)/4$; $y_1^5 = (10T_1 + 5T_3 + T_5)/16$ и получить наилучший в смысле ошибки усеченный ряд.

Перепишем (7.44) в скобочной форме

$$y_2 \approx y_1 \left(1 + y_1^2 \left(\frac{1}{6} + \frac{3}{40} y_1^2 \right) \right).$$

Из этого выражения следует, что для приближенного вычисления функции $\arcsin x$, ограниченной тремя членами ряда, необходимо выполнить четыре перемножения и два сложения. Стабилизация

амплитуды $A_{\text{оп}}$ опорного колебания не вызывает особых трудностей. Стабилизация же амплитуды A_0 входного сигнала $x_{\text{ФМ}}(t)$ реализуется на амплитудных ограничителях.

7.5.2. КВАДРАТУРНЫЙ ЦИФРОВОЙ ФАЗОВЫЙ ДЕТЕКТОР

Структурная схема квадратурного цифрового ФД приведена на рис. 7.30. В его состав входят преобразователь Гильберта и опорный косинусно-синусный генератор, формирующий в приведенном спектре колебания

$$c(t) = A_{\text{оп}} \cos(\Omega_0 t + \varphi_{\text{оп}}), \quad s(t) = A_{\text{оп}} \sin(\Omega_0 t + \varphi_{\text{оп}}). \quad (7.45)$$

При поступлении на вход ПГ сигнала (7.38) на его выходах получим в приведенном спектре

$$\begin{aligned} x_c(t) &= A_0 \cos[\Omega_0 t + \varphi_m a(t) + \varphi_0], \\ x_s(t) &= A_0 \sin[\Omega_0 t + \varphi_m a(t) + \varphi_0]. \end{aligned} \quad (7.46)$$

Тогда в соответствии со схемой рис. 7.30 на выходе сумматора в приведенном спектре получим

$$y(t) = x_c(t) c(t) + x_s(t) s(t) = A_0 A_{\text{оп}} \cos[\varphi_m a(t) + \varphi_0 - \varphi_{\text{оп}}].$$

Если выполняется условие $\varphi_{\text{оп}} - \varphi_0 = \pi/2$, то

$$y(t) = A_0 A_{\text{оп}} \sin \varphi_m a(t). \quad (7.47)$$

При равенстве начальных фаз $\varphi_0 = \varphi_{\text{оп}}$ сигнал

$$y(t) = x_c(t)s(t) - x_s c(t) = A_0 A_{\text{оп}} \sin \varphi_m a(t), \quad (7.48)$$

что совпадает с (7.47) и с точностью до множителя 0,5 совпадает с (7.41).

Таким образом, из (7.47) и (7.48) следует, что детекторная характеристика квадратурного ЦФД тоже синусоидальна, т.е. нелинейна. Для ее линеаризации можно воспользоваться описанным выше нелинейным функциональным преобразованием $f(x) = \arcsin x$.

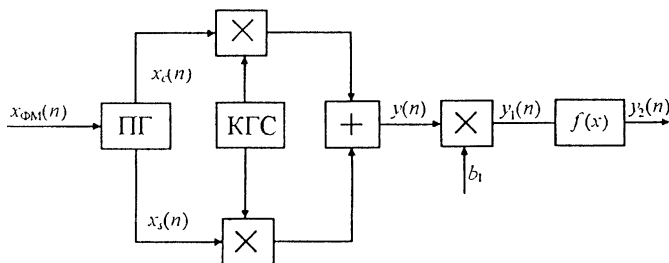


Рис. 7.30

Квадратурный ЦФД сложнее в реализации, чем ЦФД на основе перемножителя и ЦФНЧ, но в нем возможно детектирование сигнала с $F_0 \leq F_d/2$ и соответственно с более широким спектром, чем в схеме ФД на рис. 7.29. Кроме того, для стабилизации амплитуды A_0 на входе ФД необходим ПГ для сигнала, который уже имеется в схеме квадратурного ФД на рис. 7.30.

Поясним принцип стабилизации амплитуды ФМ сигнала с применением ПГ. Возведем сигналы $x_c(t)$ и $x_s(t)$ в квадрат, сложим их и получим в приведенном спектре

$$x_c^2(t) + x_s^2(t) = A_0^2.$$

Извлечем корень квадратный и получим текущее значение амплитуды входного сигнала

$$\sqrt{A_0^2} = A_0.$$

Зная величину $A_{оп}$, вычислим значение множителя

$$b_1 = \frac{1}{A_0 A_{оп}}.$$

Эти простые на первый взгляд выражения требуют для реализации в устройствах цифровой обработки сигналов сложных вычислительных процедур, которые описаны в разделе 7.3.4.

7.5.3. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ЦИФРОВЫХ ЧАСТОТНЫХ ДЕТЕКТОРОВ

Частотно-модулированный (ЧМ) сигнал в приведенном спектре

$$x_{чм}(t) = A_0 \cos \left[\Omega_0 t + \Delta\Omega_d \int_0^t a(\tau) d\tau + \varphi_0 \right], \quad (7.49)$$

где A_0 , Ω_0 , φ_0 – постоянные амплитуда, центральная частота в приведенном спектре и начальная фаза ЧМ сигнала; $\Delta\Omega_d$ – девиация или наибольшее отклонение частоты сигнала $x_{чм}(t)$ от среднего значения Ω_0 ; $-1 \leq a(t) \leq 1$ – нормированное модулирующее сообщение.

Задача частотного детектора – выделить из ЧМ сигнала модулирующее сообщение $a(t)$. Существует и другая трактовка назначения ЧД – получить на выходе сигнал, пропорциональный отклонению частоты входного сигнала от среднего значения.

Можно выделить по крайней мере три принципа построения, пригодных для цифровой реализации ЧД:

1-й принцип: ЧМ сигнал преобразуется в сигнал с амплитудной модуляцией, повторяющей закон изменения частоты ЧМ сигнала с последующим амплитудным детектированием.

2-й принцип: В ЧМ сигнале создается дополнительная фазовая модуляция относительно фазы входного ЧМ сигнала с последующим фазовым детектированием, причем опорным колебанием для ФД является исходный ЧМ сигнал.

3-й принцип: ЧМ сигнал детектируется в системах с обратной связью, следящих за изменением частоты ЧМ сигнала, при этом сигнал ошибки в петле управления системы пропорционален отклонению частоты сигнала от среднего значения и повторяет модулирующее сообщение $a(t)$.

Частотные детекторы из трех видов детекторов (АД, ФД и ЧД) имеют наибольшее разнообразие схем построения, поскольку могут быть реализованы по различным принципам и содержат в себе как составную часть амплитудные или фазовые детекторы. Рассмотрим наиболее типичные схемы ЧД, построенные по трем указанным выше принципам.

7.5.4. ЦИФРОВОЙ ЧАСТОТНЫЙ ДЕТЕКТОР НА РАССТРОЕННЫХ РЕЗОНАТОРАХ

Структурная схема ЦЧД на расстроенных резонаторах, реализующая 1-й принцип, приведена на рис. 7.31. Она содержит два рекурсивных цифровых фильтра (РЦФ) второго порядка, которые также называют резонаторами, два цифровых амплитудных детектора ЦАД₁, ЦАД₂ и сумматор.

На рис. 7.32 показаны пунктиром амплитудно-частотные характеристики первого (верхнего) РЦФ₁ $K_1(\theta)$, второго (нижнего) РЦФ₂ $K_2(\theta)$ и детекторная характеристика ЦЧД на расстроенных резонаторах $y(\theta)$ (сплошная линия). Из рисунка видно, что норми-

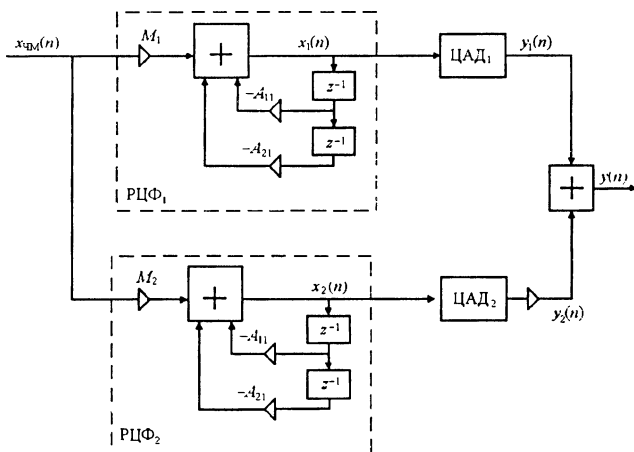


Рис. 7.31

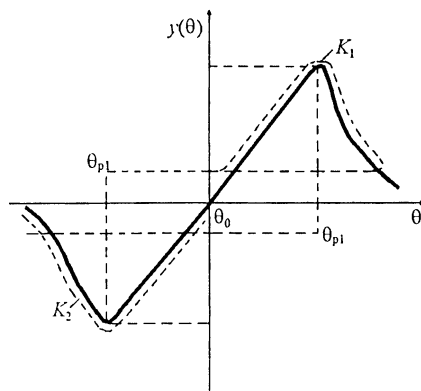


Рис. 7.32

рванная частота резонанса θ_{p1} РЦФ₁ выбрана выше средней нормированной частоты ЧМ сигнала $\theta_0 = \Omega_0 T_d$, а нормированная частота резонанса θ_{p2} РЦФ₂ выбрана ниже частоты $\theta_0 = \Omega_0 T_d$.

Детекторная характеристика ЦЧД на рис. 7.31 описывается выражением

$$y(\theta) = A_0 K_d [K_1(\theta) - K_2(\theta)],$$

где K_d – коэффициент передачи ЦАД₁ и ЦАД₂; $K_1(\theta)$, $K_2(\theta)$ – амплитудно-частотные характеристики РЦФ₁ и РЦФ₂, которые описываются выражением (7.21).

Для того, чтобы на частоте θ_0 детекторная характеристика проходила через нуль, т.е. $y(\theta) = 0$, необходимо рассчитать коэффициенты РЦФ₁ и РЦФ₂ по методике решения примера из раздела 7.3.1 так, чтобы $K_1(\theta_0) = K_2(\theta_0)$. Расстояние $\theta_{p1} - \theta_{p2}$ задает раствор рабочего участка детекторной характеристики. Неравномерность АЧХ РЦФ₁ и РЦФ₂ на частоте θ_0 определяет линейность детекторной характеристики при заданном ее растворе $\theta_{p1} - \theta_{p2}$. При чрезмерно большой неравномерности АЧХ у детекторной характеристики в окрестностях частоты θ_0 возникает нелинейность, приводящая к нелинейным искажениям типа "ступенька".

7.5.5. АВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ЦИФРОВЫЕ ЧАСТОТНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

Структурная схема обычного автокорреляционного ЦЧД приведена на рис. 7.33, а. Этот ЦЧД содержит линию задержки (ЛЗ) сигнала на время $\tau_3 = NT_d$, где N – число элементов задержки в ЛЗ, и фазовый детектор (ФД), на входы которого поступают входной и задержанный сигналы. В квадратурном автокорреляционном ЦЧД

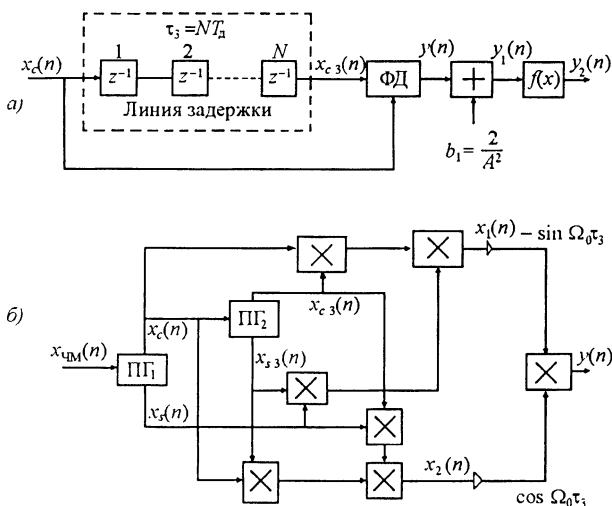


Рис. 7.33

(рис. 7.33, б) реализуется 2-й принцип построения ЧД, так как в сигнале на выходе ЛЗ возникает дополнительный набег фазы на величину $\varphi = -\Omega_c \tau_3$ относительно фазы входного ЧМ сигнала.

Если на вход ЦФД поступает сигнал, в приведенном спектре, описываемый выражением

$$x_c(t) = A_0 \cos(\Omega_c t + \varphi_0), \quad (7.50)$$

то на выходе ЛЗ имеем

$$x_{c3}(t) = A_0 \cos[\Omega_c(t - \tau_3) + \varphi_0], \quad (7.51)$$

а на выходе ФД с ЦФНЧ получим

$$y(t) = \overline{x_c(t)x_{c3}(t)} = \frac{A_0^2}{2} \cos \Omega_c \tau_3, \quad (7.52)$$

где черта означает выделение низкочастотной составляющей. Это выражение описывает детекторную характеристику автокорреляционного ЦФД.

Из (7.49) следует, что при частотной модуляции частота ЧМ сигнала

$$\Omega_c = \frac{d\varphi_c}{dt} = \Omega_0 + \Delta\Omega_d a(t).$$

Подставим это значение в (7.52) и получим

$$y(t) = \frac{A_0^2}{2} \cos[\Omega_0 \tau_3 + \Delta\Omega_d \tau_3 a(t)]. \quad (7.53)$$

Выберем время задержки τ_3 так, чтобы выполнить условие

$$\Omega_0 \tau_3 = \frac{\pi}{2}(2n-1), \quad n = 1, 2, 3 \quad (7.54)$$

и с точностью до знака из (7.53) получим

$$y(t) = \frac{A_0^2}{2} \sin [\Delta\Omega_d \tau_3 a(t)]. \quad (7.55)$$

Это выражение при выполнении (7.54) описывает рабочий участок детекторной характеристики автокорреляционного ЦЧД. Она синусоидальная, т.е. нелинейна. Для ее линеаризации следует заставить амплитуду A_0 ЧМ сигнала, умножить сигнал $y(n)$ на выходе ФД на коэффициент $b_1 = 2/A_0^2$ и выполнить нелинейное функциональное преобразование $f(x) = \arcsin x$.

Из (7.55) следует, что крутизна рабочего участка детекторной характеристики увеличивается с ростом времени задержки τ_3 и амплитуды входного сигнала. Найдем ширину Π рабочего участка детекторной характеристики. Предельные значения отклонения частоты $\Delta\Omega_d$ определим из равенства

$$\pm \Delta\Omega_d \tau_3 = \pm \frac{\pi}{2},$$

откуда

$$\Pi = \frac{2\Delta\Omega_d}{2\pi} = \frac{1}{2\tau_3} = \frac{F_d}{2N}.$$

Из этого выражения видно, что ширина рабочего участка детекторной характеристики автокорреляционного ЦЧД уменьшается с ростом τ_3 .

На рис. 7.33, б приведена схема квадратурного автокорреляционного ЦЧД, который содержит два преобразователя Гильберта ПГ₁ и ПГ₂. Роль линии задержки в этом детекторе выполняет ПГ₂, в котором сигнал на косинусном выходе задержан относительно входного на время $\tau_3 = N_{пр} T_d / 2$, где $N_{пр}$ – четное число элементов задержки в ПГ₂. В результате на косинусных выходах ПГ₁ и ПГ₂ имеем сигналы (7.50) и (7.51) в приведенном спектре, а на их синусных выходах – сопряженные по Гильберту сигналы в приведенном спектре:

$$x_3(t) = A_0 \sin(\Omega_c t + \varphi_0), \quad x_{33}(t) = A_0 \sin[\Omega_c(t - \tau_3) + \varphi_0].$$

Тогда в соответствии со схемой на рис. 7.33, б получим в приведенном спектре сигналы $x_1(t)$, $x_2(t)$ и $y(t)$, описываемые выражениями:

$$x_1(t) = x_c(t)x_{c3}(t) + x_s(t)x_{s3}(t) = A_0^2 \cos \Omega_c \tau_3,$$

$$x_2(t) = x_s(t)x_{c3}(t) - x_c(t)x_{s3}(t) = A_0^2 \sin \Omega_c \tau_3, \quad (7.56)$$

$$y(t) = x_2(t) \cos \Omega_0 \tau_3 - x_1(t) \sin \Omega_0 \tau_3 = A_0^2 \sin (\Omega_c - \Omega_0) \tau_3 = \\ = A_0^2 \sin [\Delta \Omega_d \tau_3 a(t)].$$

Выражение (7.56) представляет собой детекторную характеристику автокорреляционного ЦЧД, построенного по квадратурной схеме рис. 7.33, б. Из него следует, что этот ЦЧД не требует выполнения условия (7.54) и позволяет получить точку перехода детекторной характеристики через нуль на частоте Ω_0 при любых значениях τ_3 и Ω_0 . Линеаризация (7.56) осуществляется так же, как и в схеме ЧД на рис. 7.33, а, только коэффициент $b_1 = 1/A_0^2$.

В автокорреляционных ЧД с ростом τ_3 увеличиваются амплитудно-частотные искажения протестированного сигнала. Относительный коэффициент передачи для гармонического модулирующего сигнала $a(t) = \cos \Omega t$ в этих ЧД определяется выражением $Y(\Omega) = \sin(0,5\Omega \tau_3)/0,5\Omega \tau_3$, где Ω – частота модулирующего сигнала.

7.5.6. ЦИФРОВОЙ СИНХРОННО-ФАЗОВЫЙ ДЕТЕКТОР

Цифровой синхронно-фазовый детектор (ЦСФД) построен по 3-ему принципу. В нем протестированный сигнал $a(t)$ создается в цепи управления частотой управляемого генератора (УГ) в кольце фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

На рис. 7.34 приведены две схемы ЦСФД: обычная (а) и квадратурная (б).

Принцип работы цифровых СФД такой же, как у аналоговых СФД. Нормальная работа СФД имеет место при синхронизме, когда частоты входного сигнала и управляемого генератора одинаковы.

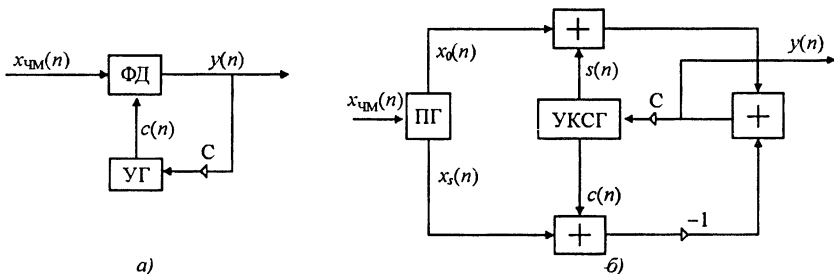


Рис. 7.34

вы. В установившемся режиме при медленных изменениях модулирующего сообщения $a(t)$ между фазами входного сигнала и управляемого генератора возникает разность фаз

$$\Delta\varphi = \frac{\pi}{2} \frac{\Delta\Omega}{\Omega_y}, \quad (7.57)$$

где $\Delta\Omega = \Delta\Omega_d a(t)$ – отклонение частоты входного сигнала от среднего значения; Ω_y – полоса удержания в синхронизме кольца ФАПЧ, зависящая от амплитуд УГ, сигнала и коэффициента C в петле управления частотой управляемого генератора.

Так как входной сигнал и колебание с выхода УГ поступают на вход ФД, то на его выходе с учетом (7.41) и (7.57) получим сигнал в приведенном спектре

$$y(t) = \frac{1}{2} A_0 A_{УГ} \sin \left[\frac{\pi}{2} \frac{\Delta\Omega_d a(t)}{\Omega_y} \right]. \quad (7.58)$$

Выражение (7.58) описывает детекторную характеристику ЦСФД, показанного на рис. 7.34, *a*. Она синусоидальна, но в отличие от автокорреляционного ЦЧД рабочими участками этой характеристики являются отрезки синусоиды только с отрицательным наклоном. На участках синусоиды с положительным наклоном синхронизма нет, так как обратная связь в кольце положительна и вызывает неустойчивый режим работы УГ – перескок его фазы на π .

С учетом (7.47) и (7.57) в схеме квадратурного ЦСФД сигнал на выходе

$$y(t) = A_0 A_{УКСГ} \sin \left[\frac{\pi}{2} \frac{\Delta\Omega_d a(t)}{\Omega_y} \right]. \quad (7.59)$$

и с точностью до множителя 0,5 совпадает с выражением (7.58). Для линеаризации детекторных характеристик СФД используется такая же процедура, как в фазовых детекторах и автокорреляционных частотных детекторах.

Из (7.58) и (7.59) видно, что крутизна детекторной характеристики возрастает с уменьшением Ω_y . Однако чрезмерное сужение Ω_y приводит к повышению вероятности перескоков фазы УГ и УКСГ, что создает на выходе резкие скачки в сигнале $y(t)$ и снижает помехоустойчивость ЦСФД. Оптимальное отношение $\Delta\Omega_d/\Omega_y = 0,6$ для ЧМ сигнала и $\Delta\Omega_d/\Omega_y = 0,35$ для частотно-манипулированного сигнала.

Для улучшения работы ЦСФД при наличии нестабильности средней частоты сигнала Ω_0 в петле управления УКСГ включают

пропорционально-интегрирующий фильтр (ПИФ), состоящий из параллельно соединенных прямой ветви и интегратора. Интегратор накапливает обусловленную нестабильностью Ω_0 постоянную составляющую в выходном сигнале детектора и подстраивает среднюю частоту УКСГ на величину нестабильности Ω_0 .

Квадратурная схема ЦСФД, как и квадратурные схемы всех других типов детекторов, позволяет обрабатывать сигналы с $F_0 \rightarrow F_d/2$ и с шириной спектра в 2 раза большей, чем в неквадратурных схемах детекторов, поэтому цифровые детекторы всех видов сигналов обычно выполняют по квадратурным схемам.

7.6. ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

7.6.1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАЗРЯДНОСТИ АЦП, ЦАП И РЕГИСТРОВ В ВЫЧИСЛИТЕЛЯХ

Для цифровой обработки сигналов в реальном времени применяются специализированные быстродействующие вычислители, на входе и выходе которых в общем случае установлены аналого-цифровой и цифро-аналоговый преобразователи (АЦП и ЦАП). Одним из важных вопросов в построении вычислителей является определение необходимого числа разрядов АЦП и ЦАП и регистров в вычислителях. От решения этого вопроса зависят аппаратные затраты и качественные показатели вычислителей. Наиболее жёсткие требования к разрядности вычислителей предъявляются при реализации на них цифровых фильтров. Предположим, что на выходах аналогового (рис. 7.35, а) и цифрового (рис. 7.35, б) фильтров с одинаковыми АЧХ действует сумма сигнала и флуктуационного шума в полосе пропускания этих фильтров.

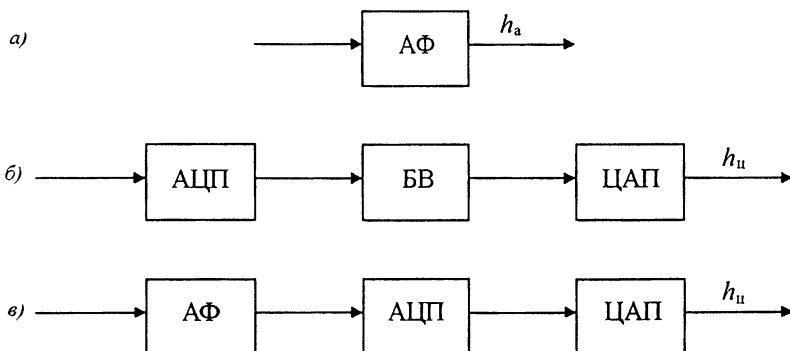


Рис. 7.35

Введем обозначения:

$$h_a = \left(\frac{U_c}{\sqrt{2} \cdot U_{\text{ш}}} \right)_{\text{вых а}}, \quad h_c = \left(\frac{U_c}{\sqrt{2} \cdot U_{\text{ш}}} \right)_{\text{вых ц}}$$

для отношений сигнал–шум на выходах соответственно аналогового и цифрового фильтров.

Предположим также, что блок вычислителя (БВ) на рис. 7.35, б не вносит шумов. Тогда величина $h_{\text{ц}}$ на выходе последовательно соединённой системы АФ – АЦП – ЦАП (рис. 7.35, в) будет такой же, как у цифрового фильтра на рис. 7.35, б. Из-за вносимых преобразователями АЦП и ЦАП шумов квантования величина $h_a > h_{\text{ц}}$. Введем коэффициент

$$\gamma = h_a / h_{\text{ц}} > 1,$$

определяющий, во сколько раз отношение сигнал–шум на выходе АФ больше этого отношения на выходе ЦФ при одинаковых АЧХ и входных воздействиях. Поскольку шумы квантования не коррелированы с входным флуктуационным шумом, их дисперсии $D_{\text{шк}}$ и $D_{\text{ш}}$ на выходе ЦФ суммируются. Поэтому

$$\gamma^2 = \frac{h_a^2}{h_{\text{ц}}^2} = \frac{P_c / D_{\text{ш}}}{P_c / (D_{\text{ш}} + D_{\text{шк}})} = 1 + h_a^2 \frac{P_c}{D_{\text{шк}}}, \quad (7.60)$$

где P_c – мощность нормированного сигнала.

Из (7.60) следует, что дисперсия шума квантования

$$D_{\text{шк}} = 1 / 3S^2,$$

где $S = 2^p - 1$ – число уровней квантования; p – число двоичных разрядов АЦП и ЦАП, а $P_c = K_{\text{пф}}^{-2}$, $K_{\text{пф}}$ – пик фактор сигнала. Подставим значения P_c и $D_{\text{шк}}$ в (7.60) и получим выражение для расчёта числа разрядов АЦП и ЦАП при заданных величинах h_a , $K_{\text{пф}}$, γ :

$$p \geq \log_2 \frac{h_a K_{\text{пф}}}{\sqrt{3(\gamma^2 - 1)}}. \quad (7.61)$$

Недостатком схемы, находящим выражение в (7.61), является то, что число p в нём не связано с требованиями к АЧХ фильтра и зависит от величины h_a , значение которой не определено. Для устранения этого недостатка рассмотрим связь разрядности АЦП с требованиями к АЧХ ЦФ при воздействии на вход АЦП сигнала и помехи. Цифровой фильтр будем рассматривать как прототип аналогового фильтра, который должен обеспечить фильтрацию помех с заданным коэффициентом ослабления $A_3 = K_0 / K_3$, где K_0 , K_3 – коэффициенты передачи фильтра в полосе пропускания и полосе задерживания соответственно.

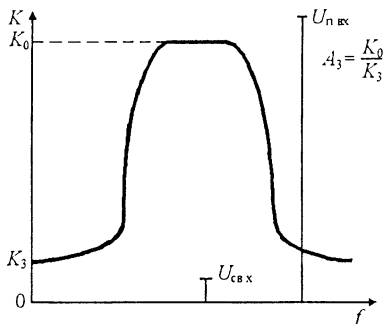


Рис. 7.36

Предположим, что на входах АФ и ЦФ действуют: сигнал с амплитудой $U_{свх}$ — в полосе пропускания и гармоническая помеха с амплитудой $U_{пвх}$ — в полосе задерживания. На рис. 7.36 представлена АЧХ полосового фильтра со спектрами сигнала и помехи.

На выходе АФ получим

$$h_a = \left(\frac{U_c}{U_n} \right)_{\text{вых а}} = \frac{U_{свх} K_0}{U_{пвх} K_p} = \left(\frac{U_c}{U_n} \right)_{\text{вх}} A_3. \quad (7.62)$$

Задавшись минимально допустимым значением $h_{a \min}$, при котором ещё можно принять заложенное в сигнале сообщение, из (7.62) определим наибольшее допустимое напряжение помехи на входах АФ и АЦП

$$U_{пвх} = U_{свх} A_3 / h_{a \min}.$$

При одновременном воздействии сигнала и этой помехи максимальное напряжение на входе АЦП

$$U_{вх ацп} = U_{свх} + U_{пвх} = U_{свх} (1 + A_3 / h_{a \min}). \quad (7.63)$$

Необходимое число значащих разрядов для отображения значений $U_{свх}$ напряжения сигнала в отсчётах на выходе АЦП при заданных величинах $h_{a \min}$, $K_{пф}$ и γ определяются из (7.61).

Логарифм произведения равен сумме логарифмов сомножителей. поэтому, чтобы на выходе АЦП не было явления забития сигнала помехой, для отображения суммы напряжений сигнала и помехи необходимое число значащих разрядов АЦП с учётом (7.62) и (7.63) определим по формуле:

$$p_{ацп} = \log_2 \frac{h_{a \min} K_{пф}}{\sqrt{3(\gamma^2 - 1)}} + \log_2 \left(1 + \frac{A_3}{h_{a \min}} \right) = \log_2 \frac{K_{пф} (h_{a \min} + A_3)}{\sqrt{3(\gamma^2 - 1)}}.$$

Обычно $A_{a \min} \ll A_3$, тогда

$$P_{\text{АЦП}} \geq \log_2 \frac{K_{\text{нф}} A_3}{\sqrt{3(\gamma^2 - 1)}}. \quad (7.64)$$

Выражение (7.64) учитывает требования к АЧХ фильтра и указывает на то, что разрядность АЦП возрастает с увеличением коэффициента ослабления фильтра A_3 при заданных величинах $K_{\text{нф}}$ и γ . Например, при $A_3 = 1000$, $K_{\text{нф}} = 3$, $\gamma = 1,1$ число разрядов $P_{\text{АЦП}} = 12$.

При реализации рекурсивных цифровых фильтров коэффициент передачи рекурсивных звеньев больше единицы, поэтому для устранения переполнения разрядной сетки вычислителя необходимо осуществить масштабирование входных чисел. Эта операция осуществляется путем умножения их на коэффициент

$$M_p \leq K_p^{-1} \max,$$

где $K_p \max$ – максимальное значение коэффициента передачи рекурсивных звеньев. Часто вместо коэффициента M_p используют ближайшее меньшее число 2^{-n} , где n – целое. Тогда операция умножения числа с выхода АЦП заменяется сдвигом вправо на n разрядов. Но при этом сдвиге чисел вправо может произойти забитие сигнала в вычислителе: исчезновение разрядов, отображающих значения сигнала. Для того чтобы при масштабировании чисел с выхода АЦП (при сдвиге вправо) не исчезли содержащие информацию о сигнале разряды, необходимое их число в регистрах вычислителя должно быть не меньше величины $p_{RG} = P_{\text{АЦП}} + 1 + n$. Единица в этом выражении учитывает знаковый разряд АЦП. Следует отметить, что число n растет при увеличении добротности входящих в ЦФ рекурсивных звеньев. Поэтому для уменьшения разрядности регистров и разрядности сумматоров и перемножителей при сохранении требований к коэффициенту A_3 иногда приходится использовать в ЦФ большее число менее добротных рекурсивных звеньев.

7.6.2. РЕАЛИЗАЦИЯ УСТРОЙСТВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ НА СИГНАЛЬНЫХ ПРОЦЕССОРАХ

Появление цифровых процессоров обработки сигналов или сигнальных процессоров (СП) позволяет создавать устройства цифровой обработки сигналов с присущими им преимуществами, которые по массогабаритным показателям и энергопотреблению не превышают такие же показатели аналоговых устройств обработки сигналов [14].

Появившееся в последние годы целое семейство сигнальных процессоров привело к тому, что во многих приемниках специального назначения, выпускаемых в России, США, Японии, Швеции и

других странах, используют выходные устройства на сигнальных процессорах. В этих устройствах осуществляется фильтрация, детектирование, последетекторная обработка и другие преобразования сигналов.

Например, цифровой сигнальный процессор КМ 1867 ВМ1 (ЦСП) был разработан в середине 80-х годов. Он использует 32-разрядную внутреннюю архитектуру и 16-разрядный ввод – вывод при скорости обмена до 40 Мбит в секунду. Развитая система команд процессора разработана для поддержки широкого круга вычислительных задач в областях цифровой обработки сигналов, в распознавании речи, в модемах систем связи, в устройствах анализа – синтеза речи, в машинной графике, обработке изображений, спектральном анализе, вычислениях корреляции и быстрого преобразования Фурье (БПФ). Введены особые команды для приспособления процессора к требованиям цифровой обработки сигналов и устройств связи.

Основные характеристики процессора КМ 1867 ВМ1

Время цикла команд при тактовой частоте 20МГц.....	200 нс
Разрядность данных команд	16 бит
Емкость внутреннего ПЗУ команд.....	3 Кбайт
Возможность расширения памяти до.....	8 Кбайт
Емкость ОЗУ.....	288 байт
Ввод – вывод двунаправленный параллельный 16-разрядный при скорости передачи данных до.....	40 Мбит/с
Аппаратный умножитель.....	16*16 бит
Устройство последовательного сдвига данных на.....	0–15 бит
Арифметико-логическое устройство.....	32-разрядное
Накапливающий регистр (аккумулятор).....	32-разрядный
Количество каналов параллельного ввода – вывода.....	8

Система прерываний обеспечивает сохранение информации о состоянии процессора.

Арифметика чисел с фиксированной точкой и знаком в двоичном дополнительном коде.

В настоящее время выпускают ЦСП, выполняющие до 1–2 миллиарда операций в секунду в формате с фиксированной или плавающей точкой. Архитектура этих ЦСП поддерживает конвейеризацию, предсказание и распараллеливание вычислений, аппаратную поддержку наиболее критических операций (например, умножение) [14].

Параллельная работа нескольких микропроцессоров (МП) общего назначения, разрядно – модульных МП или ЦСП в настоящее время неактуальна в связи с появлением мощных ЦСП, в которых несколько параллельно работающих процессоров располагаются внутри одного кристалла.

В настоящее время наиболее широко применяются ЦСП компаний Texas Instruments, Analog Devices и Motorola. Современные ЦСП оптимизированы по критерию производительность/стоимость/энергопотребление для разных областей применения. Все ЦСП используют встроенные модули для аппаратного выполнения часто выполняемых операций (например, умножения). Можно выделить четыре группы ЦСП.

К первой группе относят 16-разрядные ЦСП, работающие также в формате с фиксированной точкой. Это платформа C2x (Texas Instruments), ADSP2100 (Analog Devices) и DSP56xx (Motorola). Они ориентированы на реализацию несложных алгоритмов в широко производимых изделиях (контроллеры для телефонных аппаратов и управления бытовой техникой). Эти ЦСП имеют скорость работы около 40 MIPS (миллионов операций с фиксированной точкой в секунду) и отличаются низкой стоимостью.

Ко второй группе относят 16-разрядные ЦСП, также работающие в формате с фиксированной точкой. Они имеют пониженное энергопотребление и связанную с этим повышенную скорость работы до 200 MIPS. Это платформа C5x (Texas Instruments). Эти ЦСП ориентированы на использование в серверах корпоративных сетей, модемах, цифровых радиотелефонах и др. Имеют более высокую стоимость. Для дополнительного повышения скорости работы в телекоммуникационных устройствах эти ЦСП имеют встроенный ускоритель Витерби. К этой же группе можно отнести 24-разрядные ЦСП с фиксированной точкой платформы DSP5630 (Motorola).

К третьей группе относят 32-разрядные ЦСП, работающие в формате с фиксированной точкой. Это платформа C3x компании Texas Instruments, ADSP2100 (Analog Devices) и DSP96xx (Motorola). Они ориентированы на реализацию достаточно сложных алгоритмов в портативных устройствах и мобильной связи. Эти ЦСП имеют скорость работы около 150 MIPS и более высокую стоимость.

К четвертой группе относят высокопроизводительные 32-разрядные ЦСП, работающие в формате с плавающей точкой. Это платформы C6x и C8x (Texas Instruments), SHARS ADSP21100 (Analog Devices и Motorola), ориентированные на реализацию сложных алгоритмов в информационных системах (видеоконференции и др.). Эти ЦСП имеют скорость более 1GFLOPS (миллиарда операций с плавающей точкой в секунду) и отличаются повышенной стоимостью.

Все ЦСП поставляются вместе с отладочными средствами: стартовый набор для первоначального изучения (включает плату с процессором и периферией в минимальной конфигурации), сред-

ства программирования (ассемблер, С-компилятор, линкер, дебаггер), симулятор (проверка алгоритма без процессора и управляемых устройств), эмулятор (проверка алгоритма с использованием процессора, но без управляемых систем), отладочный модуль (эмулятор с управляемыми устройствами). В последних версиях поставляется компоузер кода (универсальная программа с визуальными средствами отладки).

7.7. РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА С ПОСЛЕДЕТЕКТОРНОЙ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ

7.7.1. ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ПОСЛЕДЕТЕКТОРНОЙ ЦОС В ПРИЕМНИКАХ

Додетекторная цифровая обработка сигналов в радиоприёмных устройствах, начинающаяся в тракте промежуточной частоты, наряду с перечисленными в § 7.1 преимуществами по сравнению с аналоговой обработкой имеет и недостатки:

- меньший динамический диапазон обрабатываемых сигналов;
- ниже частоту и меньше ширину спектра обрабатываемых сигналов;
- выше стоимостные и массогабаритные показатели радиоприёмной аппаратуры.

Из-за перечисленных недостатков додетекторная цифровая обработка сигналов в радиоприёмных устройствах находит ограниченное применение даже при наличии современной быстродействующей элементной базы. Экономическая целесообразность додетекторной цифровой обработки в приёмниках появляется тогда, когда приёмники должны быть многорежимными, т.е. способными принимать сигналы с различными видами модуляции, с разными спектрами сигналов, разными параметрами сообщений, разными протоколами передачи данных и т.д. [5].

С появлением современных методов передачи сообщений, когда передаваемая по радиоканалу информация преобразуется в цифровую форму уже на передающей стороне, последетекторная цифровая обработка в радиоприёмных устройствах становится безальтернативной. Применение избыточного кодирования для повышения помехоустойчивости, перемежение цифровых сигналов на передаче для борьбы с селективными замираниями, устранение избыточности в передаваемых сообщениях для снижения скорости передачи, защита сообщений от несанкционированного доступа – все эти факторы привели к тому, что в радиоприёмниках для последетекторной обработки дискретных сигналов (ноль или

единица) требуются мощные по производительности, памяти и программным возможностям микропроцессоры. Последетекторная цифровая обработка применяется как для аналоговых, так и для дискретных (бинарных) сигналов.

Аналоговые сигналы на выходе детекторов подвергаются цифровой обработке в радиоприёмниках, принимающих сигналы изображения. Целью цифровой обработки сигналов изображений является обнаружение каких-либо деталей, особенностей, выделение характерных рельефов и т.д. Аналоговая обработка сигналов изображений либо недостаточно точна, либо вовсе нереализуема из-за сложных алгоритмов обработки этих сигналов.

Дискретные (бинарные) сигналы на выходе детекторов подвергаются дальнейшей цифровой обработке в декодерах для обнаружения и устранения ошибок, возникающих из-за помех в радиоканалах. При этом в зависимости от применяемых методов кодирования в декодерах могут реализовываться различные алгоритмы декодирования. В частности для оптимального по помехоустойчивости декодирования сверточных кодов широко используется рекуррентный алгоритм Витерби, являющийся разновидностью решения оптимизационной задачи методом динамического программирования. Для реализации этого алгоритма необходимы значительные вычисления и объём памяти. Рассмотрим некоторые из приёмников с последетекторной цифровой обработкой дискретных сигналов.

7.7.2. РАДИОПРИЕМНИКИ СИГНАЛОВ RDS

В середине 80-х годов в странах Западной Европы был принят протокол RDS (Radio Digital Signal), позволяющий передавать дополнительно по радиовещательным каналам УКВ диапазона цифровые сигналы со скоростью около 1200 бит/с без нарушения приёма сигналов стереофонического радиовещания с пилот-тоном 19 кГц.

Сигнал RDS на передающей стороне формируется на поднесущей 57 кГц (третья гармоника пилот-тона) путём балансной амплитудной модуляции (БАМ) этой поднесущей сигналом данных специальной формы, называемым сглаженным бифазным сигналом. Поднесущая 57 кГц в спектре сигнала RDS подавляется, а ширина спектра сигнала RDS составляет примерно 4,8 кГц. На рис. 7.37 приведены спектр комплексного стереофонического сигнала $S_{\text{кс}}$ с пилот-тоном 19 кГц и спектр сигнала RDS S_{RDS} . Точное значение скорости передачи данных в системе RDS образуется делением на 48 частоты поднесущей сигнала RDS: $B = 57000/48 = 1187,5$ бит/с.

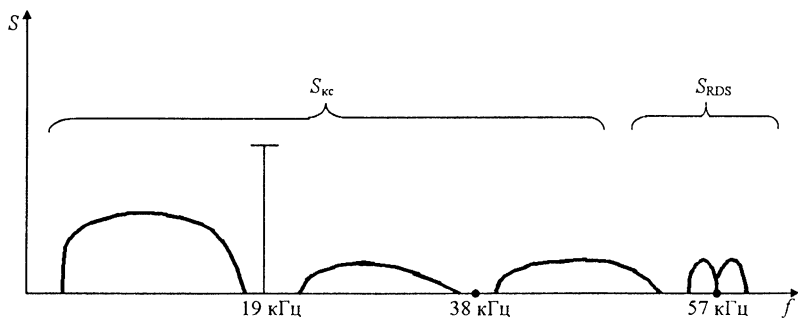


Рис. 7.37

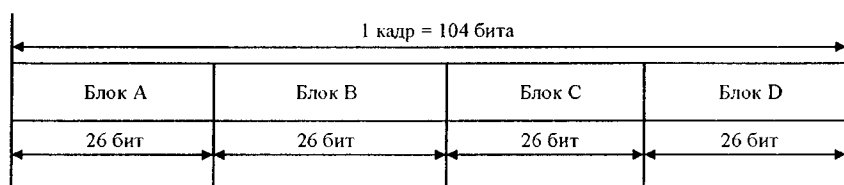


Рис. 7.38

Структура кадра в протоколе RDS приведена на рис. 7.38.

Каждый кадр содержит четыре блока (блоки А, В, С, D) по 26 бит в каждом блоке. Из 26 бит в каждом блоке первые 16 бит являются информационными, а последующие 10 бит проверочными. Порождающий проверочные биты полином в протоколе RDS имеет следующий вид:

$$g(x) = x^{10} + x^8 + x^7 + x^5 + x^4 + x^3 + x^0.$$

Проверочные биты формируются из информационных бит на передающей стороне в кодере RDS.

В приёмнике RDS на выходе демодулятора RDS формируется двоичный сигнал, в котором следует выделить начало каждого кадра, а в кадре – начало каждого блока. Эту задачу решает система кадровой и блочной синхронизации.

Для обеспечения нормальной работы системы синхронизации в приёмнике RDS на передающей стороне в каждом блоке на проверочные биты накладываются офсетные слова из 10 бит путём побитного сложения по модулю два (M2) проверочных бит и бит офсетных слов, причём для каждого блока офсетные слова разные. На рис. 7.39 приведена структурная схема декодера RDS. Задача декодера – выделить в каждом блоке информационные биты и проверить их на отсутствие ошибок с помощью проверочных бит. При обнаружении ошибок в информационных битах декодер мо-

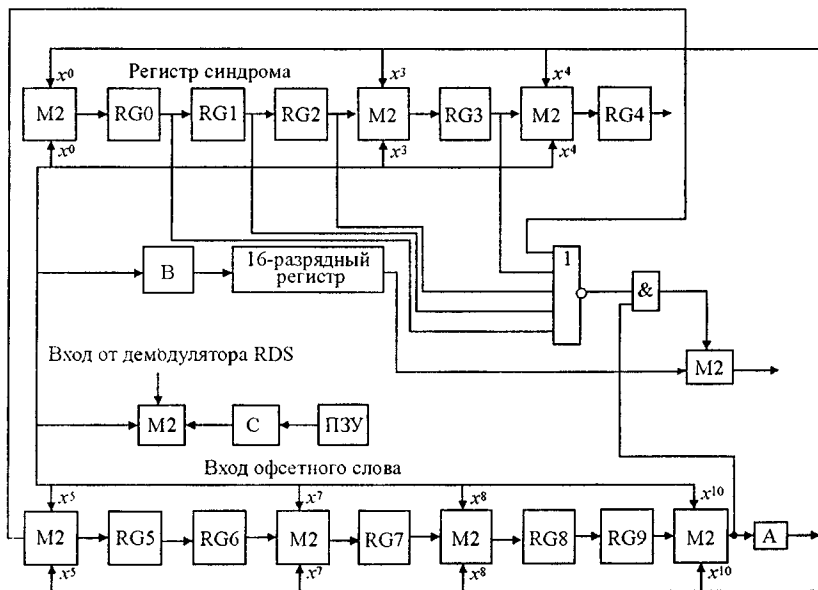


Рис. 7.39

жет исправить их или запретить запись информационных бит в память, если исправляющая способность проверочных бит не позволяет исправить все ошибки.

В состав декодера RDS входят два регистра: 16-разрядный последовательный регистр и 10-разрядный регистр синдрома. На входе декодера включен узел сложения по модулю два (M2), на второй вход которого поступают отсечные слова из постоянного запоминающего устройства (ПЗУ). Предположим, что кадровая и блочная синхронизация работают нормально. Это означает, что на приеме точно известно, какой из четырех блоков поступил в данный момент на вход декодера и где в нём 16 информационных и 10 проверочных бит. Тогда после сложения по модулю два 10 проверочных бит побитно с известным отсечным словом, которое было наложено на проверочное слово в кодере RDS, получим эффект ликвидации наложения на проверочное слово отсечного. Таким образом при правильной работе кадровой и блочной синхронизации декодер не ощущает наложения на проверочное слово отсечного, поэтому он может исправить ошибки в информационном слове по результатам вычисления синдрома.

Декодер работает следующим образом:

а) перед началом поступления очередного блока из 26 бит оба регистра обнуляются;

б) 16 информационных бит записываются одновременно в 16-разрядный регистр и в 10-разрядный регистр синдрома, при этом вентили А и В открыты, а вентиль С закрыт;

в) 10 проверочных бит при закрытом вентиле В и открытом вентиле С записываются в регистр синдрома, при этом на входном узле М2 компенсируется офсетное слово;

г) при открытом вентиле А происходит ротация содержимого регистра синдрома, по окончании поступления 10 проверочных бит вентиль А закрывается;

д) если в первых пяти ячейках регистра синдрома все нули, то информационные биты без коррекции поступают на выход декодера;

е) если в первых пяти ячейках регистра синдрома не все нули, то осуществляется либо исправление ошибок в информационных битах путём их сложения по модулю два с битами с выхода схемы И, либо запрещается выдача информационных бит на выход декодера;

ж) с приходом следующего блока процесс в декодере повторяется.

Блок синхронизации приёмника RDS содержит регистры, счётчики, дешифраторы и другие элементы. Очевидно, что декодер и блок синхронизации в приёмнике RDS могут быть реализованы на специализированном вычислителе (микропроцессоре), работающем по определённой программе.

Первоначально систему RDS предполагалось использовать для передачи дополнительной служебной информации через радиовещательные сети УКВ диапазона (передача текстовой информации об обстановке на автодорогах, о курсах валют и т.д.). Затем эту систему стали использовать для построения пейджинговых систем. При этом нет необходимости разворачивать дополнительные радиопередающие станции, так как используются уже существующие радиовещательные передатчики УКВ диапазона. Пейджеры RDS принимают и обрабатывают только сигналы RDS, комплексный стереосигнал в них не обрабатывается.

7.7.3. ПРИЁМНИКИ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ

В последние годы интенсивно развиваются системы передачи и непосредственного приёма телевизионных программ через стационарные искусственные спутники Земли в цифровом стандарте. На рис. 7.40 приведена структурная схема цифрового приёмника сигналов цифрового телевидения со спутников [7].

Сигнал из антенны А поступает на блок 1, содержащий конвертор и тюнер. С выхода тюнера сигнал поступает на демодулятор 2, на выходе которого формируются две квадратурные составляющие сигнала, которые с помощью двух 3-х разрядных АЦП превращаются в цифровые сигналы. Эти сигналы после цифрового ФНЧ поступают в блок 3. На входе этого блока установлен внутренний декодер Витерби, который принимает «мягкое решение» по 3 битам. Скорость свёрточного кода, используемого на передаче (1/2, 2/3, 3/4, 5/6 или 7/8), на приёме распознаётся автоматически. При вероятности ошибки на входе декодера $P_{\text{ош вх}} = 10^{-1} \dots 10^{-2}$ на выходе декодера Витерби получается вероятность ошибки $P_{\text{ош вых}} \leq 2 \cdot 10^{-4}$. После декодера Витерби установлен обнаружитель синхрослов и компенсатор перемежения (деперемежитель), разбивающий пакеты ошибок на выходе декодера Витерби в отдельные ошибки, чтобы повысить эффективность работы внешнего декодера Рида-Соломона. Этот декодер обеспечивает при вероятности ошибки на входе $P_{\text{ош вх}} \leq 2 \cdot 10^{-4}$ вероятность ошибки на выходе $P_{\text{ош вых}} = 10^{-10} \dots 10^{-11}$. В результате этих преобразований на выходе блока 3 формируется практически безошибочный цифровой поток в стандарте сжатия MPEG. Демультимплексор 4 разделяет этот поток на три парциальных потока: видеоданные; звуковые данные; данные пользователя.

По командам спутникового канала блок условного доступа 5 открывает отдельные каналы, санкционированные для приёма. Видеодекoder 6 восстанавливает цифровые сигналы яркости Y , красного C_r и синего C_b , а встроенный в него кодер PAL или NTSC формирует соответствующий полный цветовой видеосигнал или сигнал S-видео. Звукодекодер 7 формирует стереопары или двуязычное звуковое сопровождение видеосигнала. Интерфейс данных 8 производит изменение формата потока данных под стандарт RS-232 для аппаратуры передачи данных по транспортным сетям.

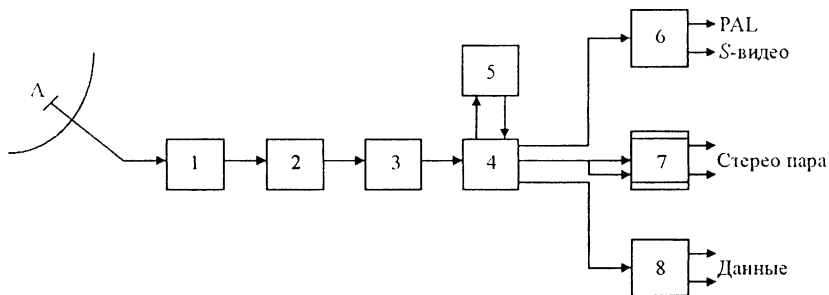


Рис. 7.40

7.7.4. ПРИЕМНИКИ СИГНАЛОВ GPS

Из систем спутниковой навигации в последние годы наибольшее применение находит навигационная система GPS (Global Position System). Система GPS состоит из трёх компонентов: космический сегмент; наземный командно-измерительный комплекс; сегмент потребителей.

Космический сегмент включает 24 основных космических аппарата (искусственных спутников Земли) и три резервных спутника. Спутники находятся на шести круговых орбитах высотой примерно 20 000 км, орбиты расположены под углом 30° одна к другой, на каждой орбите вращается вокруг Земли по четыре спутника, период обращения спутников 12 часов.

Система GPS позволяет определить три координаты места на Земле (долгота, широта и высота над уровнем моря), а также три составляющих вектора скорости перемещения объекта на Земле, на воде или в воздушном пространстве. Передатчик спутника излучает, а приёмник GPS принимает два шумоподобных радиосигнала на частотах $f_1 = 1227,6$ МГц и $f_2 = 1575,42$ МГц с шириной спектра 20,46 МГц на каждой частоте. Приём на двух частотах снижает погрешность определения координат, возникающих из-за неоднородностей ионосферы [9].

Навигационные сообщения со спутников GPS содержат: эфемеридную информацию спутника; альманах созвездия спутников; частотно-временные поправки; метки времени; параметры ионосферной модели; сведения о работоспособности бортовой аппаратуры.

Сообщения передаются кадрами ёмкостью 1500 бит и длительностью 30 с. Один кадр делится на пять субкадров длительностью 6 с. В одном кадре передаётся $1/25$ часть всего альманаха сообщения. Весь альманах передаётся за 25 кадров, т.е. за время 12,5 мин. Этот массив информации, называемый суперкадром, содержит $1500 \times 25 = 37500$ бит. Эфемеридная информация спутника включает сообщение о трех координатах спутника и трех производных координат (три компоненты вектора скорости спутника) в прямоугольной системе координат на момент времени t_0 .

Время t_0 – это метки времени, они привязаны к сигналам точного времени на Земле. Альманах созвездия спутников содержит информацию о всех спутниках GPS, находящихся на орбитах.

Координаты места приёма на Земле или околоземном пространстве определяются путём их расчёта по псевдодалностям до спутников $D_i = cT_i$, где c – скорость распространения радиоволн; T_i – временная задержка радиосигнала на трассе от i -го спутника до приёмника GPS.

Неизвестные координаты места приёма X, Y, Z в прямоугольной системе координат определяются в приёмнике в результате решения следующей системы уравнений:

$$D_i = \sqrt{(X - X_i)^2 + (Y - Y_i)^2 + (Z - Z_i)^2} + cT',$$

где $i = 1, N$; N – число спутников, от которых приёмник GPS принимает сигналы, (число N должно быть не меньше четырёх); X_i, Y_i, Z_i – координаты i -го спутника (эфемеридная информация); T' – поправка времени. Для решения этой нелинейной системы уравнений в приёмнике GPS имеется специальная ЭВМ, в которой запрограммирован итерационный метод решения нелинейной системы уравнений. Аналогично рассчитываются скорости $X^{\otimes}, Y^{\otimes}, Z^{\otimes}$ по известным доплеровским сдвигам частот $\Delta f_x, \Delta f_y, \Delta f_z$.

Затем по координатам X, Y и Z определяются долгота L , широта B и высота над уровнем моря H в результате решения следующей системы уравнений:

$$\begin{cases} X = (N + H) \cos B \cdot \cos L, \\ Y = (N + H) \cos B \cdot \sin L, \\ Z = [(1 - e^2) N + H] \cdot \sin B, \end{cases}$$

где N и e^2 – параметры модели Земли, представленной эллипсоидом Красовского, (эти параметры определяют по формулам: $e^2 = 2\alpha - \alpha^2$, $N = b(1 - e^2 \sin^2 B)^{-1/2}$; b – большая полуось эллипсоида, α – коэффициент сжатия эллипсоида.

Из изложенного следует, что для решения задачи определения координат места приёма в приёмнике GPS необходимо иметь вычислительную машину, которая по данным, полученным из сигналов со спутников GPS, должна путём непростых вычислительных процедур определить координаты L, B и H , а также (при необходимости) скорости $X^{\otimes}, Y^{\otimes}, Z^{\otimes}$ перемещения объекта на Земле или в околоземном пространстве.

В России функционирует аналогичная спутниковая навигационная система ГЛОНАСС. Последетекторная цифровая обработка также используется в приёмниках систем транкинговой и сотовой связи стандартов ARCO-25, TETRA, DECT, GSM, CDMA, D-AMPS, в пейджерах стандартов POCSAG, ERMES, FLEX, ReFLEX, InFLEXion, а также в приёмниках мобильных систем третьего поколения UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) [6, 10, 11, 12, 13].

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ:

1. Перечислите преимущества и недостатки цифровой обработки сигналов в радиоприёмных устройствах.
2. Что такое дискретизация аналогового сигнала?
3. Какие преобразования сигнала происходят в аналого-цифровых преобразователях?
4. Каково назначение устройства выборки-хранения?
5. Какие разновидности алгоритмов работы УВХ существуют, дайте им сравнительную характеристику.
6. Какие искажения сигналов происходят в преобразователях УВХ-АЦП?
7. Дайте понятие приведённого спектра и поясните алгоритм его получения с использованием операции свёртки спектра гармошкой.
8. При каких условиях в приведённом спектре отсутствуют искажения типа наложения?
9. Каково назначение цифро-аналоговых преобразователей и какие искажения происходят в ЦАП?
10. Каково назначение интерполяционных фильтров на выходе ЦАП и каковы требования к АЧХ этих фильтров?
11. Какие цифровые фильтры называются нерекурсивными? Приведите разностное уравнение, системную функцию и схему НЦФ.
12. Какие цифровые фильтры называются рекурсивными? Приведите разностное уравнение, системную функцию и схему РЦФ.
13. Приведите схему РЦФ второго порядка и приведите вывод формулы для АЧХ этого фильтра.
14. Каково назначение преобразователей Гильберта и как они реализуются в устройствах с цифровой обработкой сигналов?
15. Расскажите о способах реализации блоков извлечения квадратного корня в устройствах с ЦОС.
16. Расскажите о способах реализации цифровых амплитудных ограничителей в устройствах с ЦОС.
17. Расскажите о построении преобразователей частоты в устройствах с ЦОС.
18. Расскажите о способах реализации цифровых генераторов в устройствах с ЦОС.
19. Приведите схемы следующих цифровых амплитудных детекторов: с блоком взятия модулей из выборок и с блоком извлечения квадратного корня. Дайте сравнительную характеристику этим схемам.
20. Приведите схемы квадратурного АД и синхронного АД, дайте им сравнительную характеристику.
21. Приведите схемы цифровых фазовых детекторов и дайте им сравнительную характеристику.
22. Приведите схемы цифровых частотных детекторов и дайте им сравнительную характеристику.
23. Назовите причины, сдерживающие использование додетекторной цифровой обработки сигналов в радиоприёмных устройствах.
24. В каких случаях додетекторная цифровая обработка сигналов в радиоприёмниках экономически обоснована?
25. В каких случаях последетекторная цифровая обработка сигналов в радиоприёмниках является безальтернативной? Приведите аргументы и примеры.
26. Расскажите о последетекторной ЦОС в приёмниках сигналов RDS?
27. Расскажите о последетекторной ЦОС в цифровых телевизионных приёмниках, принимающих сигналы со спутников.

28. Расскажите о последетекторной ЦОС в навигационных приёмниках сигналов GPS.
29. Назовите системы и стандарты радиосвязи, в радиоприёмных устройствах которых используется последетекторная ЦОС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Тяжев А.И.** Выходные устройства приёмников с цифровой обработкой сигналов. – Самара, Самарский университет, 1992. – 276 с.
2. **Теория** электрической связи / Под редакцией Д.Д. Кловского. – М.: «Радио и связь», 1998. – 432 с.
3. **Гоноровский И.С.** Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: «Радио и связь», 1986. – 512 с.
4. **Побережский Е.С.** Цифровые радиоприёмные устройства. – М.: «Радио и связь», 1987. – 184 с.
5. **Тяжев А.И.** Оптимизация цифровых детекторов в приёмниках по минимуму вычислительных затрат. – Самара, ПИИРС, 1994. – 256 с.
6. **Громаков Ю.А.** Стандарты и системы подвижной радиосвязи. – М.: Эко-Тренз, 1997. – 284 с.
7. **Принимаем** ТВ непосредственно из космоса / Под редакцией А.В. Гороховского, А.В. Соколова. – М.: ЗАО «Журнал Радио», 1998. – 287 с.
8. **Мамаев Н.С., Мамаев Ю.Н., Теряев Б.Г.** Цифровое телевидение. – М.: «Горячая линия-Телеком», 2001. – 178 с.
9. **Соловьёв Ю.А.** Системы спутниковой навигации. – М.: Эко-Тренз, 2000. – 284 с.
10. **Ратынский М.В.** Основы сотовой связи / Под редакцией Д.Б. Зимина. – М.: «Радио и связь», 1998. – 224 с.
11. **Горностаев Ю.М.** Мобильные системы 3-го поколения. – М.: МЦНТИ, 1998. – 165 с.
12. **Кривошеев М.И., Федунин В.Г.** Интерактивное телевидение. – М.: «Радио и связь», 2000. – 342 с.
13. **Локшин Б.А.** Цифровое вещание: от студии к телезрителю / Под редакцией проф. Л.С. Виленчика. – М.: «Syrys Systems», 2001. – 446 с.
14. **Куприянов М.С., Матюшкин Б.Д.** Цифровая обработка сигналов: процессоры, алгоритмы, средства проектирования. – СПб.: Политехника, 1999. – 592 с.

ГЛАВА 8

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПОМЕХИ В РАДИО-ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

8.1. ХАРАКТЕРИСТИКА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ В ДИАПАЗОНЕ РАДИОЧАСТОТ

Электромагнитные помехи (ЭМП) представляют собой случайные процессы, которые действуют в свободном пространстве или проводящей среде и могут ухудшать качество приема сигналов. В теории ЭМС рассматриваются только непреднамеренные ЭМП, не предназначенные для целенаправленного нарушения работы радиосредств. Действие ЭМП проявляется в виде искажений сигналов, повреждения элементов радиоаппаратуры (полупроводниковых приборов, ИМС и др.), нарушения функционирования отдельных узлов.

По типу источников различают ЭМП естественного и искусственного происхождения. *Естественные* помехи вызываются различными физическими явлениями в окружающем нас мире. *Искусственные* ЭМП порождаются электромагнитными процессами в технических устройствах и подразделяются на станционные, индустриальные и контактные.

По виду среды распространения различают радиационные и кондуктивные ЭМП. К *радиационным* относятся атмосферные, космические, станционные, большинство индустриальных и контактные помехи. *Кондуктивные* помехи распространяются от источника к рецептору – приемнику по физическим цепям питания, заземления и др.

По частотно-временным свойствам ЭМП могут быть сосредоточенными по спектру (узкополосные), во времени (импульсные) и флуктуационными. Понятия узкополосности и сосредоточенности помех во времени относятся к величинам Π и $1/\Pi$, где Π – ширина полосы пропускания радиоприемника.

По характеру взаимодействия с полезным сигналом различают аддитивные и мультипликативные помехи. В первом случае помехи суммируются с сигналами, во втором – выступают в роли случайного «сомножителя» – коэффициента передачи канала.

При вероятностной классификации ЭМП используются признаки гауссовости и стационарности. Большинство помех представляет собой нестационарные случайные процессы, что затрудняет анализ их воздействия на РПУ. Однако часто при действии помех на коротких по сравнению с сигналом временных интервалах нестационарность их проявляется слабо, и тогда говорят о локально-стационарных помехах.

Относительно самого рецептора помеха может быть собственной и внешней, внутри- и межсистемной. Собственные помехи создаются элементами самой радиоаппаратуры; источники внешних помех лежат вне ее. Внутрисистемные помехи формируются источниками, входящими в данную систему связи; межсистемные помехи создаются источниками, внешними для данной системы.

К числу аддитивных ЭМП *естественного происхождения* относят космические шумы, атмосферные помехи, шумы теплового излучения Земли, собственные шумы радиоаппаратуры.

Космические шумы обусловлены термоядерными процессами в радиозвездах, движением заряженных элементарных частиц в космическом пространстве, поглощением и переизлучением атмосферой и поверхностью Земли излучения Солнца и других космических источников. По характеру спектра их относят к широкополосным флуктуационным помехам.

Атмосферные помехи – следствие грозовых и электростатических разрядов, возникают на частотах до 25 МГц и по уровню превышают космические шумы. Для одиночных близких грозовых разрядов в спектре помех преобладает импульсная компонента, а суперпозиция многих дальних разрядов формирует флуктуационную компоненту. Электростатические помехи создаются токами стекания с участков поверхности быстро движущихся объектов, электризуемых потоком водных и пылевых частиц, а также в результате пробоя воздушных промежутков между металлизированными элементами конструкции объекта. Они могут быть заметны на частотах до 1 ГГц. Атмосферные помехи бывают узко- и широкополосными. Для описания узкополосных помех обычно используется полимодальный или модуляционный подход. В первом случае помеха представляется в виде суммы гауссовского шума с дисперсией σ_{n1}^2 и импульсной случайной последовательности с частотой повторения импульсов F_n ; сами импульсы имеют постоянную длительность T_n и гауссовское шумовое заполнение с дисперсией σ_{n2}^2 , причем полоса тракта $\Pi = 1/T_n$ и $\sigma_{n2}^2 \approx (1,5...2) \sigma_{n1}^2$. Законы распределения мгновенных $X(t)$ и амплитудных $A(t)$ значений суммы обеих компонент негауссовские. Такая модель отражает физический механизм формирования помех и удовлетворительно воспроизводит их вероятностные характеристики в диапазоне частот до 100 кГц.

При модуляционном подходе помеха представляется в виде узкополосного гауссовского процесса $y(t)$ с нулевым средним значением, модулированного низкочастотным стационарным случайным процессом $a(t)$, верхняя частота спектра которого существенно ниже центральной частоты спектра $y(t)$, т.е. результирующий процесс имеет вид $x(t) = a(t)y(t)$; при этом законы распределения $W(X)$ и $W(A)$ негауссовские. Задаваясь законами распределения $a(t)$, можно добиться удовлетворительного описания помех в диапазоне до 10 МГц.

Для широкополосных атмосферных помех характерна более четкая выраженность флуктуационной и импульсной компонент. При этом помеха представляется в виде суммы гауссовского процесса с нулевым средним значением и дисперсией σ_n^2 и одного или нескольких случайных потоков импульсов, для которых вероятность появления N импульсов за время T подчиняется закону Пуассона: $p_N = (F_n T)^N \exp(-F_n T)/N!$.

Импульсы помех имеют тенденцию к группированию в пакеты с пуассон-пуассоновской потоковой статистикой: пуассоновская статистика импульсов внутри пакетов с частотой F_n , имп/с, и самих пакетов с частотой F_n , пак/с. Амплитуды импульсов таких помех распределены по логарифмически нормальному закону (ЛНЗ), одна из форм представления которого имеет вид $W(A_n) =$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \cdot \exp\left[-\frac{(A_n - \mu_n)^2}{2\sigma_n^2}\right].$$

Здесь параметры A_n , σ_n , μ_n , дБмкВ, нормированы к 1 мкВ.

Станционные ЭМП создаются излучениями РПДУ, гетеродинов радиоприемников, генераторами строчной развертки телевизоров и др. Наиболее интенсивные из них – излучения РПДУ, которые нередко являются основным фактором нарушения связи. Такие помехи, как правило, представляют собой узкополосные случайные процессы с ЛНЗ распределения амплитуд; при этом на частотах около 5 МГц в полосе 1 кГц значения $\sigma_n \leq 13$ дБмкВ, $\mu_n \leq 30...40$ дБмкВ, а на частотах около 10 МГц в той же полосе $\sigma_n \leq 6...8$ дБмкВ, $\mu_n \leq 15...20$ дБмкВ.

Для описания станционных ЭМП используются пуассоновская модель и модели, основанные на теории случайных импульсных потоков. Несмотря на некоторую некорректность пуассоновской модели для задач присвоения частот, она часто используется для оценки вероятности попадания N_n помех в заданную полосу частот. Однако из-за нестационарности потока помех вдоль оси частот более точной оказывается аппроксимация распределения интервала между несущими частотами помех законом Эрланга:

$W(\Delta f) = \beta_n^{N_n} \Delta f^{N_n-1} \cdot \exp\left(\frac{-\Delta f \beta_n}{(N_n-1)!}\right)$, где N_n , β_n – параметры, зависящие от класса излучения помех. Это выражение позволяет строить гистограммы интенсивности помех, полезные при выборе присвоенных частот.

Индустриальные радиопомехи (ИРП) создаются техническими средствами, использующими в той или иной форме энергию электрического тока. Данные помехи могут иметь дискретный и сплошной спектр, быть кондуктивными и радиационными. К первым относятся помехи, создаваемые медицинскими установками ВЧ, ЭВМ, устройствами развертки электронно-лучевых трубок, ко вторым – помехи от электротранспорта, промышленной и бытовой электроаппаратуры, линий электропередачи (ЛЭП), систем зажигания автомобилей. Индустриальные радиопомехи наблюдаются в широкой полосе частот – от единиц килогерц до единиц гигагерц.

В ЛЭП имеют место длительные (более 0,5...1 с) флуктуации напряжения, превышающие нормированные отклонения $\pm(10...15)\%$, причем провалы наблюдаются значительно чаще, чем перенапряжения. При этом возникают нестационарные потоки одиночных импульсов или пакетов импульсов с амплитудой до 1,5 кВ длительностью от десятков наносекунд до сотен микросекунд, распределенных по экспоненциальному закону или ЛНЗ. На частотах до 10 кГц могут возникать интенсивные ИРП в виде комбинационных составляющих тока промышленной частоты 50 Гц, создаваемые генераторным и трансформаторным оборудованием.

Уровень таких ИРП в течение суток может изменяться на 20...50%. На более высоких частотах (до 30 кГц) помехи приближаются по характеру к флуктуационным; с ростом частоты до 100 кГц и более появляются одиночные импульсы и пакеты импульсов значительной амплитуды. Такие помехи оказывают заметное влияние на цифровые элементы и вычислительные средства радиоаппаратуры при ее близком расположении к источнику (см. § 8.7).

Разнородность источников ИРП обусловила многообразие их вероятностных законов. Так, для ИРП со сплошным спектром применима модель ЛНЗ распределения амплитуд и пуассоновская или пуассон-пуассоновская потоковая статистика; при этом значения параметров следующие: $\sigma_n \approx 7...10$ дБмкВ, $\mu_n \approx 19...27$ дБмкВ, $F_n = 780...9100$ имп/с, $F_n = 0,5...100$ пак/с [4].

Универсальные измерители ИРП позволяют определять действующее $U_{\text{дейст}}$, пиковое $U_{\text{пик}}$ и квазипиковое $U_{\text{кп}}$ значения напряжения. Вызвано это тем, что амплитудные и потоковые параметры ИРП по-разному влияют на восприимчивость слуховых, цифровых

и других рецепторов. Для флуктуационных и сосредоточенных по спектру ИРП целесообразно измерять $U_{\text{действ}}$. Пиковый вольтметр используют для измерения одиночных помех. Квазипиковое напряжение удовлетворительно характеризует действие ИРП при слуховом приеме сигналов, в то же время оно не адекватно учитывает сбои ИМС, вызываемые широкополосными ИРП.

Для вероятностной характеристики ИРП используется коэффициент импульсности $k_{\text{и}} = U_{\text{действ}}/U_{\text{п.м}}$, где $U_{\text{п.м}}$ – амплитудное значение помехи. При ЛНЗ распределения амплитуд $k_{\text{и}} = 0,7...7,3$; при рэлеевском законе $k_{\text{и}} \approx 0,53$.

Интенсивность радиационных ИРП оценивается напряженностью поля на заданном расстоянии R от источника и выражается в дБмкВ/м. Такие помехи наиболее опасны в ближней зоне излучения на расстояниях $R < \lambda/2\pi$ и затухают с коэффициентом $1/R^{2,2}$. Помехи от автотранспорта ощутимы на расстояниях до 15 м и достигают наибольшего значения на частотах около 30 МГц; на частотах более 1 ГГц поле помех ослабевает со скоростью около 20 дБ/окт. Уровень ИРП от ЛЭП составляет 40...160 дБмкВ/м и зависит от напряжения сети и насыщенности воздуха частицами воды и пыли.

Кондуктивные ИРП затухают медленно и могут распространяться на значительные расстояния. Для оценки влияния таких помех служит коэффициент переноса помех $k_{\text{п.н}} = U_{\text{п.н}}/U_{\text{п.р}}$, где $U_{\text{п.н}}$, $U_{\text{п.р}}$ – напряжение помех на выходных зажимах источника и входных зажимах рецептора. Уровень таких помех нормируется в полосе частот 0,15...30 МГц.

Связные и телевизионные РПрУ содержат функциональные элементы, создающие ИРП – генераторы строчной развертки, усилители синхроимпульсов и сигналов изображения, гетеродины и др. Создаваемые ими помехи могут быть как радиационными, так и кондуктивными (через сеть питания) и нормируются. Так, допустимая напряженность поля радиационных помех телевизионных приемников в полосе частот 30...1000 МГц составляет 54...66 дБмкВ/м; для вещательных радиоприемников АМ сигналов в диапазоне 0,15...30 МГц напряжение помех на сетевых клеммах 46...74 дБмкВ.

Контактные помехи возникают, как правило, на движущихся объектах при действии электромагнитного поля источника на находящиеся в ближней зоне излучения токопроводящие с переменным сопротивлением механические контакты конструкций объектов. Индуцированные в них токи проводимости приводят к возникновению вторичного поля помех, отличающегося по спектральному составу от первичного поля источника. Действие таких помех наблюдается на частотах до 100 МГц. Спектр контактных

помех всегда шире спектра источника, причем его ширина и уровень составляющих возрастают с повышением частоты и мощности первичного сигнала и усилением флуктуаций контактного сопротивления. При попадании такого контакта в ближнюю зону излучения нескольких РПДУ возможно образование контактных помех комбинационного типа, которые могут оказывать воздействие на РПрУ при его значительной расстройке Δf относительно несущей частоты радиопередатчика. При этом амплитуда помех удовлетворительно аппроксимируется выражением $U_{nm} = (3 \dots 15) / \sqrt[3]{\Delta f^4}$, где Δf – расстройка, МГц. Контактные помехи на интервалах 20...30 мин можно считать стационарными случайными процессами, содержащими гауссовскую флуктуационную и импульсную составляющие с ЛНЗ распределения амплитуд. Флуктуационная компонента преобладает на самолетах, а импульсная – на объектах железнодорожного и автотранспорта.

8.2. СОСРЕДОТОЧЕННЫЕ ПОМЕХИ И ИХ ОСЛАБЛЕНИЕ В РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

Излучения РПДУ во многих частотных полосах, выделенных службам связи и вещания, являются основным мешающим фактором, определяющим качество принимаемых сообщений. Радиочастотный ресурс объективно ограничен, и его естественная емкость не отвечает растущим потребностям общества.

Источники станционных ЭМП статистически независимы, и можно говорить о средней загрузке частотных полос с коэффициентом α_3 . С точки зрения частотной избирательности РПрУ следует различать перегруженные и неперегруженные помехами каналы. Вероятность попадания помех в полосу частот Π подчиняется закону Пуассона: $p(N_n, \Pi) = (\alpha_3 \Pi)^{N_n} \exp(-\alpha_3 \Pi) / N_n!$. В перегруженных каналах ($\alpha_3 \gg 1$) плотность станционных помех велика.

Вероятностные законы распределения станционных помех по оси частот существенно отличаются для различных диапазонов. Для ВЧ каналов удовлетворительную аппроксимацию дает Г-распределение [15] $W(f) = \alpha^{\beta+1} f^\beta \exp(-\alpha f) / \Gamma(\beta+1)$, где параметры α и β зависят от частоты. Для полосы 10...30 МГц $\alpha \approx 0,25$ и $\beta \approx 2$, для более высоких частот распределение $W(f)$ близко к равномерному.

Излучения радиопередатчиков. Излучения РПДУ делятся на основные и нежелательные [3]. Спектр мощности излучения на присвоенной частоте, лежащий в пределах полосы Π_n , минимально необходимой при данном классе излучения сигналов для передачи сообщений с требуемым качеством, образует основное излучение.

Излучения, лежащие вне полосы Π_n , составляют группу нежелательных излучений – внеполосных, побочных и шумовых.

Внеполосные излучения обусловлены процессом модуляции и занимают полосу частот, непосредственно примыкающую к Π_n ; поэтому занимаемая полоса частот $\Pi_3 > \Pi_n$. Такие излучения могут создавать помехи по соседнему каналу приема. Полосу Π_3 определяют на уровне $-X$ относительно максимума основного излучения. В ее пределах сосредоточено 99 % мощности излучения на присвоенной частоте. Для контроля и нормирования внеполосного излучения служит контрольная полоса частот Π_k , отсчитываемая на уровне $X = -30$ дБ. Линия, проходящая через допустимые значения уровней излучения X , называется ограничительной. Значения Π_n , Π_k и координат ограничительной линии для различных классов излучения сигналов нормированы [3]. Это позволяет строить графически модели огибающей спектра основного и внеполосного излучений, не прибегая к громоздким аналитическим выкладкам.

Побочные излучения вызываются нелинейными процессами в тракте формирования высокочастотных сигналов. К ним относятся излучения на гармониках ($f_n = n f_0$), на субгармониках ($f_n = f_0/n$), комбинационные, интермодуляционные, паразитные. Нормы на такие излучения установлены в диапазоне 10 кГц ... 960 МГц.

Модель излучений на гармониках имеет вид

$$P_{гн}(f_n) = P_{он}(f_0) + V_{гн} \lg n + A_{гн}, \quad (8.1)$$

где $P_{он}$ – мощность основного излучения, дБмкВт; $V_{гн}$ – коэффициент скорости убывания огибающей спектра излучения по мере отстройки от частоты f_0 , дБ/дек; $A_{гн}$ – постоянный коэффициент ослабления излучения на гармониках относительно основного, дБ. Излучения на субгармониках характерны для РПДУ, у которых используются умножение и деление частоты стабильных низкочастотных колебаний. Для их оценки также справедлива модель (8.1). Значения коэффициентов моделей приведены в [4].

Комбинационные излучения частот $f_{кн} = q_1 f_1 \pm q_2 f_2$ возникают при формировании высокочастотных сигналов путем нелинейных преобразований колебаний опорных частот f_1 и f_2 в диапазонных возбуждателях. Такие излучения аппроксимируются моделью $P_{кн}(f) = P_{он}(f_0) + V_{кн} \lg(f_{кн}/f_0) + A_{кн}$, где коэффициенты имеют прежний смысл, а их значения для РПДУ ВЧ диапазона при $1,001 < f_{кн}/f_0 < 1,1$ составляют $V_{кн} = -160$ дБ/дек; $A_{кн} = -39$ дБ.

Электромагнитное взаимовлияние нескольких РПДУ, работающих на близко расположенные антенны, приводит к возникновению интермодуляционных излучений частот $f_{ин} = q_1 f_{01} \pm$

$\pm \dots \pm q_m f_{0m}$. Число интермодуляционных составляющих быстро увеличивается с ростом порядка интермодуляции $r = |q_1| + \dots + |q_m|$ и числа РПДУ, однако их мощность с ростом r быстро убывает.

Паразитные излучения возникают из-за конструктивных дефектов аппаратуры при самовозбуждении колебаний на частотах, отличных от f_0 .

Шумовые излучения обусловлены модуляцией собственными шумами несущего колебания. Уровень таких излучений аппроксимируется моделью [5]

$$P_{\text{шн}}(\Delta f) = P_{0\text{шн}}(f_0) + V_{\text{шн}} \lg(2\Delta f / \Pi_3) + A_{\text{шн}}, \quad (8.2)$$

где Δf – отстройка от частоты f_0 , Гц. Для передатчиков ВЧ и ОВЧ диапазонов значения коэффициентов модели соответственно составляют $V_{\text{шн}} \approx 7$ и 10 дБ/дек и $A_{\text{шн}} \approx 80$ и 70 дБ. Мощность $P_{\text{шн}}$ нормируется относительно $P_{0\text{шн}}$ и выражается в децибелах. Для этого с помощью (8.2) следует оценить уровень $P_{\text{шн}}$, а затем найти абсолютное значение мощности шумового излучения, мВт, $P_{\text{шн}}^a = 10^{0,1 P_{\text{шн}}(\Delta f)}$ и выразить его относительно абсолютной мощности основного излучения $P_{0\text{шн}}^{(a)}$: $P_{\text{шн}}^{(n)}(\Delta f) = 10 \lg [P_{\text{шн}}^{(a)}(\Delta f) / P_{0\text{шн}}^{(a)}(f_0)]$.

Мерой нестабильности присвоенной частоты РПДУ является допустимое отклонение частоты $\Delta f_{\text{доп}}$. Для РПДУ с жестко регламентированной нестабильностью нормы отклонения частоты установлены в герцах, в остальных случаях – в миллионных долях несущей частоты.

Восприимчивость радиоприемников к стационарным помехам. Восприимчивость характеризует способность РПРУ работать без недопустимого ухудшения показателей при действии внешних помех по различным входам – антенне, цепям питания и заземления, технологическим отверстиям и т.д. Норма восприимчивости – это максимальный уровень помех, при котором РПРУ функционирует с заданным качеством. Понятие восприимчивости учитывает действие помех как в основном (ОКП), так и в побочных (ПКП) каналах приема. Параметрами восприимчивости являются частотная избирательность, коэффициенты блокирования и перекрестной модуляции сигналов, взаимной модуляции помех, ширина ДД [3]. Значение восприимчивости – величина случайная, а ее среднее значение на частоте f удовлетворительно аппроксимируется моделью $\Psi_b(f) = P_{\text{Л0}}(f_0) + V_b \lg(\Delta f / f_0) + A_b$, где $P_{\text{Л0}}$ – реальная чувствительность на частоте настройки f_0 , дБмкВт; V_b – коэффициент, характеризующий скорость изменения восприимчивости по мере отстройки от частоты f_0 , дБ/дек; A_b – постоянный коэффици-

ент ослабления восприимчивости на частоте f относительно f_0 , дБ. Коэффициенты модели приведены в [5].

Для ПКП, образуемых второй и третьей гармониками сигнала, значения A_v следует увеличить на 15 и 20 дБ соответственно; при преобразовании частоты на гармониках гетеродина этого делать не следует.

В работах по ЭМС используется также эмпирическое выражение для оценки восприимчивости [15]: $\Psi_v = 24 + 20 \lg \Pi - 10 \lg R_A - 10 \lg P_{A0 \text{ пор}}$, где Π – полоса пропускания УПЧ, Гц; R_A – активное сопротивление антенны, Ом; $P_{A0 \text{ пор}}$ – пороговая чувствительность в антенне, дБмВт. Для эксплуатационной характеристики РПРУ диапазон значений Ψ_v иногда условно делят на области невосприимчивости (60...80 дБмВт), относительной невосприимчивости (81...110), слабой восприимчивости (111...140), средней восприимчивости (141...170), высокой восприимчивости (171...200).

Способы ослабления сосредоточенных помех в радиоприемниках. Для ослабления действия станционных помех в РПРУ применяются защитные устройства в ВЦ, селекция сигналов, оптимальная фильтрация, интегральный прием, порогопонижающие способы приема сигналов с угловой модуляцией, предсказание сигналов, малоинерционная АРУ, компенсация помех, робастные алгоритмы обработки сигналов.

При расположении РПРУ вблизи мощного источника помех наводимая в антенне ЭДС может достигать 100 В и более, что может привести к повреждению усилительных приборов УРЧ. Для предотвращения этого на входе устанавливаются пороговые реле, режекторные фильтры, электрически регулируемые аттенюаторы. Такие аттенюаторы, управляемые пороговой системой АРУ, снижают уровень входных сигналов на 10...40 дБ ступенями обычно по 10 дБ и позволяют не только предотвратить повреждение усилительных приборов, но и расширить ДД по соседнему каналу.

Пространственная и поляризационная селекция сигналов технически наиболее просто осуществима в ВЧ – ГВЧ диапазонах. В диапазонах ОНЧ – ВЧ реализация регулируемой диаграммы направленности технически затруднительна, и, кроме того, на этих частотах проявляется деполяризация радиоволн магнитным полем Земли и водными образованиями атмосферы. Частотная селекция требует высокой избирательности трактов радио- и промежуточной частоты. Так, криогенные преселекторы ВЧ диапазона обладают добротностью $(3...6) \cdot 10^5$, что при относительной расстройке от несущей частоты на 1% позволяет ослабить помехи на 50...70 дБ.

Эффективным средством борьбы с сосредоточенными помехами служит оптимальная фильтрация. В зависимости от того, линейной или нелинейной функцией сообщения $\lambda(t)$ является сигнал $x[t, \lambda(t)]$, оптимальные фильтры могут принадлежать к классу линейных или нелинейных. Структура фильтра может быть синтезирована на основе марковской или гауссовской модели получения текущей оценки $\hat{\lambda}(t)$ на выходе фильтра, а также формирования оценки «в целом». Марковская модель применима для негауссовских сигналов и помех, что отвечает большинству реальных ситуаций. Гауссовскую модель целесообразно использовать в случаях высокоточных измерений параметров сигналов при гауссовских помехах. Модель с оценкой «в целом» базируется на гауссовости сообщения $\lambda(t)$ и приводит к следящему фильтру с дискретными звеньями. Несмотря на различие методических подходов, сложность реализации оптимальных фильтров во всех случаях примерно одинакова [13].

Амплитудно-частотная характеристика оптимального фильтра при белых гауссовских шумах должна быть согласована (комплексно сопряжена) со спектром сигнала. Такой фильтр обеспечивает на выходе максимальное превышение сигнала $h_{c\max}^2 = P_c T_c / \nu_{\text{ш}}^2$. Условие физической осуществимости согласованного фильтра заключается в том, что его импульсная функция $h_{\phi}(t)$, определяющая по Лапласу передаточную функцию

$$K_{\phi}(p) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{\phi}(t) \exp(-pt) dt,$$

может отличаться от нуля только при $t > 0$ и, кроме того, должна быстро, не медленнее $\exp(-t^2)$, стремиться к нулю при $t \rightarrow \infty$. Это затрудняет реализацию согласованного фильтра для сигналов сложной формы. Поэтому на практике используют квазисогласованные фильтры (КСФ), полоса пропускания которых $\Pi_{\text{кф}}$ для сигналов различной формы удовлетворяет соотношению $\Pi_{\text{кф}} T_c = 0,4 \dots 1,37$. Такие фильтры обеспечивают несколько меньшее превышение сигнала на выходе, чем согласованные фильтры. Так, при длительных ($T_n \gg T_c$) и кратковременных ($T_n < T_c$) сосредоточенных помехах величина превышения [7]

$$h_{\text{КСФ}}^2 \approx 0,82 h_{c\max}^2; \quad h_{\text{КСФ}}^2 = 0,82 h_{c\max}^2 / [1 - \exp(-2,6q_T)], \quad (8.3)$$

где параметр $q_T = T_n / T_c$.

Интегральный прием может осуществляться в тракте как УПЧ, так и усиления видеочастоты. В первом случае в качестве интегрирующих фильтров обычно используются LC-контуры с параллельным (интегрирование по напряжению) или последова-

тельным (интегрирование по току) включением. Додетекторное интегрирование более эффективно, так как позволяет увеличить отношение сигнал/помеха на входе детектора.

Центральной задачей интегрального приема является обеспечение синхронной передачи гасящих импульсов (ГИ) в момент окончания сигнала. Периодическая коммутация интегрирующего контура приводит к тому, что его частотная избирательность определяется динамической полосой пропускания Π_d , отличающейся от статической полосы при некоммутируемом режиме работы. Например, для интегратора на одиночном резонансном контуре $\Pi_d = \Pi_{\text{эф}} \text{cth}(\Pi_{\text{эф}} T_c)$, где $\Pi_{\text{эф}} = 1,57 \Pi_{0,7}$ — эффективная полоса пропускания контура, определяемая полосой на уровне 0,7. При этом превышение сигнала на выходе интегратора $h_{\text{сн}}^2 = \xi_{\text{и}} h_{\text{сн}}^2 \text{max}$, где $\xi_{\text{и}} = \text{th}(\Pi_{\text{эф}} T_c) / \Pi_{\text{эф}} T_c$ — коэффициент энергетической эффективности интегратора. Так, при $\Pi_{\text{эф}} T_c = 0,2$ и $0,6$ имеем $\xi_{\text{и}} = 0,99$ и $0,9$. Следовательно, такой интегратор при $\Pi_{\text{эф}} = 1/5 T_c$ практически реализует предельное превышение сигнала и с этой точки зрения эквивалентен оптимальному согласованному фильтру; при $\Pi_{\text{эф}} \leq 1/2 T_c$ превышение сигнала отличается от предельного значения не более чем на 10 %.

Помехоустойчивость интегрального приема при сосредоточенных помехах зависит от их длительности. Длительную помеху ($T_n \gg T_c$) можно представить в виде $u_n(t) = U_{nm} \sin(\omega_c + \Delta\omega_p)t = A(\Delta\omega_p; t) \sin \omega_c t + C(\Delta\omega_p; t) \cos \omega_c t$, где функции $A(\cdot) = U_{nm} \cos \Delta\omega_p t$; $C(\cdot) = U_{nm} \sin \Delta\omega_p t$; $\Delta\omega_p$ — угловая расстройка помехи относительно частоты сигнала. Тогда амплитуда помехи на выходе интегратора в момент $t = T_c$ $U_{\text{ннм}}(\Delta f_p) = U_{nm} T_c \sin(\pi \Delta f_p T_c) / \pi \Delta f_p T_c$. На частоте сигнала ($\Delta f_p = 0$) имеем $U_{\text{ннм}}(0) = U_{nm} T_c$, что обусловлено линейностью процесса интегрирования. Так как в момент $t = T_c$ амплитуда сигнала на выходе интегратора $U_{\text{снм}} = U_{\text{сн}} T_c$, то превышение сигнала, реализуемое интегратором $h_{\text{сн}}^2 = h_{\text{сн}}^2 \text{max}$. Таким образом, при длительных сосредоточенных помехах интегральный прием дает выигрыш по сравнению с КСФ в 1,22 раза.

При кратковременных сосредоточенных помехах ($T_n < T_c$) средняя по ансамблю мощность помех на выходе интегратора

$$P_{\text{ни}} = 2 \int_0^{\infty} U_{nm} T_n [\sin(\pi \Delta f_p T_n) / \pi \Delta f_p T_n]^2 d(\Delta f_p).$$

При этом превышение сигнала $h_{\text{сн}}^2 = q_T h_{\text{сн}}^2 \text{max}$. Из (8.3) видно, что коэффициент $\xi_{\text{и}} = 1,22 [1 - \exp(-2,6 q_T)] / q_T$. При $q_T = 1$ коэффициент $\xi_{\text{и}} \approx 1,74$, а при помехах очень малой длительности $\xi_{\text{и}} \rightarrow 7,9$. Учитывая, что возможны значения $q_T \geq 1$, для каналов с постоянными параметрами можно считать реальными значения $\xi_{\text{и}} = 1,2 \dots 3$;

в каналах с замираниями эффективность интегрального приема возрастает.

Прием ЧМ сигналов при наличии помех сопровождается пороговым эффектом. Типичная зависимость изменения превышения сигнала h_{c2}^2 на выходе демодулятора от входного значения h_{c1}^2 и индекса модуляции m_r показана на рис. 8.1.

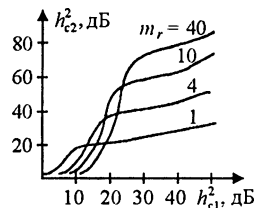


Рис. 8.1

Образование пороговой области вызвано тем, что слабые помехи вызывают незначительные флуктуации мгновенной частоты суммарного колебания относительно промежуточной частоты; при интенсивных помехах фазовая ошибка может достигать большой величины, и на выходе демодулятора появится короткий выброс напряжения мгновенной частоты с равномерным спектром, что вызывает при малом значении h_{c1}^2 рост спектральной плотности помех в низкочастотной области. Искривление характеристик происходит плавно, и в пороговой области для больших m_r крутизна спада составляет примерно $\exp(-h_{c1}^2)$ и далее наблюдается зависимость $h_{c2}^2 \approx m_r (h_{c1}^2)^2$, что свидетельствует о подавлении сигнала помехой в подпороговой области. Так, при $m_r = 10$ изменение h_{c1}^2 в пределах 20...10 дБ вызывает уменьшение h_{c2}^2 на 40 дБ. Удовлетворительные для практики результаты дает оценка порогового превышения $h_{c2}^2_{\text{пор}} = 4 + 4,76 \lg(\Pi/2F_m)$, где Π – полоса пропускания УПЧ; F_m – верхняя частота модулирующего сигнала.

Пороговый эффект наиболее опасен в радиoliniях с низким энергетическим потенциалом при замираниях сигналов. Повышение мощности сигнала и индекса m_r сдвигает пороговую область вправо, но ухудшает ЭМС. Поэтому получили распространение порогопонижающие методы приема ЧМ сигналов со следящим фильтром в тракте УПЧ и предыскажение рабочих сигналов на передающей стороне линии связи.

Прием со следящим фильтром может быть реализован в виде следящей настройки УПЧ или ФАПЧ гетеродина. Сущность повышения помехоустойчивости при этом заключается в следующем. Пусть параметры ЧМ априори известны и в момент t_0 мгновенная частота равна $\omega(t_0)$. Тогда при гармонической ЧМ в момент $t = t_0 + \Delta t$ мгновенная частота $\omega(t) = \omega(t_0) \pm \Delta t d\omega/dt \leq \omega(t_0) \pm \Delta t \Delta\omega_d \Omega_m$, где $\Omega_m = 2\pi F_m$ – угловая частота модуляции; $\Delta\omega_d$ – девиация частоты. Поэтому с помощью узкополосного линейного фильтра УПЧ с регулируемой частотой настройки можно следить за мгновенной частотой принимаемого сигнала. При этом важно, чтобы фильтр

имел полосу $P_{\text{сл}} \geq 2F_m$. Напомним, что при обычном некогерентном приеме ЧМ сигналов полоса пропускания УПЧ $P \geq 2(1+m_r)F_m$. Следовательно, снижение уровня шумов на входе демодулятора составляет $P/P_{\text{сл}} \approx 1+m_r$. Аналогичный эффект может быть достигнут при использовании ООС по частоте, когда УПЧ имеет фиксированную настройку, а управляющее напряжение с выхода модулятора подается на гетеродин, осуществляя его ЧМ.

В спутниковых линиях вещания, использующих общую полосу частот с наземными РРЛ, согласно рекомендации МККР применяется предискажение рабочих сигналов. Сущность способа состоит в искусственном изменении в тракте модуляции уровня спектральных составляющих сигнала с помощью предискажающего фильтра со специально подобранной АЧХ. Амплитудный спектр речевых сигналов резко неравномерный – на частоте около 400 Гц уровень составляющих превышает их значения на частотах 8...10 кГц на 14...22 дБ. Поэтому уровень высокочастотных составляющих, где влияние помех наиболее сильно, поднимают, а на приемной стороне линии с помощью корректирующего фильтра выполняется обратная операция.

Разновидностью метода предискажений является введение в состав передаваемого высокочастотного сигнала так называемых сигналов дисперсии (СД). Этот метод применяется, как правило, в радиолиниях с ЧМ аналоговых и дискретных сигналов с большим индексом модуляции. Детальный анализ влияния сосредоточенных помех в таких линиях сопряжен с громоздкими аналитическими выкладками [8], поэтому ограничимся качественным описанием метода. При $m_r \gg 1$ равномерность спектра мощности высокочастотного сигнала существенно зависит от формы модулирующего колебания $s(t)$. Например, при $s(t)$ в виде последовательности прямоугольных импульсов с частотой следования $F_{\text{сл}}$ в спектре сигнала содержатся компоненты, кратные $F_{\text{сл}}$, существенно неодинаковой величины; при $s(t)$ в виде гармонического колебания спектр мощности сигнала сплошной, но также неравномерный.

При модуляции телевизионным сигналом постоянной яркости спектр содержит дискретные компоненты резко отличающегося уровня, соответствующие строчным синхросигналам, гасящим импульсам и уровню белого. Помехи также могут иметь различную спектральную структуру, компоненты которой по-разному взаимодействуют в РПРУ с составляющими спектра рабочего сигнала. Анализ показывает, что при действии ЧМ помехи на ЧМ сигнал с малым $m_{r,c}$ спектр колебания на выходе демодулятора содержит дискретные и непрерывные участки. Дискретная часть

спектра состоит из множества комбинационных компонент, группирующихся около частот, кратных $|f_c - f_n|$, причем амплитуды их резко неодинаковые и определяются значениями $m_{r,c}$ и $m_{r,n}$, превышением сигнала $h_{c,n}^2$ и произведением модифицированных функций Бесселя $I_r(km_{r,c})I_r(km_{r,n})$ различного порядка r и $k=1, 2, \dots$, при этом с уменьшением $m_{r,c}$ уровень дискретных составляющих возрастает.

Введение СД в рабочие сигналы в РПУ осуществляется специальными устройствами – скремблерами, а удаление их в РПрУ – дескремблерами.

Для защиты связанных и вещательных РПрУ от станционных помех применяется инерционная АРУ, обеспечивающая слежение за средним уровнем сигнала. Однако при интенсивных ИРП такая регулировка может оказаться неэффективной из-за перегрузки тракта и потери способности приемника воспроизводить слабые сигналы в течение некоторого времени после окончания импульса помехи. В таких условиях можно использовать несколько последовательных БАРУ, причем каждый каскад УПЧ охватывается автономной петлей.

Для предотвращения перегрузки каскадов УПЧ мощными сосредоточенными помехами его выполняют с логарифмической АХ (ЛАХ). Условие получения ЛАХ имеет вид $du_{\text{вых}}/du_{\text{вх}} = A/u_{\text{вх}}$, откуда $u_{\text{вых}} = A \ln u_{\text{вх}} + C_0$, где A – коэффициент пропорциональности; C_0 – постоянная интегрирования. В конце линейного участка характеристики (точка $U_{\text{вх}0}$) значения $A = K_0 U_{\text{вх}0} = U_{\text{вых}0}$; $C_0 = K_0 U_{\text{вх}0} (1 - \ln U_{\text{вх}0})$. Тогда АХ УПЧ

$$u_{\text{вых}} = \begin{cases} K_0 u_{\text{вх}} & \text{при } u_{\text{вх}} \leq U_{\text{вх}0}; \\ K_0 u_{\text{вх}} [\ln(u_{\text{вх}}/U_{\text{вх}0}) + 1] & \text{при } u_{\text{вх}} > U_{\text{вх}0}. \end{cases}$$

Порог нелинейности $U_{\text{вх}0}$ выбирается на уровне шумов, и весь диапазон напряжений $u_{\text{вх}}$ практически приходится на логарифмический участок характеристики. Коэффициент усиления на этом участке $K_{\text{л}} = U_{\text{вых}0}/u_{\text{вх}}$ уменьшается с ростом $u_{\text{вх}}$, но в отличие от АРУ определяется мгновенными значениями $u_{\text{вх}}$. Поэтому такую АРУ называют *мгновенной* (МАРУ). Однако этот эффект имеет и отрицательную сторону: так как на выходе УПЧ амплитуды сигналов и помех $U_{c,m,\text{вых}} = U_{c,m,\text{вх}} U_{\text{вых}0}/U_{\text{п}m,\text{вх}}$; $U_{\text{п}m,\text{вых}} = K_0 U_{\text{вх}0} \ln(U_{\text{п}m,\text{вх}}/U_{\text{вх}0})$, отношение сигнал/помеха $(U_{c,m}/U_{\text{п}m})_{\text{вых}} = (U_{c,m}/U_{\text{п}m})_{\text{вх}} \ln(U_{\text{вх}0}/U_{\text{п}m,\text{вх}})$, уменьшается с ростом помехи, т.е. происходит подавление полезного сигнала. Логарифмическую АХ получают обычно методом линейно-кусочной аппроксимации, суммируя продетектированные напряжения отдельных каскадов УПЧ.

В связи с широким внедрением ИМС в РПрУ все большее применение получают компенсаторы помех. Компенсаторы могут быть одно- или многоканальными, обладать адаптивными свойствами и устанавливаться в трактах УРЧ или УПЧ. Существуют различные схемы компенсаторов сосредоточенных помех, но в их основе лежит общий принцип – формирование опорного сигнала, противофазного помехе, и вычитание его из суммарного принимаемого колебания. Экспериментальные данные свидетельствуют о больших потенциальных возможностях компенсаторов – подавление помех достигает 20...40 дБ. Однако они требуют высокой идентичности характеристик сигнального и компенсирующего трактов: АЧХ – до 0,1 дБ и ФЧХ – до 0,5°.

Перспективным способом защиты РПрУ от сосредоточенных помех является обработка сигналов на основе многофункциональных робастных алгоритмов (см. § 8.8).

8.3. ИМПУЛЬСНЫЕ ПОМЕХИ

Для ИРП, проникающих через антенну, восприимчивость РПрУ может быть оценена моделью, рассмотренной в § 8.2. Для учета помех, поступающих из сети питания, используются специальные коэффициенты – переноса сетевых помех $k_{пс}$, электрической индукции $k_{эи}$, переноса радиопомех $k_{пр}$ [10].

Коэффициент $k_{пс}$ характеризует связь между сетью питания и входной цепью радиоприемника:

$$k_{пс} = 20 \lg (U_{пс} / U_{пвх}), \quad (8.4)$$

где $U_{пс}$ – напряжение ИРП на розетке сети питания; $U_{пвх}$ – напряжение ИРП, проникших из сети по внутренним цепям на вход приемника. Для вещательных РПрУ диапазона 0,15...1,605 МГц нормированное значение $k_{пс} = 60$ дБ, для остальных частотных полос 50 дБмкВ.

Коэффициент $k_{эи}$ характеризует влияние напряжения $U_{эи}$, наводимого источником ИРП между корпусом РПрУ и землей при условии, что обе компоненты создают одинаковый эффект на выходе:

$$k_{эи} = 20 \lg (U_{эи} / U_{пвх}).$$

Этот коэффициент нормирован только для радиоприемников АМ сигналов ОНЧ – НЧ диапазонов.

Коэффициент $k_{пр}$ характеризует восприимчивость антенно-фидерного тракта при коллективном использовании антенны: $k_{пр} = h_A + k_{пс}$, где действующая высота антенны $h_A = 20 \lg (U_{пф} / U_{пА})$. Здесь коэффициент $k_{пс}$ определяется (8.4), а $U_{пф}$, $U_{пА}$ – напряжения

ИРП на выходе антенного фидера и на входе антенны. Для РПрУ диапазонов 0,15...1,605; 1,605...30 и 30...300 МГц значения $k_{п р} = 60, 55$ и 65 дБмкВ соответственно; для телевизионных приемников 65...70 дБмкВ.

Для защиты РПрУ от импульсных радиопомех применяются многие из способов, рассмотренных в § 8.2, с учетом специфики этих помех. Временная селекция импульсных помех основана на бланкировании принимаемой реализации сигнала при появлении помех. При амплитудной селекции используются два варианта устройств – с неглубоким и глубоким ограничением. В первом случае тракт УПЧ строится по схеме ШОР: широкополосный усилитель – АО – решающая схема. Уровень ограничения $U_{ор}$ выбирается выше пикового значения суммарного напряжения сигнала и шума, поэтому в отсутствие помех РПрУ работает в режиме линейного усиления. Для ослабления влияния помех следует использовать рабочие сигналы с малым пик-фактором. Этому требованию отвечают псевдослучайные последовательности.

Необходимым условием эффективной работы схемы ШОР является автоматическое регулирование уровня $U_{ор} = U_{m0}$, где U_{m0} – максимальный выброс суммарного напряжения. Сложность такого следящего устройства обусловлена тем, что оно должно успевать реагировать на изменения U_{m0} и одновременно не срабатывать от импульсов помех. Кроме того, сосредоточенные помехи могут вызвать подавление сигнала в ограничителе прежде, чем решающая схема изменит уровень $U_{ор}$. Поэтому схему ШОР нецелесообразно использовать в каналах, перегруженных сосредоточенными помехами.

При втором способе амплитудной селекции тракт УПЧ строится по схеме ШОУ: широкополосный усилитель – АО – узкополосный усилитель, а уровень ограничения устанавливается исходя из соотношений $U_{ор} < U_{m0}$ и $U_{ор} < U_{с м}$. При поступлении прямоугольных импульсов помех с амплитудой $U_{п м}$ и длительностью $T_{п}$ на выходе широкополосного усилителя появляется импульс с экспоненциальной огибающей длительностью $T_{п} \approx 1/\Pi_{ш у}$, а на выходе ограничителя формируется трапецеидальный импульс с амплитудой $U_{о т} = U_{п м} K_{ш у} \exp(-T_{п}/2\tau_{ш у})$, где $K_{ш у}$ – коэффициент передачи широкополосного усилителя; $\tau_{ш у} \approx 1/3\Pi_{ш у}$ – постоянная времени резонансного контура с полосой $\Pi_{ш у}$. Длительность этого импульса $T_{п} = \frac{2}{3\Pi_{ш у}} \ln(U_{п м} K_{ш у}/U_{о т})$. В узкополосном усилителе с постоянной времени контура $\tau_{ш у} \approx 1/3\Pi_{ш у}$ колебания будут нарастать и в момент $t = T_{п}$ достигнут значения

$$U_{п м} = K_{ш у} U_{о т} \{1 - \exp[-2(\Pi_{ш у}/\tau_{ш у}) \ln(K_{ш у} U_{п м}/U_{о т})]\}^{-1}.$$

Так как амплитуда полезного сигнала, для которого $P_{yy} \approx 1/T_c$, составляет $U_{cm} = K_{шy} K_{yу} U_{cm\text{ вх}}$, то отношение

$$(U_{cm}/U_{nm})_{\text{вх}} = \{1 - \exp[-2(P_{yy}/P_{шy}) \ln(U_{cm}/U_{nm})_{\text{вх}}]\}^{-1}.$$

Таким образом, при $(U_{cm}/U_{nm})_{\text{вх}} > 1$ схема ШОУ обеспечивает тем больший выигрыш в помехоустойчивости, чем больше отношение $P_{шy}/P_{yy}$. Однако с расширением $P_{шy}$ возрастает число сосредоточенных помех и, как следствие, вероятность образования комбинационных составляющих помех на выходе АО, проникающих в полосу P_{yy} и способных вызвать подавление сигнала. Поэтому обычно выбирают $P_{шy} = (2,5 \dots 7) P_{yy}$.

Для ослабления импульсных помех применяется также квазисогласованная фильтрация. Отношение сигнал/помеха на выходе КСФ зависит от формы сигнала и АЧХ фильтра. Так, для импульсных сигналов прямоугольной формы длительностью T_c и фильтра в виде одиночного резонансного контура $h_{кф}^2 = 0,5 h_{с\eta\text{max}}^2 [1 - \exp(-2P_{кф} T_c)]^2 / P_{кф}^2 \exp(-4P_{кф} T_c)$. Следовательно, значение $h_{кф}^2$ возрастает с уменьшением полосы пропускания фильтра $P_{кф}$. Однако чрезмерное сужение $P_{кф}$ при длительных сигналах может ухудшить помехоустойчивость приема при сосредоточенных помехах.

Интегральный прием также ослабляет действие импульсных помех. Превышение сигнала над помехой на выходе интегратора $h_{сн}^2 = P_c T_c / \nu_n^2 P_{эф} \text{th}(P_{эф} T_c)$, а коэффициент энергетического выигрыша по сравнению с КСФ $\xi = 3,32 \text{th}(P_{эф} T_c) / P_{эф} T_c$. Таким образом интегральный прием сравнительно мало уступает оптимальной фильтрации, но проще в технической реализации.

При приеме дискретных сигналов на фоне длительных импульсных помех может оказаться эффективной система БАРУ, избирательное действие которой основано на различии длительностей сигнала T_c и помехи T_n . При отсутствии БАРУ помеха может перегрузить усилительный каскад и заблокировать сигнал. Постоянная времени системы БАРУ составляет $0,25 \dots 0,5$ мкс, и поэтому она реагирует на помехи длительностью $5 \dots 10$ мкс.

В цифровых радиолиниях в спектре излучаемых сигналов могут присутствовать интенсивные дискретные компоненты, создающие помехи аналоговым линиям с ЧМ сигналами. Поэтому здесь также рекомендуется применять СД в виде кодов Хаффмена. Для подавления импульсных помех в РПрУ могут использоваться компенсаторы. Быстродействие таких устройств должно быть значительно выше, а сами они отличаются большей сложностью, чем компенсаторы сосредоточенных помех [1].

8.4. ФЛУКТУАЦИОННЫЕ ПОМЕХИ

Внешние флуктуационные помехи обычно связывают с приемной антенной (см. § 1.5). Спектр шумового излучения РПДУ занимает широкую полосу частот и расширяется с повышением несущей частоты. В полосе Π_3 уровень шумового излучения значительно ниже уровня основного излучения. Однако вне этой полосы шумы могут создавать ощутимые помехи близко расположенным радиоприемникам. Шумовое излучение гетеродинов РПрУ значительно более слабое, чем РПДУ, и практически мало сказывается на помехоустойчивости приема.

В большинстве случаев флуктуационные помехи можно считать стационарным случайным процессом, мгновенные значения которого подчинены нормальному закону с нулевым средним значением, фаза имеет равномерное распределение, а огибающая – распределение по закону Рэлея. Флуктуационные помехи – «гладкие» и имеют пик-фактор $k_{пф} \approx 3$.

Флуктуационные помехи всегда присутствуют в канале связи и по своей физической природе не могут быть устранены полностью. Они способны вызывать маскировку, подавление, искажения сигналов. Маскировка обусловлена тем, что выбросы помех могут иметь большую величину и различить рабочие сигналы на их фоне становится трудно; она затрудняет слуховой прием телефонных и телеграфных сигналов, «засоряет» репродукцию в каналах факсимильной связи элементами, отсутствующими в оригинале изображения. Интерференция сигналов и шумов приводит к тому, что при определенных фазовых соотношениях сигнал может оказаться подавленным. При передаче дискретных цифровых сигналов возможны искажения элементарных сигналов и трансформация кодовых комбинаций.

Спектр мощности флуктуационных помех – равномерный во всем диапазоне радиочастот. Однако функциональные элементы РПрУ имеют ограничивающий ДД порог ограничения $U_{ог}$ и не могут пропускать сколь угодно большие шумовые выбросы. Поэтому приходится считаться с возможностью ограничения мгновенных значений шумов, что нарушает гауссовость их распределения. Результатом ограничения является появление в спектре выходных сигналов дополнительных составляющих. При наличии сигналов с амплитудой U_{cm} , нормированной относительно значения $\sigma_{ш}$, огибающая результирующего колебания подчинена закону Райса: $W(q_p) = q_p \exp[-(q_p^2 + q_c^2)/2] I_0(q_p; q_c)$, где $q_c = U_{cm}/\sigma_{ш}$; $q_p V_{pm}/\sigma_{ш}$; $U_{pm} = U_{cm} + U_{шm}$; $I_0(q_p; q_c)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка. Вероятность превышения огибающей уровня $U_{ог}$

$$p(U_{pm} > U_{or}) = p(q_{or}) = \int_{q_{or}}^{\infty} W(q_p) dq_p,$$

где $q_{or} = U_{or}/\sigma_{ш}$. При $q_c \gg 1$ можно пользоваться приближенным выражением $p(q_{or} \approx 0,5[1+F(q_c - q_{or})])$, где $F(\cdot)$ – функция Крампа. Отсюда следует, что при увеличении U_{or} вероятность появления шумовых выбросов резко снижается, что свидетельствует об эффективности амплитудной избирательности. В течение 1с среднее число шумовых выбросов огибающей $N_{шв} = \alpha U_{or} \exp(-U_{or}^2/2\sigma_{ш}^2)/\sqrt{2\pi}\sigma_{ш}$, где коэффициент α зависит от формы АЧХ и полосы $\Pi_{эф}$ резонансного фильтра. Так, для контуров с прямоугольной и колоколообразной формами АЧХ соответственно имеем $\alpha_{пр} \approx 1,82\Pi_{эф}$ и $\alpha_{к} \approx 2,5\Pi_{эф}$, а средняя длительность шумовых выбросов на уровне U_{or} для указанных фильтров $T_{шв пр} \approx 1,45\sigma_{ш}/\Pi_{эф}U_{or}$; $T_{шв к} = \sigma_{ш}/\Pi_{эф}U_{or}$.

Для повышения качества приема сигналов на фоне флуктуационных помех используются согласованная фильтрация, интегральный прием, оптимальная обработка сигналов при байесовых правилах решения, помехоустойчивое кодирование, робастные алгоритмы и др.

8.5. МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫЕ ПОМЕХИ

Физические причины возникновения мультипликативных помех в радиоканалах. При анализе помехоустойчивости приема дискретных сообщений в большинстве случаев полагают, что какие-либо эффекты последствия отсутствуют и рассеяния переданных сигналов во времени, по частоте или пространству не происходит. Однако реальные радиоканалы, такие как ВЧ с ионосферным отражением, ОВЧ с ионосферным рассеянием, дальним тропосферным рассеянием, обладают памятью.

Неоднородности среды распространения, порождающие отражения радиоволн, наличие в тракте передачи энергоемких реактивных элементов вызывают отклонения от идеальной передаточной функции канала в занимаемой полосе частот и растягивание во времени (рассеяние) отклика канала на приемной стороне по сравнению с длительностью переданного сигнала. Полное описание временного рассеяния сигналов в линейном канале дает его импульсная характеристика $g(t, \xi)$, представляющая собой отклик канала на единичный импульс $\delta(t_1 - t + \xi)$, поданный в момент $t_1 = t - \xi$. Мерой временного рассеяния является длительность $g(t, \xi)$ по ξ . Отклонение $g(t, \xi)$ по форме от функции Дирака $\delta(\xi)$ приводит к наложению случайных откликов канала на отдельные

отсчеты сигнала, т.е. к внутрисигнальной интерференции (ВСИ) и, как следствие, к искажению формы принимаемых сигналов. Одновременно возникает межсимвольная интерференция (МСИ), вызывающая взаимные помехи между соседними элементами сигнала. Величина ВСИ зависит от ширины спектра сигнала F_c и длительности $T_{иx}$ импульсной характеристики канала; при $F_c T_{иx} \ll 0,5$ искажения формы сигнала незначительны (каналы с «гладкими» замираниями). Величина МСИ зависит от соотношения $T_{иx}$ и длительности элементарного сигнала T_c . При $T_{иx} \ll T_c$ наблюдаются только краевые искажения, которые можно устранить при приеме, исключая пораженные участки сигналов.

Физические факторы, вызывающие временное рассеяние сигналов, подвержены случайным изменениям. Поэтому форма $g(t, \xi,)$ зависит от времени t , а переданный сигнал в процессе прохождения по каналу претерпевает паразитное преобразование, подобное модуляции.

Если в системе связи применяется частотное разделение каналов, то рассеяние по частоте может вызвать перекрытие частотных спектров сигналов и, как следствие, взаимные помехи между каналами. Увеличению частотного рассеяния способствуют такие факторы, как доплеровский сдвиг частоты при относительном перемещении источника и приемника сигналов, а также нестабильность частоты генераторного оборудования каналообразующей аппаратуры.

Перегрузка тракта модуляции или выходного каскада РПДУ, а также нелинейные эффекты в УТ радиоприемника придают каналу нелинейность и приводят к дополнительным помехам приему сигналов. Наконец, диэлектрические неоднородности среды распространения искажают плоский фронт радиоволны, что проявляется в виде пространственного рассеяния. При этом в точке приема возникает сложная интерференционная картина замираний, когда напряженность поля зависит от несущей частоты сигнала, времени и вектора \mathbf{R} координат точки приема. В результате каждая из системных характеристик канала приобретает еще векторный аргумент \mathbf{R} . Перечисленные виды рассеяния образуют мультипликативные помехи, поскольку передаточная функция канала играет роль сомножителя при принимаемом сигнале. Кроме того, на принимаемый сигнал накладываются аддитивные помехи. Подчеркнем, что от мультипликативных помех нельзя избавиться наращиванием мощности передатчика и ошибки возможны даже при отсутствии аддитивных помех. Этот эффект характеризуется так называемой несократимой вероятностью ошибок.

Характеристика способов ослабления мультипликативных помех. Замирания сигналов в каналах с рассеянием представ-

ляют собой нестационарные случайные процессы. Однако для коротких временных интервалов приближенно их можно считать квазистационарными процессами с сохраняющимися от интервала к интервалу времени законами распределения, но с изменяющимися значениями числовых параметров. Замирания в пределах таких интервалов принято называть быстрыми, а изменения в их пределах средних по времени значений уровней сигналов – медленными. Быстрые замирания в зависимости от частотного диапазона канала, условий распространения радиоволны делятся от десятых долей секунды до 10 с и вызываются в основном случайными амплитудными и фазовыми соотношениями интерферирующих радиоволн при многолучевом распространении. Причинами медленных замираний являются поглощение и рассеяние энергии радиоволн в атмосфере.

Для борьбы с мультипликативными помехами используются различные способы, сложность и эффективность которых зависит от физической природы МСИ. Так, если рассеяние сигналов обусловлено только фазочастотными факторами, то применяется фазовая коррекция канала. Для ослабления искажений, вызванных пространственным рассеянием, эффективен прием сигналов на несколько пространственно разнесенных антенн. Амплитудно-частотные факторы нарушают ортогональность откликов канала, и при глубоких замираниях на отдельных частотах может быть утрачена различимость элементов сигнала. Такие селективные замирания характерны и для многолучевых радиоканалов. Разность хода сигналов в отдельных лучах вызывает фазовый сдвиг, зависящий от частоты. В результате на одних частотах возникает благоприятное, а на других – неблагоприятное соотношение фаз лучей, причем эта интерференционная картина случайным образом изменяется во времени.

Фактор многолучевости двояко влияет на помехоустойчивость приема сигналов. С одной стороны, интерференционные искажения снижают достоверность демодуляции сигналов, с другой – наличие нескольких разнесенных во времени сигналов, отбражующих одно и то же сообщение и замирающих независимо, несет в себе потенциальную возможность повышения помехоустойчивости. Поэтому разработки передающей и приемной аппаратуры для каналов с рассеянием были направлены как на преодоление вредных последствий многолучевости, так и на обращение ее в полезный фактор, повышающий помехоустойчивость по сравнению с однолучевыми каналами с замираниями. В основе их лежат методы пространственного, частотного или корреляционного разделения лучей.

Пространственное разделение лучей предполагает использование остронаправленных приемных антенн с автоматической перестройкой диаграммы направленности в вертикальной плоскости. Такие антенны сравнительно просты в конструктивной реализации только в диапазонах СВЧ и выше.

При частотном разделении лучей используют передачу элементов сигнала, следующих друг за другом, на различных смежных частотах, что позволяет разделить мешающие отклики канала с помощью резонансных фильтров. Такой принцип требует большого расхода частотного ресурса, что затрудняет цикловую синхронизацию генераторов и приемных фильтров и ухудшает ЭМС радиолиний.

Корреляционное разделение лучей предполагает использование широкополосных сигналов с базой $B_c = 2\Pi_c T_c \gg 1$ в качестве переносчика сообщений. Сигналы с разностью хода лучей Δt при $\Pi_c \Delta t \gg 1$ оказываются практически ортогональными на интервале длительности единичного элемента T_c . В радиоприемнике реализуются разделение этих ортогональных образцов сигнала, совмещение их во времени, взвешенное когерентное сложение и некогерентное детектирование. Такая обработка дает заметный выигрыш в помехоустойчивости в каналах с замираниями. Здесь сказывается эффект накопления сигналов отдельных лучей, содержащих значительную регулярную компоненту, и меньшая глубина замираний в одном луче на фиксированной частоте по сравнению с замираниями суммарного сигнала всех лучей. Однако повышение помехоустойчивости широкополосных систем с корреляционным разделением лучей достигается ценой снижения удельной скорости передачи. Проблема заключается в способе организации операции «модуляция–демодуляция» сигнала, инвариантного к многолучевости. Системы передачи, в которых решается эта задача, можно разделить на три группы:

с инвариантными характеристиками, сохраняющими устойчивость показателей качества в некотором диапазоне мгновенных значений параметров канала. Это достигается выбором структуры сигнала и вида модуляции, слабо подверженных искажениям рассеяния (составные широкополосные сигналы);

с адаптивной коррекцией канала или сигнала. Этой цели служат приемный оценщик системной характеристики канала, корректор формы импульсной характеристики или передаточной функции канала, оценщик информативного параметра сигнала;

с оценкой текущего состояния канала и оптимальной демодуляцией сигнала. Здесь перспективны процедуры приема сигнала «в целом» с последовательным принятием решения [11].

Пространственно разнесенный прием сигналов. При разнесенном приеме сигналов можно использовать их угловое, временное, частотное и пространственное разнесение. В основе этих способов лежит идея ослабления статистической взаимосвязи сигналов при их разнесении, т.е. уменьшения коэффициента корреляции замираний при увеличении параметра разнесения ξ_p . В зависимости от вида разнесения параметр ξ_p обычно нормируют в долях диаграммы направленности приемной антенны, разнесения несущих частот сигналов, разнесения временных интервалов передачи одноименных реализаций сигналов, пространственного разнесения приемных антенн. Последний способ получил наибольшее распространение; при этом антенны обычно располагают поперек трассы связи в горизонтальной плоскости, что сокращает размеры антенного поля, на расстоянии $\xi_p \approx (10 \dots 50) \lambda$ друг от друга.

Энергетическую эффективность различных способов разнесения удобно оценивать относительно одиночного приема по отношению сигнал/помеха $h_{c,q}^2 = h_{c1}^2/q^\alpha$, требуемому для обеспечения заданной вероятности ошибки, где q – кратность разнесения (число приемных антенн при пространственно разнесенном приеме); α – коэффициент снижения мощности сигнала при разнесении. При угловом и пространственном разнесении $\alpha = 0$, при временном $\alpha = 1$, при частотном с общим радиопередатчиком $1 < \alpha \leq 2$.

При пространственном разнесении наиболее часто применяются сдвоенный ($q = 2$) и строенный ($q = 3$) приемы. При этом из сигналов параллельных каналов формируется результирующий сигнал

$$u_{c,p}(t) = \sum_{i=1}^q \beta_i [\mu_i(t) x(t) + n(t)],$$

где $x(t)$ – переданная реализация сигнала; $\mu_i(t)$ – коэффициент передачи i -го параллельного канала; β_i – коэффициент, зависящий от алгоритма формирования результирующего сигнала; $n(t)$ – аддитивная помеха. При экстремальном алгоритме $\beta_i = 1$ для $i = j$ и $\beta_i = 0$ для $i \neq j$, где индекс j соответствует каналу с наибольшим превышением сигнала $h_{c,j}^2 = h_{c,max}^2$, а сигналы остальных каналов не учитываются при обработке. При пороговом алгоритме коэффициенты β_i по-прежнему определяются теми же условиями, но индекс j соответствует любому каналу, для которого в данный момент $h_{c,j}^2 \geq h_{c,доп2}^2$ и этот канал используется до тех пор, пока превышение сигнала $h_{c,j}^2$ не упадет ниже допустимого $h_{c,доп}^2$.

Использование информации только одного параллельного канала и отбрасывание остальных, среди которых могут быть каналы удовлетворительного качества, является существенным недостатком

ком обоих алгоритмов. При линейном сложении все $\beta_i = 1$ ($i = \overline{1, q}$), т.е. все параллельные каналы, в том числе и с низким качеством, на одинаковых правах участвуют в формировании выходного сигнала. При взвешенном сложении значения β_i выбираются в зависимости от качества канала. Поэтому такой алгоритм наиболее рациональный; при этом независимо от способа приема в параллельных каналах (когерентный, некогерентный) взвешенные сигналы складываются синхронно и синфазно.

Разнесенный прием сигналов повышает помехоустойчивость связи в каналах с замираниями. Вероятности искажения ортогональных двоичных сигналов для некогерентного одиночного и сдвоенного приемов при замираниях по закону Накагами описываются выражениями $p_{01} = (2m)^m / 2(2m + h_c^2)^m$; $p_{02} = (2m)^m [4m + (2 + m)h_c^2] / 4(2m + h_c^2)^{2m+1}$. Анализ характеристик помехоустойчивости $p_{01}(m, h_c^2)$ и $p_{02}(m, h_c^2)$ свидетельствует об эффективности сдвоенного приема, которая резко повышается с увеличением параметра m , а энергетический выигрыш растет с увеличением заданного значения p_0 и уменьшением m .

При технической реализации алгоритма взвешенного сложения центральной задачей является вычисление весовых коэффициентов β_i параллельных каналов. Существуют двухэтапные процедуры вычисления β_i , когда по некоторому одиночному параметру сигнала (отношение сигнал/помеха, величина краевых искажений посылок и др.) оценивается качество канала, а затем с помощью дополнительных алгоритмов по этой оценке определяется значение β_i . Такая процедура усложняет аппаратуру, ухудшает ее массогабаритные показатели, что особенно существенно для корреспондентской аппаратуры подвижных радиослужб. Более перспективна одноэтапная процедура, основанная на функциональном преобразовании параметров сигналов параллельных каналов и использовании его для технического синтеза вычислителя коэффициентов β_i .

Пусть в каждом i -м параллельном канале имеется оценитель информативного параметра λ_i сигнала и известна плотность распределения вероятностей $W_i(\lambda_i, h_c^2)$ на его выходе, где h_c^2 — отношение сигнал/помеха. Вид $W_i(\cdot)$ может быть найден теоретически или экспериментально для конкретных параметров и должен отражать изменения величины h_c^2 . Для синтеза вычислителя весовых коэффициентов должны быть установлены однозначные зависимости $\beta_i(h_c^2)$. Выходной сигнал $S_i(t)$ оценителя параметров подвергнем функциональному преобразованию Ψ . Тогда сигнал на выходе преобразователя $x_i = \Psi(S_i)$ имеет плотность распределения $W_i(x_i, h_c^2)$ и определяется на некотором интервале $[a_i, b_i]$ при задан-

ной доверительной вероятности. При этом выражение для отыскания β_i , принимает вид интегрального уравнения Фредгольма первого рода:

$$\int_{a_i}^{b_i} \Psi(S_i) W_i(S_i, h_{ci}^2) dS_i = \beta_i(h_{ci}^2),$$

ядром которого является $W_i(\cdot)$. Анализ показывает, что в качестве $W_i(\cdot)$ целесообразно использовать совместную плотность распределения пар параметров сигнальных посылок (например, амплитуды и фазы и др.). Вычисленные таким способом коэффициенты β_i обеспечивают выигрыш в помехоустойчивости по сравнению с линейным сложением параллельных каналов не менее 3 дБ. Вычислитель может быть реализован на базе микроЭВМ.

Более подробно вопросы разнесенного приема рассматриваются в гл. 9.

8.6. РАСШИРЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

Интегральной характеристикой радиоприемника, связывающей его чувствительность и избирательность с нелинейными свойствами ТВЧ, является динамический диапазон. Это – системная характеристика, поскольку она в значительной мере определяет такие показатели радиолиний, как качество принимаемых сообщений, пропускная способность, ЭМС и др.

Верхний уровень рабочих сигналов, принимаемых с допустимыми искажениями, ограничен нелинейными эффектами, возникающими в УРЧ, УПЧ, ПЧ из-за нелинейности ВАХ электронных приборов и перегрузки их помехами, а нижний уровень – собственными шумами. Область, лежащая между этими уровнями, и определяет ДД радиоприемника.

Амплитудная характеристика реального ТВЧ отличается от идеальной (линейной). Влияние таких отклонений при приеме ЧМ сигналов проявляется слабее, чем при АМ сигналах. Идеальный ТВЧ обладает избирательностью, равной избирательности оптимального фильтра [12]. Реальный ТВЧ даже при использовании согласованных фильтров ухудшает отношение сигнал/помеха на выходе из-за нелинейного взаимодействия сигналов и помех в функциональных элементах тракта. Степень приближения избирательности реального ТВЧ к идеальному можно характеризовать коэффициентом ухудшения избирательности $\gamma_{изб} = (h_{ci}^2 / h_{cp}^2)_{вых}$, где индексы «и» и «р» соответствуют идеальному и реальному трактам. Для характеристики избирательных свойств ТВЧ коэффициент $\gamma_{изб}$ имеет тот же смысл, что и коэффициент шума при оценке

чувствительности; целью оптимизации тракта является минимизация этого коэффициента. По своей содержательности коэффициент $\gamma_{изб}$ векторный и зависит как от внутренних факторов (параметры элементов, узлов, каскадов), так и от внешних (характер помех и их соотношения). Однако многие из этих частных показателей противоречивы и установить для них весовые коэффициенты трудно, поэтому коэффициент $\gamma_{изб}$ рассматривается как скалярный.

Обработку сигналов и помех можно выполнять с помощью ЦФ. Такие фильтры работают при большом уровне сигналов и требуют предварительного усиления. При этом для защиты УП от перегрузки помехами необходима фильтрация сигнала линейными цепями, нечувствительными к перегрузкам. При фильтрации сигналов сложной формы существенное значение приобретает переходная характеристика цепи. В этих условиях фильтры, выполненные на основе равноволновой аппроксимации коэффициентов передачи, обеспечивают внутри полосы Π_n близкую к прямоугольной АЧХ с плавным спадом за ее пределами, крутизна АЧХ в области внеполосных излучений определяется избирательностью по соседнему каналу приема и нормируется. Такие фильтры предпочтительнее фильтров с чебышевской АЧХ, поскольку используют меньшее число звеньев.

При оценке восприимчивости РПРУ важное значение имеет ухудшение частотной избирательности при действии ЭМП высокого уровня из-за нелинейности процесса их взаимодействия с рабочими сигналами. Эти процессы сопровождаются нелинейными эффектами в виде блокирования сигналов, перекрестной модуляции и интермодуляции помех. Причиной возникновения искажений сигнала является нелинейная зависимость входного $i_1 = f(u_1, u_2)$ и выходного $i_2 = f(u_1, u_2)$ токов УП от входного u_1 и выходного u_2 напряжений каскадов. Напряжение u_2 отражает изменения, вызываемые нелинейными процессами в каскаде. Это позволяет оценить нелинейность АХ тракта коэффициентом нелинейности $K_{н\text{тр}} = (\Delta U_{сн} / U_{сл})_{\text{вых}}$, где $\Delta U_{сн}$ — изменение напряжения сигнала на выходе реального тракта под действием помех; $U_{сл}$ — напряжение сигнала на выходе линейного тракта в отсутствие помех. Определив величины $\Delta U_{сн}$ с учетом избирательности каскадов, можно оценить соответствующие коэффициенты нелинейности всего тракта.

Амплитуда сигнала на выходе i -го усилительного каскада тракта с учетом его нелинейности $U_{с\text{м}\text{вх}i}^{(н)} = K_{0i}(1 + K_{ни})U_{с\text{м}\text{вх}i}$, где K_{0i} — коэффициент усиления i -го каскада в линейном режиме; $K_{ни}$ — коэффициент нелинейности каскада. Тогда выходное напряжение n -каскадного тракта в линейном и нелинейном режимах соответственно

$$U_{c\ m\ \text{тр}}^{(n)} = U_{c\ m\ \text{вх}} K_{0\text{ВЦ}} \prod_{i=1}^n K_{0i}; \quad U_{c\ m\ \text{тр}}^{(n)} = U_{c\ m\ \text{вх}} K_{0\text{ВЦ}} \prod_{i=1}^n K_{0i} (1 + K_{ni}),$$

где $U_{c\ m\ \text{вх}}$ – амплитуда сигнала на входе преселектора; $K_{0\text{ВЦ}}$ – коэффициент передачи ВЦ. Коэффициент нелинейности АХ тракта

$$K_{n\ \text{тр}} = \prod_{i=1}^n (1 + K_{ni}) - 1.$$

При малой нелинейности каждого каскада ($K_{ni} \ll 1$) это выражение упрощается:

$$K_{n\ \text{тр}} \approx \sum_{i=1}^n K_{ni}. \quad (8.5)$$

Нелинейные свойства УП однозначно определяются функциями $i_1 = f(u_1, u_2)$ и $i_2 = f(u_1, u_2)$. Поэтому для установления взаимосвязи между амплитудами первых гармоник токов I_{m1} и I_{m2} они могут быть представлены рядами Тейлора для функций двух переменных. Соответствующие выражения содержат значения крутизны ВАХ электронного прибора в рабочей точке Y_{21} ее производных $Y'_{21}, Y''_{21}, Y'''_{21}$, а отношения их $Y'_{21}/Y_{21}, Y''_{21}/Y_{21}, Y'''_{21}/Y_{21}$ представляют собой параметры нелинейности этих приборов. Можно показать, что коэффициент $K_{ni} = \epsilon_{ni} U_{c\ m\ \text{вх}i}^2$, где ϵ_{ni} учитывает параметры нелинейности УП. Так, для сигналов малого уровня усилительных каскадов на БТ $\epsilon_{ni} = -a^2/8$, где $a \approx 30$ 1/В; для ПТ $\epsilon_{ni} = -(Y'_{21}/Y_{21})^2/4$.

Амплитуда сигнала на входе i -го усилительного каскада тракта

$$U_{c\ m\ \text{вх}i} = U_{c\ m\ \text{вх}} \prod_{i=1}^{n-1} K_{0i}.$$

Поэтому при однотипных каскадах ($K_{0i} = K_0$; $\epsilon_{ni} = \epsilon_n$) коэффициент нелинейности тракта $K_{n\ \text{тр}} \approx \epsilon_n U_{c\ m\ \text{вх}}^2 K_0^{2(n-1)} = \epsilon_n U_{c\ m\ \text{вх}n}^2$. Это означает, что нелинейность тракта при однотипных каскадах усиления определяется перегрузкой последнего каскада (входное напряжение $U_{c\ m\ \text{вх}n} = U_{c\ m\ \text{вх}} K_0^{n-1}$).

Параметры радиоприемника по блокированию сигналов. Эффект блокирования проявляется в изменении уровня сигнала (отношения сигнал/помеха) на выходе РПрУ при действии на его входе помехи, несущая частота которой отличается от частот настройки и побочных каналов приема. Частота $f_{\text{бл}}$ блокирующей помехи лежит вне полосы пропускания фильтра основной избирательности, но может находиться в пределах полосы пропускания преселектора, быть равной частоте соседнего канала: $f_{\text{бл}} = f_{c\ \text{к}}$ или не совпадать с ней: $f_{c\ \text{кн}} > f_{\text{бл}} > f_{c\ \text{кв}}$, где индексы «н» и «в» относятся к нижнему и верхнему соседним каналам. Полоса частот, в кото-

рой проявляется эффект блокирования, называется полосой блокирования, и ее ширина зависит от уровня помехи и восприимчивости РПРУ [6]. Параметрами радиоприемника по блокированию является коэффициент блокирования $K_{бл}$, ДД по блокированию $D_{бл}$ и уровень восприимчивости по блокированию $\Psi_{в\ бл}$.

Коэффициент блокирования представляет собой отношение разности напряжения сигнала на выходе радиоприемника $\Delta U_{с\ п} = U_{с\ о} - U_{с\ п}$ отсутствии ($U_{с\ о}$) и наличии ($U_{с\ п}$) помехи на его входе к напряжению выходного сигнала в отсутствие помех: $K_{бл} = (\Delta U_{с\ п} / U_{с\ о})_{в\ых}$.

Коэффициент $K_{бл}$ ТВЧ определяется параметрами ВЦ, УРЧ, ПЧ, УПЧ и связан с коэффициентами шума \mathcal{M}_i , усиления по мощности K_{P_i} и блокирования $K_{бл\ i}$ этих каскадов [3]:

$$K_{бл\ тр} = 1/(\beta_{ш0} + \beta_{ш1}/K_{бл1} + \beta_{ш2}/K_{бл1}K_{бл2} + \beta_{ш3}/K_{бл1}K_{бл2}K_{бл3}), \quad (8.6)$$

где $\beta_{ш0} = \mathcal{M}_1/\mathcal{M}$; $\beta_{ш1} = (\mathcal{M}_2 - 1)/\mathcal{M}K_{P1\ ном}$; $\beta_{ш2} = (\mathcal{M}_3 - 1)/\mathcal{M}K_{P1\ ном}K_{P2\ ном}$; $\beta_{ш3} = (\mathcal{M}_4 - 1)/\mathcal{M}K_{P1\ ном}K_{P2\ ном}K_{P3\ ном}$ – параметры, характеризующие относительный вклад каждого каскада в общий коэффициент шума (1.7). Следовательно, при большом коэффициенте $K_{P2\ ном}$ УРЧ не только снижается доля шумов, вносимых последующими каскадами тракта в общий коэффициент шума \mathcal{M} , но и ослабляется эффект блокирования сигналов в этих каскадах. Обычно выбирается $K_{P2\ ном} = 10...30$ дБ; при этом $\beta_{ш2} \ll \beta_{ш1}$, $\beta_{ш3} \ll \beta_{ш1}$ и при малом $\beta_{ш0}$ величина $K_{бл\ тр}$ определяется значением $K_{бл1}$ (УРЧ).

Оценим влияние избирательности элементов ТВЧ на коэффициент $K_{бл\ тр}$. Амплитуда сигнала на выходе i -го каскада при наличии гармонической помехи $U_{с\ м\ в\ых\ i} = K_{0\ i} U_{с\ м\ в\х\ i} (1 + K_{бл\ i})$, где $K_{0\ i}$ – коэффициент усиления каскада по напряжению; $K_{бл\ i}$ – коэффициент блокирования каскада, определяемый амплитудой помехи $U_{п\ м\ в\х\ i}$ на его входе. Без учета детектирования помехи коэффициент $K_{бл\ i} = \varepsilon_{н\ i} U_{п\ м\ в\х\ i}^2$. Помеха расстроена относительно резонансной частоты контуров тракта, поэтому амплитуда помехи на выходе i -го каскада

$$U_{п\ м\ в\ых\ i} = U_{п\ м\ в\х} \prod_{j=1}^i K_{0\ j} \gamma_j(\Delta f),$$

где $\gamma_j(\Delta f)$ – ордината характеристики относительного коэффициента усиления j -го каскада при расстройке помехи $\Delta f = |f_c - f_n|$. Так как амплитуда сигнала на выходе тракта

$$U_{с\ м\ тр} = U_{с\ м\ в\х} K_{0\ ВЦ} \prod_{i=1}^n K_{0\ i} (1 + K_{бл\ i}),$$

то на основании (8.5) коэффициент

$$K_{\text{бл тр}} = \prod_{i=1}^n [1 + \varepsilon_{ni} U_{nm \text{ вх}}^2 \prod_{j=1}^i K_{0j}^2 \gamma_j^2(\Delta f)] - 1.$$

При достаточно малой нелинейности электронных приборов коэффициент

$$K_{\text{бл тр}} \approx \sum_{i=1}^n K_{\text{бл}i} = U_{nm \text{ вх}}^2 K_{\text{н ВЦ}} (\varepsilon_{n1} + \varepsilon_{n2} K_{n1}^2 + \varepsilon_{n3} K_{n1}^2 K_{n2}^2 + \dots),$$

где $K_{ni} = K_{0j} \gamma_j(\Delta f)$ – коэффициент усиления помехи с учетом избирательности. При одинаковой нелинейности каскадов ($\varepsilon_{ni} = \varepsilon_n$) и одинаковых коэффициентах $K_{ni} = K_n$ получим $K_{\text{бл тр}} = \varepsilon_n U_{nm \text{ вх}} \times K_{\text{н ВЦ}}^2 \gamma_n^2 (K_n^{2n} - 1) / (K_n^2 - 1)$. Это выражение позволяет оценить влияние избирательных цепей тракта относительно помехи на блокирование сигналов. В случае плохой частотной избирательности каскадов, когда $K_n = K_0 \gamma_n \gg 1$, с учетом того, что $K_{\text{н ВЦ}} \gamma_n = K_{\text{н ВЦ}} = K_n$, найдем $K_{\text{бл тр}} = \varepsilon_n U_{nm \text{ вх}}^2 K_n^2 = \varepsilon_n U_{nm \text{ вх}}^2$. Это означает, что эффект блокирования определяется коэффициентом блокирования последнего каскада тракта.

При высокой избирательности каскадов, когда $K_n = K_0 \gamma_n \ll 1$, имеем $K_{\text{бл тр}} = \varepsilon_n U_{nm \text{ вх}} K_{\text{н ВЦ}}^2 \gamma_n^2 = \varepsilon_n U_{nm1}^2$, т.е. коэффициент блокирования тракта равен коэффициенту блокирования первого каскада УРЧ. Поэтому элементы ТВЧ следует проектировать так, чтобы коэффициент усиления на частоте помехи $K_n \ll 1$. Если задать $K_n \leq 0,1$, то коэффициент усиления любого каскада на частоте сигнала должен удовлетворять неравенству $K_0 \leq 10 \gamma_n$. Поскольку технические возможности повышения добротности избирательных цепей не позволяют сколь угодно уменьшать относительный коэффициент передачи помех, реальный коэффициент усиления по сигналу K_0 не следует делать слишком большим.

До сих пор использовалась упрощенная модель усилительных каскадов, не учитывающая детектирования помехи. С учетом этого эффекта, когда на входе УРЧ действует помеха $U_{nm} \gg U_{cm}$, амплитуда напряжения на выходе каскада

$$U_{m \text{ вх}} \approx U_{cm \text{ вх}} \left(1 + \frac{Y'_{21}}{Y_{21}} u_{нд} + \frac{1}{4} \frac{Y''_{21}}{Y_{21}} U_{nm}^2 + \frac{1}{4} \frac{Y'''_{21}}{Y_{21}} U_{nm} u_{нд} \right),$$

где $u_{нд} = -(Y'_{21}/4Y_{21})U_{nm}^2$ – детектированное напряжение помехи. При этом коэффициент блокирования резонансного каскада УРЧ

$$K_{\text{бл}} = \frac{1}{4} \left[\frac{Y''_{21}}{Y_{21}} - \left(\frac{Y'_{21}}{Y_{21}} \right)^2 \right] U_{nm}^2 - \frac{1}{16} \frac{Y'_{21} Y'''_{21}}{Y_{21}^2} U_{nm}^4.$$

Нормативное значение $K_{\text{бл}} = 0,3 \dots 0,5$ может быть достигнуто при использовании УП с малыми значениями параметров нелинейности, снижении эффекта детектирования помехи за счет выбора схемы питания УП (если напряжение на его электродах не зависит от потребляемого тока, то $u_{\text{нд}} = 0$) и снижении амплитуды помехи на входе УП путем повышения избирательности цепи на частоте сигнала.

Динамический диапазон по блокированию определяется как отношение амплитуды помехи при заданной расстройке ее относительно средней частоты основного канала к амплитуде полезного сигнала, соответствующей чувствительности радиоприемника, ограниченной шумами, и определяется выражением [3]

$$D_{\text{бл}} \leq \frac{1}{\varepsilon_{\text{н}} K_{\text{н}} U_{\text{см}}^2} \left(1 - \frac{\beta_{\text{ш1}} K_{\text{бл}}}{1 - \beta_{\text{ш0}} K_{\text{бл}}} \right) - \frac{1}{h_c^2},$$

где $K_{\text{бл}}$ – допустимый коэффициент блокирования УРЧ при отношении сигнал/шум на входе приемника $h_c^2 = U_{\text{см}}^2 / \sigma_{\text{ш}}^2$; остальные обозначения соответствуют (8.6). Отсюда следует, что при $K_{\text{бл}} = \text{const}$ повышение $U_{\text{см}}$ приводит к уменьшению $D_{\text{бл}}$; требуемое снижение $U_{\text{см}}$ может быть достигнуто с помощью входного аттенуатора.

Восприимчивость радиоприемника к блокированию определяется минимальным уровнем помехи на входе, при котором коэффициент блокирования равен заданному значению $K_{\text{блз}}$ [3]:

$$\Psi_{\text{бл}} = U_{\text{нм мин}} \leq \frac{1}{\varepsilon_{\text{н}} K_{\text{н}}} \left(1 - \frac{\beta_{\text{ш1}} K_{\text{блз}}}{1 - \beta_{\text{ш0}} K_{\text{блз}}} \right) - \sigma_{\text{ш вх}}^2.$$

Параметры перекрестной модуляции сигналов. Перекрестная модуляция проявляется в виде изменения спектральной структуры сигнала на выходе РПрУ при одновременном действии на его входе полезного сигнала и модулированной помехи, несущая частота которой не совпадает с частотой основного и побочного каналов. Перекрестные искажения возникают в УРЧ и ПЧ из-за нелинейности ВАХ электронных приборов. Помеха вызывает модуляцию на частоте сигнала, и в его спектре появляются составляющие с частотами помехи. При изменении модуля или аргумента коэффициента усиления по закону модуляции помехи возникает амплитудная или угловая перекрестная модуляция. Интенсивность ее зависит от тех же факторов, что и при блокировании сигналов – дифференциальных параметров нелинейности электронных приборов, режима цепей детектирования помехи, уровней сигнала и помехи. Параметрами этого эффекта являются коэффициент пере-

крестной модуляции $K_{пм}$ (коэффициент переноса модуляции помехи), динамический диапазон $D_{пм}$ и восприимчивость $\Psi_{пм}$ по перекрестной модуляции.

При малом уровне рабочего сигнала с частотой модуляции Ω_c и коэффициентом модуляции m_c и интенсивной гармонической помехе с параметрами Ω_n и m_n изменение амплитуды сигнала на выходе тракта, вызванное помехой,

$$\Delta U_{c m \text{ тр}} = U_{c m \text{ тр}}^{(n)} K_{\text{бл тр}} = U_{c m \text{ тр}}^{(n)} \left[\prod_{i=1}^n (1 + K_{\text{бл}i}) - 1 \right].$$

Здесь $U_{c m \text{ тр}}^{(n)}$ – амплитуда сигнала на выходе линейного тракта. Коэффициент блокирования i -го каскада

$$K_{\text{бл}i} = \varepsilon_{ni} U_{пм}^2 \left[1 + 2m_n \sin \Omega_n t + \frac{m_n^2}{2} (1 - \cos 2\Omega_n t) \right] K_{пвц}^2 \prod_{j=1}^i K_{0j}^2 \gamma_j(\Delta f),$$

где $K_{пвц}$ – коэффициент передачи ВЦ РПрУ на частоте помехи. При $K_{\text{бл}i} < 1$

$$\Delta U_{c m \text{ тр}} \approx U_{c m \text{ тр}}^{(n)} \sum_{i=1}^n K_{\text{бл}i}.$$

При перекрестной модуляции в спектре выходного сигнала присутствуют составляющие с частотами Ω_c , Ω_n , $\Omega_c \pm \Omega_n$, $\Omega_c \pm 2\Omega_n$. Однако при $m_n \leq 0,3$ амплитуда второй гармоники частоты Ω_n в огибающей выходного колебания $U_{c m 2\Omega_n} \leq 0,07 U_{c m \Omega_n}$. Поэтому достаточно учитывать только первую гармонику помехи. Отношение составляющих огибающей $U_{пм \Omega_n} / U_{c m \Omega_c}$ определяет коэффициент перекрестной модуляции:

$$K_{пм} = 2 \frac{m_n}{m_c} \left[U_{пм}^2 K_{пвц}^2 \sum_{i=1}^n \varepsilon_{ni} \prod_{j=1}^i K_{0j}^2 \gamma_j^2(\Delta f) \right].$$

При $m_c = m_n$ коэффициент $K_{пм} = 2K_{\text{бл}}$.

Динамический диапазон $D_{пм}$ определяется отношением величины частотной избирательности по перекрестным искажениям при заданной расстройке помехи относительно средней частоты основного канала к чувствительности радиоприемника [3]. Такая характеристика снимается двухсигнальным методом [6]. Восприимчивость $\Psi_{пм}$ определяется по характеристике частотной избирательности при заданном коэффициенте $K_{пм}$.

Уменьшение перекрестных искажений достигается теми же способами, что и снижение блокирования сигнала, поэтому обыч-

но их не нормируют; исключение составляют вещательные радиоприемники, для которых нормируется напряженность поля перекрестных помех.

Параметры взаимной модуляции помех (интермодуляции). При одновременном действии на входе РПрУ нескольких модулированных помех, несущие частоты которых не совпадают с частотами основного и побочных каналов, в каскадах ТРЧ, содержащих нелинейные приборы, возникают комбинационные продукты вида $f_k = p_1 f_{n1} \pm \dots \pm p_m f_{nm}$. При $f_k = f_0 \pm \Pi/2$, где Π – полоса пропускания основного канала, они проходят на выход радиоприемника, вызывая искажения сигналов. Наиболее опасны продукты малого порядка $r \leq 3$ и среди них – вида $f_{n1} \pm f_{n2} = f_{np}$, $2f_{n1} - f_{n2} = f_0$, $2f_{n2} - f_{n1} = f_0$. Объясняется это тем, что в электронных приборах с плавной во времени нелинейностью интенсивность гармонических составляющих убывает по закону $1/n^\alpha$, где n – номер гармоники, $\alpha > 2$ – коэффициент. Параметрами этого нелинейного эффекта являются коэффициент взаимной модуляции $K_{вз}$, ДД $D_{вз}$ и восприимчивость $\Psi_{вз}$. Коэффициент $K_{вз}$ представляет собой отношение уровня помех, возникающих в результате интермодуляции, к уровню сигнала, соответствующего чувствительности радиоприемника, определяемое на его выходе. Для одиночного каскада УРЧ коэффициент $K_{вз}$ определяется амплитудами взаимодействующих помех и дифференциальными параметрами нелинейности электронного прибора. Для взаимной модуляции помех второго и третьего порядков коэффициенты [3]

$$K_{вз i}^{(2)} = \frac{Y'_{21}}{2Y_{21}} \frac{U_{nm1} U_{nm2}}{U_{cm}}; \quad K_{вз i}^{(3)} = \frac{Y''_{21}}{8Y_{21}} \frac{U_{nm1}^2 U_{nm2}}{U_{cm}}$$

Коэффициент взаимной модуляции тракта с учетом избирательности резонансных цепей каскадов [12]

$$K_{вз тр} = \frac{1}{8} \left\{ \sum_{i=1}^n \varepsilon_{ni} \left(\frac{U_{nm1} U_{nm2}}{U_{cm}} \right)^2 \left[\prod_{j=1}^{i-1} K_{0j}^2 \gamma_j^2(\Delta f_{n1}) \gamma_j(\Delta f_{n2}) \right] \right\}^{1/2}. \quad (8.7)$$

Для конкретных случаев технической реализации тракта это расчетное выражение может быть упрощено. Если избирательные цепи каскадов УРЧ не ослабляют помех, создающих интермодуляцию, т.е. $\gamma_j(\Delta f_{n1}) = \gamma_j(\Delta f_{n2}) = 1$, а УП имеют одинаковые параметры нелинейности: $\varepsilon_{ni} = \varepsilon_n$, то для интермодуляции третьего порядка коэффициент

$$K_{\text{вз тр}}^{(3)} = \varepsilon_n \frac{U_{\text{п м 1}}^2 U_{\text{п м 2}}}{8U_{\text{с м}}} \left[\sum_{i=1}^n \left(\prod_{j=1}^{i-1} K_{0j}^2 \right)^2 \right]^{1/2}.$$

При равенстве коэффициентов усиления каскадов УРЧ ($K_{0j} = K_0$)

$$K_{\text{вз тр}}^{(3)} = \varepsilon_n \frac{U_{\text{п м 1}}^2 U_{\text{п м 2}}}{8U_{\text{с м}}} \sqrt{(K_0^{4n} - 1)/(K_0^4 - 1)}, \quad (8.8)$$

и при $K_0 \gg n$ коэффициент $K_{\text{вз тр}}^{(3)} = \varepsilon_n U_{\text{п м 1}}^2 U_{\text{п м 2}} K_0^{2(n-1)}/8U_{\text{с м}}$. Следовательно, для такого режима работы коэффициент $K_{\text{вз тр}}^{(3)}$ возрастает с числом каскадов n по степенному закону. При $K_0 \approx 1$ из (8.8) после раскрытия неопределенности находим $K_{\text{вз тр}}^{(3)} = \sqrt{n} \varepsilon_n U_{\text{п м 1}}^2 U_{\text{п м 2}} / 8U_{\text{с м}} = \sqrt{n} K_{\text{вз 1}}^{(3)}$, где $K_{\text{вз 1}}^{(3)}$ – коэффициент взаимной модуляции первого усилительного каскада тракта.

Из (8.7) вытекает, что необходимо повышать частотную избирательность тракта относительно помех, поскольку при этом величина $K_{\text{вз тр}}^{(3)}$ приближается к значению $K_{\text{вз 1}}^{(3)}$. Действительно, если предположить, что все каскады тракта имеют одинаковую избирательность по помехам, т.е. $\gamma_i(\Delta f_{\text{п 1}}) = a_1$, $\gamma_i(\Delta f_{\text{п 2}}) = a_2$, то $K_{\text{вз тр}}^{(3)} = K_{\text{вз тр}}^{(3)} [(K_0^2 a_1^2 a_2)^{2n} - 1] / [(K_0^2 a_1^2 a_2)^2 - 1]$ и при $K_0^2 a_1^2 a_2 \leq 0,4$ с погрешностью до 10 % получим $K_{\text{вз тр}}^{(3)} = K_{\text{вз 1}}^{(3)}$. Последнее условие определяет допустимое значение коэффициента усиления каждого каскада УРЧ $K_{0\text{д}} \leq 0,63/\gamma(\Delta f_{\text{п 1}}) \sqrt{\gamma(\Delta f_{\text{п 2}})}$, минимизирующую коэффициент $K_{\text{вз тр}}^{(3)}$.

Значение $D_{\text{вз}}$ определяется отношением частотной избирательности по интермодуляции при заданной расстройке помех относительно основного канала приема (заданном коэффициенте $K_{\text{вз}}$) к чувствительности радиоприемника [3]. Для интермодуляции второго и третьего порядков значение ДД, являющееся мерой линейности радиоприемника, в пределах которой интермодуляцией можно пренебречь, составляет

$$D_{\text{вз}}^{(2)} \leq 4 \sqrt{h_c^2 \frac{Y_{21}}{Y'_{21}} K_0(f_{\text{п 1}}) K_0(f_{\text{п 2}}) U_{\text{с 0}}};$$

$$D_{\text{вз}}^{(3)} \leq 3 \sqrt{32 h_c^2 \frac{Y_{21}}{Y''_{21}} K_0(f_{\text{п 1}}) K_0(f_{\text{п 2}}) U_{\text{с 0}}^2},$$

где $h_c^2 = U_{\text{с м}}^2 / \sigma_{\text{ш}}^2$ – отношение сигнал/шум на входе радиоприемника; $U_{\text{с 0}}$ – уровень полезного сигнала, соответствующий чувствительности РПУ.

Значение $\Psi_{вз}$ определяется по характеристике частотной избирательности трехсигнальным методом при заданных расстройках помех относительно центральной частоты основного канала и коэффициента $K_{вз}$:

$$\Psi_{вз}^{(2)} \leq 4 \sqrt{h_c^2 \frac{Y_{21}}{Y'_{21}} U_{c0} K_0(f_{п1}) K_0(f_{п2})};$$

$$\Psi_{вз}^{(3)} \leq 3 \sqrt{32 h_c^2 \frac{Y_{21}}{Y''_{21}} U_{c0} K_0^2(f_{п1}) K_0(f_{п2})}.$$

Способы расширения динамического диапазона радиоприемников. Если в нормальных условиях эксплуатации диапазон относительного изменения помех и сигналов составляет 60...80 дБ, то при экстремальной ЭМО он может достигать 140...160 дБ. Поэтому одной из тенденций совершенствования РПрУ является расширение их ДД на основе структурной и параметрической оптимизации ТВЧ. Так, реализуемые значения ДД преобразователей частоты составляют: для диодных двухбалансных $D_{бл} \approx 125$ дБмкВ и $D_{вз}^{(3)} \approx 120$ дБмкВ; для транзисторных балансных $D_{бл} \approx 82$ дБмкВ и $D_{вз}^{(3)} \approx 78$ дБмкВ. Эти показатели во многих случаях недостаточны, например в сетях телефонной связи подвижной службы больших городов с высоким уровнем ИРП, на совмещенных радиоприемах и др.

Все методы расширения ДД можно разделить на две группы: компенсационные и инвариантные. В основе методов первой группы лежат применение в ПЧ специальных компенсационных схем, последовательное включение с нелинейными элементами линейных и др. Линеаризация УРЧ предусматривает использование УП с широким створом характеристики «вход – выход», например мощных ПТ и БТ. Хорошие результаты дает также ООС через резистор R , включенный в цепь истока ПТ или эмиттера БТ. Соотношения для расчета дифференциальных параметров нелинейности при глубокой ООС представлены в табл. 8.1. Указанные соотношения соответствуют аппроксимации характеристик выходного тока БТ и ПТ выражениями $i_{БТ} = I_0(e^{au} - 1)$; $i_{ПТ} = I_0(1 + u/E_0)^2$,

Таблица 8.1

Тип усилительного прибора	Формула для расчета параметров в рабочей точке		
	Y_{21}	Y'_{21}	Y''_{21}
Биполярный транзистор	$1/R$	$1/I_0 R^2$	$-2/a I_0^3 R^4$
Полевой транзистор	$1/R$	$1/I_0 R^2$	$3E_0/2 I_0^2 R^4$

где I_0 – постоянная составляющая выходного тока транзистора в рабочей точке; E_0 – напряжение отсечки тока; $a = 30$ 1/В.

Балансные схемы ПЧ обеспечивают подавление четных нелинейных компонент преобразования. Каскады на ДБШ обладают малыми собственными шумами (коэффициент шума 6...6,5 дБ) и допускают высокий уровень напряжения гетеродина, что способствует расширению ДД. В ПЧ до 30 МГц используются также ПТ и БТ. Линейный участок ВАХ у ПТ меньше, чем у ДБШ, и с точки зрения ДД предпочтение отдается диодным ПЧ. Поскольку балансные схемы требуют малого разброса параметров электронных приборов, перспективны монокристалльные ПЧ с многими полупроводниковыми элементами. Последовательное включение с нелинейным элементом, например, диодом, линейного резистора расширяет ДД, но снижает коэффициент преобразования ПЧ. Известны, например, балансные схемы с 16-диодными гирляндными секциями, что позволяет повысить напряжение гетеродина и тем самым расширить ДД. Переход от узкополосной частотно-избирательной нагрузки ПЧ к широкополосной способствует расширению ДД на 10...20 дБ. Объясняется это значительной неравномерностью сопротивления Z_n избирательной нагрузки, поэтому на частотах, где Z_n велико, могут возникнуть перегрузки электронных приборов и, как следствие, блокирование сигналов; на частотах, где Z_n мало, возникают нелинейные искажения в УРЧ. Линейная ООС по входному сигналу также расширяет ДД, но это сопровождается снижением коэффициента преобразования ПЧ. Реализация нелинейной ООС требует жесткой стабилизации характеристик элементов ПЧ.

Инвариантные методы основаны на независимости параметров нелинейности электронных приборов от уровня входных сигналов. Это достигается путем оптимизации ТРЧ: использованием электронных приборов с резким изгибом ВАХ; повышением уровня напряжения гетеродина; применением диодных ключевых ПЧ с напряжением гетеродина в форме меандра; подавлением побочных каналов приема в широкополосных и фильтровых преселекторах; исключением проникновения помех в цепь гетеродина; рациональным выбором высокой промежуточной частоты (инфранийный прием); автоматическим регулированием верхней границы ДД; использованием в ТРЧ адаптивных компенсаторов помех.

8.7. ВОСПРИИМЧИВОСТЬ ЦИФРОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СРЕДСТВ РАДИОПРИЕМНИКОВ К ПОМЕХАМ

Восприимчивость цифровых ИМС. Использование сигналов сложной формы, робастных алгоритмов обработки их на фоне комплекса помех, применение принципов адаптации в технике связи базируются на использовании ИМС, МП, средств вычислительной техники (ВТ).

Для цифровых ИМС характерны малая энергия рабочих сигналов (на 40...60 дБ ниже энергии помех), использование в качестве сигналов наносекундных видеоимпульсов и скачков тока или напряжения. Обычно цифровые ИМС взаимосвязаны через шины питания. Поэтому ИРП, возникающие при смене логических состояний ИМС, могут вызывать сбои в работе аппаратуры. Наиболее сильное влияние на ИМС и средства ВТ оказывают перепады напряжения в сети питания (см. § 8.1).

В соединительных линиях между ЭВМ радиосистем, в состав которых входят РПРУ, наблюдаются случайные потоки импульсов с амплитудой до 10 В, длительностью 60...400 нс, частотой следования 50...400 Гц и числом импульсов в пакете до 300. Причинами их служат ИРП, коммутация цепей питания и функциональных элементов системы, неэквипотенциальность точек заземления корпусов отдельных ЭВМ. Внешние высокочастотные магнитные поля также могут вызывать нарушения работы ИМС и мини-ЭВМ. Напряженность таких полей обычно не превышает 0,1 В/м, но в отдельных случаях, например, при грозových разрядах, может достигать 1...15 А/м. Влияние таких полей проявляется в виде накопления зарядов на диэлектрических носителях информации средств ВТ.

Нормативные параметры ИРП для цифровых элементов и средств вычислительной техники радиоприемной аппаратуры. Нормативная документация по защите цифровых устройств и средств ВТ от ИРП содержит требования к параметрам источников помех, восприимчивости цифровых элементов к кондуктивным и радиационным помехам, рекомендации по обеспечению их ЭМС.

В качестве показателя восприимчивости средств ВТ относительно импульсных ИРП в цепях питания иногда используют величину $\beta(m) = F_{сб} / F_{сл}$, где $F_{сб}$ – средняя частота сбоев аппаратуры, вызванных помехами, следующих с частотой $F_{сл}$. Однако векторный характер зависимости $\beta(m)$ от совокупности m параметров помех затрудняет практическое пользование этим показателем.

К числу нормативных параметров ИРП, значения которых не должны быть превышены в процессе эксплуатации средств ВТ, относятся [7]:

максимальная амплитуда импульсов сетевых помех 100...1000 В при длительности импульсов 100...500 нс;

допустимая длительность провалов напряжения питания 5...10 мс для ЭВМ со стабилизированными ВИП и 50...200 мс при бестрансформаторных источниках питания;

пороговая амплитуда перенапряжения питания, составляющая 25...35 % номинального значения при длительности выбросов 100...500 нс;

максимальная амплитуда импульсов напряженности внешних электромагнитных полей источника, удаленного на 1 м, при апертуре приемной антенны 1 м^2 1...6 кВ, длительность импульсов 100...500 нс.

Среди цифровых ИМС наибольший уровень помех создают ТТЛ-схемы. Образование импульсного тока при переключении схем вызывает импульсное падение напряжения в шинах питания. Высокий уровень помех в шинах питания наблюдается при одновременном срабатывании многих цифровых элементов, например при установке многоразрядных регистров декодеров, одновременно включении формирователей адресных токов в ЗУ и др. Такие помехи могут вызывать ложное срабатывание ИМС, искажения информационных сигналов.

Защита цифровых и вычислительных устройств радиоприемников от помех. Свойства низкой восприимчивости цифровых устройств РПрУ к внешним помехам и малые уровни создаваемых собственных помех должны закладываться на этапе проектирования, реализовываться в процессе технологической разработки и поддерживаться при техническом обслуживании. Мерами защиты являются высококачественное выполнение внешних соединений, экранирование, сетевая фильтрация, резервирование источников питания.

К внешним соединениям относятся интерфейсные информационные магистрали, линии первичного сетевого питания, соединения между корпусами устройств и шинами ВИП, цепи заземления (металлизации). Качество внешних соединений существенно влияет на восприимчивость к ЭМП и на уровень создаваемых кондуктивных помех. Металлизируемые соединения должны иметь минимальные активное и реактивное сопротивления, а их длина не должна превышать 15 м. В § 8.9 дана характеристика видов систем заземления радиоаппаратуры – сигнального, экранирующего, защитного. Для мини-ЭВМ эти системы редко удается выполнить автономными, и их обычно совмещают. Однако это ухудшает ЭМС радиоаппаратуры, так как протекание возвратных токов создает падение напряжения на активных и индуктивных элементах цепей сигнального заземления, что нарушает эквипотенциальность

точек заземления – основного предназначения сигнального заземления. Для микропроцессорных устройств получили распространение унифицированные интерфейсы типа общей шины; при этом блоки аппаратуры соединяются многоканальными двунаправленными магистралями и избежать совмещения цепей сигнального и возвратного заземлений невозможно. Как правило, ЭВМ имеют несколько объектов заземления – корпус, логические устройства, первичные и вторичные источники питания, и они должны соединяться между собой только в одной точке – опорном узле. Таких узлов может быть несколько, и сопротивление цепи от опорного узла до физической земли не должно превышать 30 Ом.

Для защиты ИМС и мини-ЭВМ от внешних электромагнитных полей и сетевых помех служат электромагнитные экраны и сетевые помехоподавляющие фильтры (ППФ). Отличие ППФ ЭВМ, аналогичных по назначению фильтрам в цепях питания РПрУ (см. § 8.9), обусловлено большим потребляемым током.

8.8. АДАПТАЦИЯ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ И РАДИОЛИНИЙ К ИЗМЕНЕНИЯМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКИ

Априорная неопределенность электромагнитной обстановки в радиолиниях связи и вещания и способы ее преодоления. Совокупность излучений источников рабочих сигналов и помех в заданной области пространства образует электромагнитную обстановку (ЭМО). В реальных условиях ЭМО представляет собой многомерный случайный процесс, развивающийся во времени и пространстве топографических координат. Различия параметров самих источников излучения и изменчивость условий распространения радиоволн приводят к тому, что помеховая ситуация в точке приема описывается нестационарным во времени и существенно неоднородным в пространстве случайным процессом.

Оценивание и прогнозирование ЭМО базируются на статистическом моделировании источников излучений, среды распространения и рецепторов. При этом в радиолиниях связи и вещания обычно используются модели с дифференциальным вкладом излучений источников, допускающие в отличие от интегральных моделей конструктивные упрощения. Особые трудности возникают при моделировании ЭМО на локальных объектах, так как она формируется внешними источниками, находящимися в дальней зоне излучения, и местными источниками в ближней зоне излучения, причем сами помехи могут быть радиационными и кондуктивными, узкополосными и широкополосными.

Для ЭМО в точке приема характерна неполнота статистических сведений о помехах и сигналах. Эта неопределенность может быть параметрической, когда известен закон распределения, но информация о числовых значениях его параметров отсутствует, и непараметрической, когда неизвестен сам закон распределения. Статистические задачи выделения сигналов на фоне ЭМП с априорной неопределенностью вызывают повышенный интерес. Это диктуется необходимостью разработки алгоритмов построения РПРУ, работоспособных при неизвестных и изменяющихся во времени условиях приема сигналов. Для решения подобных задач классические байесовские алгоритмы, использующие критерий минимума среднего риска, оказываются малопригодными, так как требуют априорного знания статистических свойств сигналов и помех, особенностей их взаимодействия в функциональных элементах РПРУ, а также потерь при ошибочных решениях.

В основе параметрических задач преодоления априорной неопределенности лежит ограничение класса допустимых распределений (функций правдоподобия) наблюдаемых суммарных выборок сигналов и помех. В задачах с непараметрической неопределенностью класс возможных распределений векторов сигналов и помех невозможно описать конечным числом параметров, что приводит к отличиям в методах решения таких задач.

Для преодоления априорной неопределенности предложены различные принципы обработки принимаемых сигналов, большинство из которых изучается в курсе «Теория электрической связи». Ниже кратко рассматриваются три метода, получающих все более широкое применение в системах связи, вещания и передачи данных.

Инвариантный прием сигналов. В технике связи понятие инвариантности означает свойство аппаратуры системы быть устойчивой к внешним воздействиям, в роли которых выступают в большинстве случаев ЭМП; при этом характеристиками, инвариантными к помехам, могут быть помехоустойчивость, скорость передачи, восприимчивость, выраженные в количественной мере. Наиболее часто инвариантной характеристикой выступает вероятность ошибки p_0 при помехах $\xi(t)$ данного вида, что условно обозначается как $p_0 = \text{invar } \xi$.

Потребность в инвариантных системах в радиосвязи обусловлена необходимостью обеспечения заданного качества приема сообщений в каналах с переменными параметрами. При этом перед разработчиком возникает ряд вопросов: Можно ли построить инвариантную систему для помех любого вида? Какой ценой достигается инвариантность в каждом конкретном случае? Каковы возможности систем связи с сигналами различных классов излучения

и различными алгоритмами их обработки с точки зрения придания им инвариантных свойств? Сложность инвариантных алгоритмов обработки сигналов зависит от вида помех, свойств среды распространения, требований к достоверности принимаемых сообщений.

В качестве примера рассмотрим прием сигналов при действии в канале сосредоточенных помех $\xi(t)$ и гауссовских шумов. Инвариантность к сосредоточенным помехам может быть достигнута использованием широкополосных составных сигналов с базой $B_c \gg 1$, однако это связано с расширением занимаемой полосы частот. Вероятность ошибки, вызываемой шумами, определяется превышением сигнала $h_c^2 = B_c P_c / P_{ш}$. Поэтому инвариантом к помехам $\xi(t)$ выступает функция $p_0(h_c^2, \xi)$. При увеличении B_c значения $p_0(h_c^2, \xi)$ приближаются к $p_0(h_c^2, 0)$, и можно говорить об инвариантности $p_0(h_c^2) = \text{invar } \xi$. Для оценки B_c , необходимой для достижения требуемой степени инвариантности, следует установить зависимость от B_c проигрыша в помехоустойчивости при наличии помех $\xi(t)$ по сравнению с их отсутствием. Проигрыш можно оценить коэффициентом $\eta_c = Q_{c0} / (Q_{c0} - \Delta Q_c)$, где Q_{c0} – энергия сигнала, необходимая в отсутствие помех для обеспечения требуемого значения p_0 ; ΔQ_c – уменьшение энергии сигнала на входе РПРУ, вызываемое противофазной сосредоточенной помехой. Можно показать, что $\eta_c \approx [1 - 0,75/\pi \sqrt{P_n / P_c} \ln(B_c + 1) / \sqrt{B_c}]^{-1}$. Однако базу сигнала B_c нельзя увеличивать беспредельно, так как это сопровождается усилением селективных замираний и ростом взаимных помех между радиолиниями.

Рассмотрим возможность построения РПРУ, инвариантного к неаддитивным помехам, например, в виде нестабильности задающего генератора, доплеровского сдвига частоты в космических каналах, вызывающих случайные отклонения частоты принимаемых колебаний ξ от среднего значения ω_c . Сигнал на входе демодулятора $x(t) = U_{c,m} \sin[(\omega_c + \xi)t + \varphi]$. Так как несущая частота точно неизвестна, следует применить автокорреляционный прием. Применительно к двоичным сигналам ФРМ-1 (фазоразностная модуляция первого порядка) алгоритм приема имеет вид

$$U[x(t)] = \int_0^{T_c} x_n(t) x_{n-1}(t) dt, \quad (8.9)$$

где $U[\cdot] = \pm 1$ – переданный информационный элемент; $x_n(t)$ и $x_{n-1}(t)$ – последовательные во времени посылки сигнала длительностью T_c :

$$x_n(t) = U_{c,m} \sin [(\omega_c + \xi)t + \varphi_n], \quad nT_c \leq t \leq (n+1)T_c;$$

$$x_{n-1}(t) = U_{c,m} \sin [(\omega_c + \xi)t + \varphi_{n-1}], \quad (n-1)T_c \leq t \leq nT_c.$$

При вычислении выходного напряжения коррелятора $U[\cdot]$ учтем, что посылка x_{n-1} после совмещения ее во времени с посылкой x_n (с помощью линии задержки на время $\tau = T_c$) примет вид $x_n = U_{cm} \sin[(\omega_c + \xi)(t + \tau) + \varphi_{n-1}]$. Тогда $U[\cdot] \approx 0,5 U_{cm} T_c \cos(\varphi_n - \varphi_{n-1} + \xi \tau)$. Следовательно, результат обработки сигнала зависит от случайного изменения частоты ξ , и если $\xi \tau > 0,5 T_c$, то в соответствии с (8.9) знак $U[\cdot]$ изменяется и в фиксируемом сообщении произойдет ошибка. Поэтому для такой системы $p_0(\text{ФРМ-1}) \neq \text{invar } \xi$.

Пусть теперь используются двоичные сигналы с ФРМ-2, у которых информация заложена во вторую разность фаз $\Delta\varphi_2 = (\varphi_{n+1} - \varphi_n) - (\varphi_n - \varphi_{n-1})$. Структурная схема приемного решающего устройства показана на рис. 8.2. Отсчеты напряжений на выходе интеграторов пропорциональны $\cos(\varphi_n - \varphi_{n-1})$ и $\sin(\varphi_n - \varphi_{n-1})$; остальные элементы схемы вычисляют значение $\cos \Delta\varphi_2$. Такой приемник реализует алгоритмы обработки трех последовательных посылок сигнала x_{n-1}, x_n, x_{n+1} ; $U[\cdot] = \text{sign}(X_n X_{n-1} + Y_n Y_{n-1})$, где

$$X_n = \int_0^{T_c} x_{n+1}(t) x_n(t) dt; \quad X_{n-1} = \int_0^{T_c} x_n(t) x_{n-1}(t) dt;$$

$$Y_n = \int_0^{T_c} x_{n+1}(t) x_n^*(t) dt; \quad Y_{n-1} = \int_0^{T_c} x_n(t) x_{n-1}^*(t) dt.$$

Здесь символ * означает преобразование посылок по Гильберту с помощью фазовращателя на $\pi/2$. Окончательно имеем $U[x(t)] = 0,5 U_{cm} T_c \cos \Delta\varphi_2 = \text{invar } \xi$. Инвариантность достигается ценой усложнения аппаратуры и снижения помехоустойчивости к аддитивным помехам.

В ряде случаев может существовать несколько способов приема, инвариантных к помехам данного вида: например, автокорреляционный демодулятор инвариантен к изменениям несущей частоты в пределах основного канала приема, и алгоритмы обработки сигналов следует выбирать по наименьшему значению вероятности p_0 .

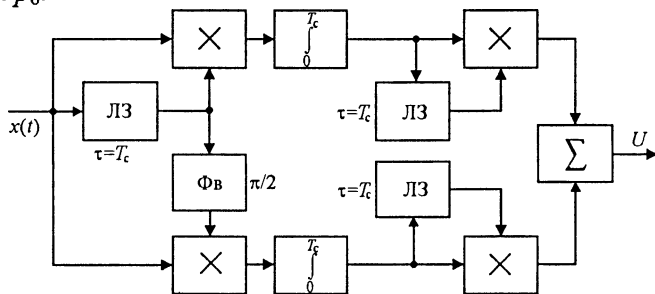


Рис. 8.2

Адаптивные системы радиосвязи. Адаптация представляет собой процесс изменения параметров или/и структуры системы радиосвязи на основе текущей информации о помеховой обстановке в канале для достижения требуемого качества приема сообщений при априорной неопределенности сведений о помехах и изменяющихся условиях работы. Адаптация обеспечивает расширение свойств системы связи с точки зрения ее инвариантности к помехам. На рис. 8.3 показана структура адаптивной симплексной радиолинии. Процесс передачи сообщений можно представить как последовательность преобразований сигналов источника $S(t)$ в радиопередатчике РПД $У_1$, среде распространения и радиоприемнике РПр $У_2$, описываемых соответствующими операторами Φ_1 , Ψ и Φ_2 . Сигналы, поступающие к получателю, являются оценкой $\hat{S}(t) = \Phi_2 \langle \Psi \{ \Phi_1 [S(t)] \}, n(t) \rangle$ сигналов $S(t)$ с учетом влияния помех, нелинейности функциональных элементов канала, запаздывания исполнения команд управления, посылаемых со станции 2 на станцию 1 по обратному (командному) каналу. Оператор среды Ψ – объективно независимый, и его влияние можно ослабить только целенаправленным изменением операторов Φ_1 и Φ_2 .

Сложность реализации их значений, обеспечивающих близость $\hat{S}(t)$ к $S(t)$, зависит от полноты информации об операторе Ψ и степени ее использования. С этой целью анализатор помеховой обстановки (АПО) оценивает параметры принимаемого колебания $z(t)$ и формирует сигнал $y(t)$, несущий информацию о помеховой обстановке. На основе этого управляющее устройство $УУ_2$ вырабатывает сигналы управления РПр $У_2$ и командные сигналы $v(t)$ управления РПД $У_1$, посылаемые по командному каналу. Решение о функционировании системы может выноситься на передающей (системы с информационной ОС) или на приемной (системы с решающей ОС) стороне.

В диапазоне ВЧ получили распространение частотно-адаптивные радиолинии (ЧАР) с изменяющейся присвоенной частотой. Для этого все множество рабочих частот разбивается на частотные группы (ЧГ), равноудаленные друг от друга. Обычно ЧАР службы

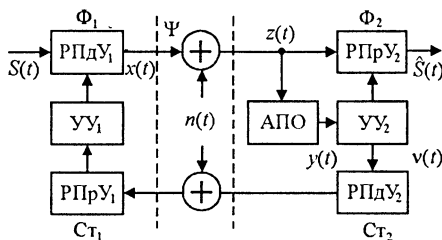


Рис. 8.3

связи и вещания имеют 8–10 таких групп по 5–10 рабочих частот в каждой. При этом характерны два режима функционирования ЧАР – смена частот в пределах ЧГ и смена самих ЧГ. Первый режим соответствует адаптации к быстрым замираниям и узкополосным помехам, второй – к медленным замираниям и широкополосным помехам.

Из всех известных алгоритмов функционирования ЧАР наибольшее распространение получил экстремально-пороговый алгоритм, который сводится к выбору частоты, на которой обеспечивается наибольшее среднее время работы при вероятности ошибки $p_0 \leq p_{0д}$. Для оценивания ЭМО в информационном канале в АПО используются автоматизированные панорамные РПрУ. Запаздывание исполнения команд управления и их искажение вызывают ошибки двух видов – переключение радиолинии на частоту, на которой не обеспечивается приведенное выше условие, что может сопровождаться появлением пакетов ошибок, и простой пригодного частотного канала, что снижает оперативность связи. Поэтому управление частотами целесообразно осуществлять по прогнозируемым значениям h_c^2 , а в командном канале использовать помехоустойчивые коды.

Частотно-адаптивные радиолинии могут работать в автономном режиме и с централизованным управлением. Автономный режим усложняет процедуру присвоения частот при высокой нагрузке диапазона станционными помехами, затрудняет обеспечение ЭМС с неадаптивными радиолиниями. Объединение нескольких ЧАР в группу, присвоение ей общей полосы частот и централизованное управление сменой частот в радиолиниях группы позволяют более экономно расходовать частотный ресурс и улучшают ЭМС с неадаптивными радиолиниями. Во всех случаях в РПрУ должны осуществляться беспоисковое вхождение в связь и бесподстроечное ее ведение.

Адаптация в РПрУ. В качестве функциональных элементов с адаптивным управлением в современных РПрУ в большинстве случаев выступают антенны с пространственной обработкой сигналов, компенсаторы помех в трактах ТРЧ и УПЧ, мажоритарные демодуляторы составных сигналов, демодуляторы цифровых сигналов с робастными алгоритмами обработки.

На рис. 8.4 изображена схема, поясняющая принцип действия адаптивного компенсатора помех (АКП), где u_c , u_{n1} , u_{n2} – полезный сигнал и помехи, поступающие на основной 1 и компенсационный 2 входы устройства; x – выходной сигнал адаптивного фильтра АФ; z – выходной сигнал АКП. Пусть u_c , u_{n1} , u_{n2} , x – стационарные случайные процессы с нулевым средним значением, причем сигнал не коррелирован с помехами, а помехи u_{n1} и u_{n2} взаимно коррелированы.

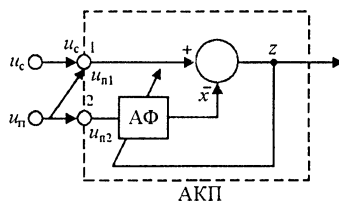


Рис. 8.4

релированы. Тогда $z = u_c + u_{n1} - x$; $z^2 = u_c^2 + (u_{n1} - x)^2 + 2u_c(u_{n1} - x)$, а среднее значение $M[z^2] = M[u_c^2] + M[(u_{n1} - x)^2]$. Если $M[u_c^2] = \text{const}$, то $M[z^2] = M[u_c^2] + \min M[(u_{n1} - x)^2]$. Следовательно, минимум мощности выходного сигнала АКП (или максимум превышения сигнала h_c^2) соответствует компенсации помехи на выходе АКП.

Для формирования компенсирующего напряжения могут быть использованы пространственные, поляризационные, временные или частотные различия сигнала и помех. При использовании пространственного фактора наибольшее распространение получила адаптивная весовая обработка. Она заключается в суммировании $u_c(t)$ всех n параллельных каналов приема с учетом их шумовых весов, т.е. формировании выходного сигнала

$$u_{c\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^n q_i u_{c_i}(t).$$

Такая обработка реализуется в корректорах ФЧХ канала и в адаптивных n -элементных антенных решетках [1].

Адаптивные поляризационные компенсаторы эффективны, когда помеха перекрывается с сигналом по частоте и времени и попадает на вход РПРУ по основному лепестку диаграммы направленности антенны. Такие компенсаторы содержат антенную решетку из биортогональных элементов с устройством суммирования и обеспечивают подавление помех на 10...15 дБ [1].

Адаптивные демодуляторы дискретных цифровых сигналов обычно выполняются на корреляторах либо на согласованных фильтрах. В первом случае основная техническая задача заключается в формировании когерентных опорных сигналов, во втором — в реализации фильтра с малыми потерями. Обычно известна точно несущая частота посылок, а начальная фаза оценивается с погрешностью, задаваемой системой ФАПЧ, с помощью которой из принимаемого колебания формируется опорный сигнал. Поиск и захват несущей частоты осуществляются системой ЧАПЧ. Поэтому такие демодуляторы квазикогерентные.

Для приема дискретных фазоманипулированных (ФМн) сигналов известны различные схемы формирования опорного напряжения, однако, на высоких промежуточных частотах они могут ока-

лезен, когда необходимо учитывать снижение эффективности оптимальных процедур обработки из-за отклонения реальных значений параметров сигналов и помех от априорной модели. Оптимальные алгоритмы обработки чувствительны к таким отклонениям и неустойчивы в сложной ЭМО при появлении в канале комплекса помех с различными законами распределений параметров. Робастные алгоритмы обладают высокой эффективностью в номинальных условиях, лишь немного уступая оптимальным алгоритмам, и приемлемой эффективностью при изменчивости статистических свойств помех в пределах заданных классов вероятностных законов, превосходя в подобных ситуациях оптимальные алгоритмы.

8.9. СПОСОБЫ ОСЛАБЛЕНИЯ ВОСПРИИМЧИВОСТИ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ К ПОМЕХАМ

К числу технических мер защиты РПрУ от помех относятся экранирование элементов, фильтрация в цепях питания, заземление, ослабление электромагнитных связей между токонесущими проводниками, искрогашение в контактных устройствах.

Экранирование элементов радиоприемников. Электромагнитный экран представляет собой устройство для ослабления в пределах определенной зоны поля излучений внешних источников. Экранирование применяется для отдельных элементов, функциональных узлов и блоков радиоаппаратуры. В зависимости от материала и конструкции экраны по-разному ослабляют электрическую и магнитную составляющие поля. Поэтому различают электростатические, магнитостатические и электромагнитные экраны.

Характер поля помех в данной точке пространства зависит от типа источника (электрический или магнитный диполь) и его расстояния R_n от рецептора. В дальней зоне излучения ($R_n/\alpha \geq 100$, где $\alpha = \lambda/2\pi$ – волновой параметр) характеристические сопротивления среды при электрическом Z_E и магнитном Z_H диполе практически совпадают и экран одинаково ведет себя относительно обоих полей. В ближней зоне излучения ($R_n/\alpha \leq 0,01$) роль магнитной составляющей с понижением частоты падает, что сопровождается ростом Z_E , и при $f=0$ поле становится электростатическим; для магнитного диполя имеет место обратная картина, и при $f=0$ поле становится магнитостатическим.

Электростатическое экранирование заключается в замыкании силовых линий поля источника на поверхность экрана и отводе наведенных зарядов на массу. Такое экранирование эффективно для устранения емкостных связей. Магнитостатическое экраниро-

вание основано на замыкании силовых линий поля в толщине материала экрана, обладающего повышенной магнитной проницаемостью. С ростом частоты в стенках экрана возникают вихревые токи, поле вытесняется из толщи экрана в его наружный слой и экран переходит в электромагнитный режим.

Экраны выполняются из металлов (медь, латунь, сталь, алюминий и др.), а также из ферромагнитных материалов (пермаллой, μ -металл). Они могут быть одно- и многослойными, сплошными и перфорированными, сетчатыми. Для снижения массы и повышения температурной стойкости экранов их часто изготавливают из сплавов алюминия и магния, легированных марганцем и цинком. При жестких требованиях к эффективности и массогабаритным показателям экраны выполняют многослойными в виде чередующихся слоев из немагнитных (наружный слой) и магнитных материалов, например: медь–сталь–медь, алюминий–сталь–алюминий. С этой же целью применяют пластмассы, керамику, слюду, с металлизированным покрытием, наносимым напылением, а также металлические сетки, заформованные в неопрене или резине.

Особое внимание необходимо уделять экранированию катушек индуктивности, трансформаторов, токнесущих проводов, узлов на ИМС. Платы с ИМС при бескорпусном исполнении должны иметь общие экраны. В узлах аппаратуры с помехообразующими элементами целесообразно применять ИМС с металло-стеклянными или металлокерамическими корпусами. Для токнесущих кабелей сплошные и двухслойные металлические оболочки обеспечивают эффективность экранирования более 40 дБ. Для экранирования межблочных соединительных линий используются металлические оплетки из проволоки или ленты, обеспечивающие в диапазоне частот 20...200 кГц эффективность экранирования 40...60 дБ.

Помехоподавляющие фильтры в цепях питания радиоприемников. Основным средством подавления кондуктивных ИРП, поступающих по цепям питания, служат помехоподавляющие фильтры. Эффективность ППФ характеризуется коэффициентом подавления помех $K_{\phi} = 20 \lg(U_{\phi 0}/U_{\phi})$, где $U_{\phi 0}$, U_{ϕ} – напряжение помех на нагрузке при отсутствии и наличии фильтра соответственно. Аналогичное выражение справедливо для коэффициента подавления помех по току. К ППФ предъявляются требования малых вносимых в электрическую цепь сопротивлений и проводимости утечки, высокой электрической прочности, стойкости к механическим и климатическим нагрузкам, габаритов и массы. От ППФ не требуется высокой избирательности – они должны ослаблять высокочастотные колебания помех и пропускать без заметно го ослабления постоянный ток и токи промышленной частоты.

Помехоподавляющие фильтры представляют собой широкополосные ФНЧ и строятся в виде одно- и многозвенных фильтров с емкостными, индуктивными или индуктивно-емкостными Г-, Т- и П-образными ячейками.

При малом значении полного сопротивления источника питания ближайшим к источнику элементом фильтра должна быть катушка индуктивности, а при большом – конденсатор. Аналогично в зависимости от значения полного сопротивления нагрузки следует выбирать последний элемент фильтра, ей предшествующий. Эти рекомендации особенно существенны при защите ИМС от кондуктивных сетевых помех.

В качестве емкостных элементов ППФ в диапазонах частот до 10 МГц и 30...50 МГц применяют двухполюсные и опорные конденсаторы соответственно. Проходные коаксиальные конденсаторы используются на частотах до 10 МГц, а также в цепях напряжением 50...500 В на частотах до 1000 МГц. Конденсаторные блоки осуществляют фильтрацию симметричных и несимметричных ИРП. В качестве индуктивных элементов ППФ используются витковые дроссели в виде трубчатого ферромагнитного сердечника на токонесящем стержне. Широкое применение получили микроминиатюрные керамические ППФ с Г-, Т- и П-образными звеньями. Такие фильтры способны подавлять ИРП в цепях переменного и пульсирующего токов; в диапазоне частот 10...100 МГц вносимое ими затухание помех составляет 20...60 дБ, а на частотах 100...10000 МГц – более 70 дБ.

Заземление элементов радиоприемников. Система заземления элементов РПрУ представляет собой специальную электрическую цепь, обладающую минимальным опорным потенциалом, используемым в качестве нулевого уровня для отсчета потенциала любых точек схемы. В стационарных условиях такой общей проводящей цепью является физическая земля; на подвижных объектах используется изолированная металлическая масса самого объекта. Рационально сконструированное заземление вместе с экранированием и ППФ служит эффективным средством ослабления внешних и внутренних помех. Заземление может выполнять несколько функций: служить для отсчета потенциалов различных точек схемы; обеспечивать протекание возвратных сигнальных токов отдельных ИМС, функциональных узлов и каскадов через общее полное сопротивление ВИП; ослаблять паразитные связи и наводки между сигнальными и силовыми цепями аппаратуры; защищать персонал от поражения электрическим током при техническом обслуживании аппаратуры.

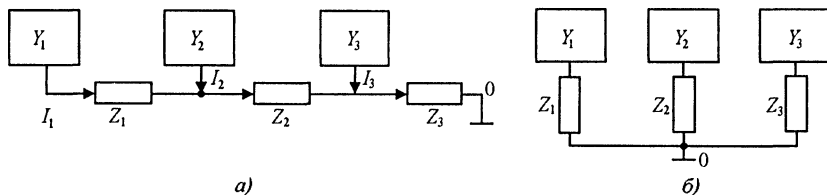


Рис. 8.6

Существует два основных типа схем заземления – одноточечная (рис. 8.6, а) и многоточечная (рис. 8.6, б). Одноточечная схема наиболее проста, но при последовательном соединении земляной шины с узлами могут возникать значительные помехи. Из рисунка видно, что чем более удалена точка заземления данного узла (Y_i) от опорной точки (0), тем выше ее потенциал. Поэтому ее следует применять при малых разбросах потребляемой мощности узлов, так как сильноточные узлы могут создавать большие возвратные токи заземления, отрицательно влияющие на малосигнальные узлы, а наиболее восприимчивый узел надо подключать возможно ближе к опорной точке. Такая схема обычно используется в микросистемных устройствах, содержащих интерфейсы типа общей шины. Многоточечная схема заземления пригодна на частотах выше 10 МГц; при этом узлы аппаратуры следует подключать короткими малоиндуктивными проводниками к земле. Заземление экранов повышает их эффективность.

Нерациональная конструкция цепи заземления может привести к росту внутриаппаратурных помех. Наибольшую роль при этом играют обратные токи в цепях заземления, большое полное сопротивление этих цепей и образование замкнутых контуров заземления.

Важное значение имеет реализация контуров заземления. Следует применять короткие заземляющие проводники с малыми активными сопротивлениями и индуктивностью, избегать использования общих проводов в цепях экранов, сильноточного защитного и слаботочного сигнального заземлений, разрывать контуры заземления путем связи источников сигналов с рецепторами через трансформаторы, оптроны и т.п.

Ослабление электромагнитных связей между внутриузловыми токонесущими проводниками, а также между соединительными межблочными линиями радиоаппаратуры снижает ее восприимчивость к помехам. Влияние помехонесущих проводников-источников на проводники-рецепторы обусловлено емкостными и индуктивными связями между ними. Связь между проводником-источником помех и сигнальным проводником-рецептором можно ослабить с помощью экрана с малым полным сопротивлением заземле-

ния. Индуктивную связь можно ослабить, уменьшая площадь, ограниченную проекцией контура проводника-рецептора на плоскость, перпендикулярную вектору индукции магнитного поля. Для этого применяют экранирование проводов и их скрутку.

Для уменьшения помех от электромагнитных контактных устройств используются специальные искрогасительные схемы, устраняющие искровые и дуговые разряды в межконтактных промежутках. Искрогасители выполняются на пассивных RC - или полупроводниковых элементах. Они могут шунтировать только контакты, только обмотку реле или оба этих конструктивных элемента одновременно. Эффективность искрогасителей минимальна на низких частотах и достигает максимума на частотах 1...20 МГц.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Приведите классификацию ЭМП и дайте качественную и количественную характеристики их параметров.
2. Поясните, в чем различие задач оценивания восприимчивости РПрУ и его помехоустойчивости (в классической постановке последней).
3. Дайте общую характеристику защиты радиоприемников от станционных помех.
4. Поясните принцип интегрального приема и сравните его эффективность с оптимальной фильтрацией.
5. Поясните пороговый эффект в радиолиниях с ЧМ сигналами. Какие Вы знаете методы порогононижающего приема таких сигналов?
6. Поясните принцип действия схем ШОР и ШОУ.
7. Дайте характеристику параметров флуктуационных помех.
8. Поясните физические причины возникновения мультипликативных помех в радиоканалах: дайте общую характеристику способов борьбы с такими помехами.
9. Дайте сравнительную оценку алгоритмов формирования группового сигнала при пространственно разнесенном приеме.
10. Почему динамический диапазон РПрУ является его интегральным показателем? В чем Вы видите научно-техническое содержание проблемы расширения динамического диапазона?
11. Укажите факторы, вызывающие нелинейность амплитудной характеристики ТВЧ радиоприемника.
12. Перечислите параметры радиоприемника по блокированию сигналов. Укажите способы ослабления этого эффекта.
13. Перечислите параметры радиоприемника по перекрестной модуляции.
14. Дайте характеристику восприимчивости цифровых элементов и средств ВТ, применяемых в радиоприемнике.
15. Дайте краткую характеристику методов преодоления априорной неопределенности в задачах приема сигналов.
16. Какая система связи называется инвариантной?
17. Составьте структурные схемы симплексной и дуплексной адаптивных радиолиний с информационной и решающей обратной связью.
18. Приведите технические примеры использования принципа адаптации в радиоприемных устройствах.
19. Дайте характеристику ППФ, используемых в цепях питания радиоприемников.
20. Поясните функции заземления в радиоприемниках.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Адаптивная компенсация помех в каналах связи / Под ред. Ю.И. Лосева. – М.: Радио и связь, 1988. – 209 с.
2. Буга Н.Н., Конторович В.Я., Носов В.И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. – М.: Радио и связь, 1993. – 240 с.
3. Бадалов А.Л., Михайлов А.С. Нормы на параметры ЭМС. – М.: Радио и связь, 1990. – 271 с.
4. Богданович Б.М. Радиоприемные устройства с большим динамическим диапазоном. – М.: Радио и связь, 1984. – 177 с.
5. Виноградов Е.М., Винокуров В.И., Харченко И.П. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. – Л.: Судостроение, 1986. – 263 с.
6. Голубев В.Н. Эффективная избирательность радиоприемных устройств – Изд. 2-е. – М.: Радио и связь, 1983. – 240 с.
7. Гурвич И.С. Защита ЭВМ от внешних помех. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 224 с.
8. Егоров В.И., Калашников Н.И., Михайлов А.С. Использование радиочастотного спектра и радиопомехи. – М.: Радио и связь, 1986. – 304 с.
9. Князев А.Д., Кечиев Л.Н., Петров Б.В. Конструирование радиоэлектронной и вычислительной аппаратуры с учетом ЭМС. – М.: Радио и связь, 1989. – 224 с.
10. Михайлов А.С. Измерение параметров электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. – М.: Связь, 1980. – 200 с.
11. Николаев Б.И. Последовательная передача дискретных сообщений по непрерывным каналам с памятью. – М.: Радио и связь, 1988. – 264 с.
12. Палшков В.В. Оптимальные высокочастотные тракты радиоприемников. – М.: Радио и связь, 1982. – 144 с.
13. Певницкий В.П., Полозок Ю.В. Статистические характеристики импульсных радиопомех. – М.: Радио и связь, 1988. – 248 с.
14. Ремизов Л.Т. Естественные радиопомехи. – М.: Наука, 1985. – 194 с.
15. Свешников А.Ф. Контактные помехи радиоприему. – М.: Воениздат, 1981. – 118 с.

ГЛАВА 9

РАЗНЕСЕННЫЙ ПРИЕМ

9.1. ФОРМИРОВАНИЕ КАНАЛОВ РАЗНЕСЕННОГО ПРИЕМА

Как было показано в § 8.5, в условиях замираний для повышения помехоустойчивости эффективно использование разнесенного приема, который позволяет уменьшить как глубину, так и длительность замираний.

Метод разнесенного приема предполагает наличие нескольких отдельных трактов передачи с независимыми замираниями, по которым передается одно и то же сообщение, средние уровни сигналов, передаваемых по каждому тракту, должны быть примерно одинаковы. При соответствующем комбинировании сигналов, поступающих из этих трактов передачи, формируется результирующий сигнал, имеющий гораздо меньшую глубину замираний и обеспечивающий соответственно большую надежность передачи.

Основной посылкой применения разнесенного приема является то, что составленный из комбинации двух независимо замирающих сигналов будет характеризоваться менее сильными замираниями, чем любой одиночный сигнал.

Существуют различные способы получения независимо замирающих сигналов. Анализ зарубежной и отечественной литературы позволяет классифицировать известные способы формирования каналов разнесенного приема в виде, представленном на рис. 9.1.

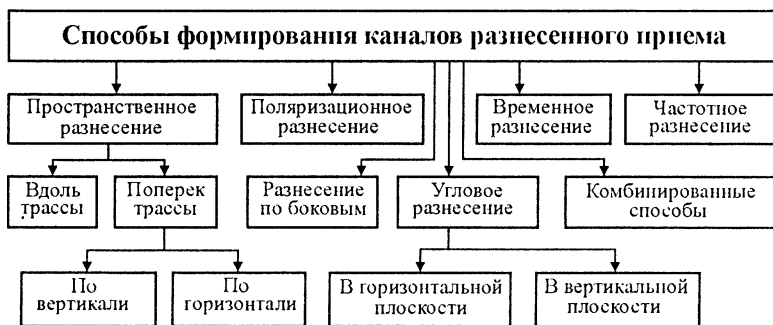


Рис. 9.1

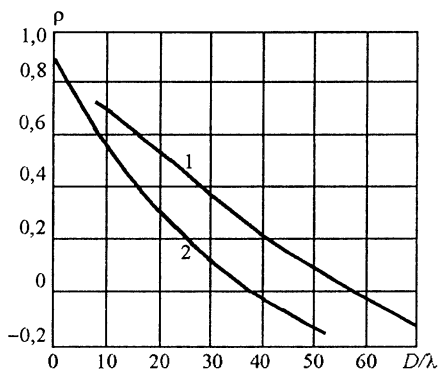


Рис. 9.2

Пространственное разнесение. Пространственное разнесение — самый первый из известных методов, широко применяемый, как в прежние годы, так и в настоящее время в ряде современных систем связи диапазона СВЧ. Он относительно прост в реализации и не нуждается в дополнительном расширении спектра частот. Основное требование состоит в том, чтобы расположение элементов приемной или передающей решетки обеспечивало некоррелированность отдельных составляющих сигнала. Каждый из M элементов антенной решетки формирует независимый сигнал в системе комбинирования, состоящей из M ветвей разнесения. В результате образуется ансамбль сигналов для получения наиболее благоприятного результата. Решетка разнесения может быть расположена либо на подвижном объекте, либо на центральной станции, либо в том и другом месте в зависимости от используемого метода комбинирования и требуемой степени усиления сигналов.

На рис. 9.2 изображены экспериментальные кривые для коэффициента корреляции на частоте 20 МГц при разнесении антенн вдоль трассы (кривая 1) и поперёк трассы (кривая 2). Эти кривые показывают, что при расположении антенн поперёк трассы коэффициент корреляции убывает быстрее, чем при расположении антенн вдоль трассы. Расстояние разноса, соответствующее $\rho = 0,6$, равно в первом случае $D \approx 10\lambda$, во втором $D \approx 15\lambda$.

Угловое разнесение. Угловое разнесение, ограниченно применяемое в тропосферных (загоризонтных) системах, предусматривает использование больших рефлекторных антенн с несколькими облучателями, которые формируют узкие лучи, ориентированные в незначительно отличающихся направлениях. Рассеянные сигналы, поступающие с этих направлений, являются некоррелированными.

Поляризационное разнесение. Поляризационное разнесение является частным случаем пространственного разнесения, так как в этом случае применяют две отдельные антенны. Здесь используют сигналы, передаваемые с помощью двух поляризованных ортогонально волн, которые имеют некоррелированные статистики замираний. Требования к пространственному разнесению элементов решетки здесь минимальны благодаря специальной конфигурации антенны, так как ортогональность составляющих электромагнитного поля достаточна для того, чтобы сигналы были некоррелированными. В этом случае имеются две ветви разнесения, так как электромагнитное поле может быть разложено на две поляризованные ортогонально составляющие. Так как мощность передатчика приходится распределять между двумя передающими антеннами, то происходит дополнительная потеря мощности сигнала, равная 5 дБ.

Частотное разнесение. Частотное разнесение заключается в использовании различных частот для получения независимых ветвей разнесения. Чтобы замиранья сигналов, передаваемых на различных частотах, были некоррелированы, эти частоты должны быть в должной степени разнесены. Ширина полосы когерентности является удобной количественной характеристикой при описании степени корреляции двух сигналов, переданных на различных частотах. При разнесении частот, в несколько раз превышающих ширину полосы когерентности, замиранья сигналов оказываются некоррелированными. Преимущество частотного разнесения по сравнению с пространственным состоит в применении меньшего числа антенн на каждом конце тракта передачи, однако этот метод использует гораздо более широкий спектр частот и требует отдельного передатчика для каждой ветви разнесения.

Временное разнесение. При временном разнесении принимают во внимание тот факт, что последовательные отсчеты амплитуды случайно замирающего сигнала, достаточно далеко отстоящие друг от друга во времени, будут некоррелированы. Необходимый разнос во времени в этом случае должен составлять величину, обратную ширине полосы замираний.

Разнесение по боковым составляющим. Все перечисленные способы формирования каналов разнесенного приема предусматривают получение сигналов в ветвях разнесения с коэффициентом корреляции $0 < \rho < 1$ (обычно с $\rho = 0,6 \dots 0,7$). Метод же разнесения по боковым составляющим в принципе позволяет получить отрицательную корреляцию $-1 \leq \rho \leq 1$, что подтвердили проведенные экспериментальные исследования.

Разнесение по боковым составляющим (РБС) по существу основано на использовании верхней и нижней боковых составляющих спектра сигнала.

Разнесение по боковым составляющим использовалось ранее на КВ, но в ограниченной степени: передача велась с двумя боковыми полосами, которые подвержены селективным замираниям, а на приеме использовался приемник по одной боковой полосе, выбирающий лучший сигнал, — в результате не только ослаблялся эффект замираний, но и уменьшалось влияние соседнего канала. В настоящее время способ РБС в значительной мере решает проблему борьбы с замираниями в мобильной связи.

9.2. МЕТОДЫ КОМБИНИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ ПРИ РАЗНЕСЕННОМ ПРИЕМЕ

При разнесенном приеме важны не только способы формирования каналов, но и методы обработки сигналов, сформированных одним из способов (см. рис. 9.1). Классификация методов обработки сигналов при разнесенном приеме имеет вид, представленный на рис. 9.3 [7].

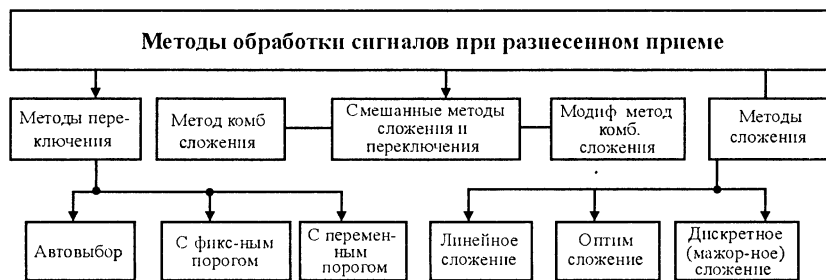


Рис. 9.3

Имеют место две основные группы методов: методы переключения и методы сложения. Комбинация этих методов привела к появлению смешанных методов сложения и переключения. Различают также до- и последетекторные методы обработки сигналов при разнесенном приеме.

Методы переключения. К методам переключения относятся автовыбор, переключение с фиксированным порогом и переключение с переменным порогом.

В отечественной литературе «автовыбор» классифицируют как «автовыбор с переключением приемников» [3]. Сущность его иллюстрирует рис. 9.4. Идеальный автовыбор основан на том принципе, что селектор просматривает все имеющиеся входы и

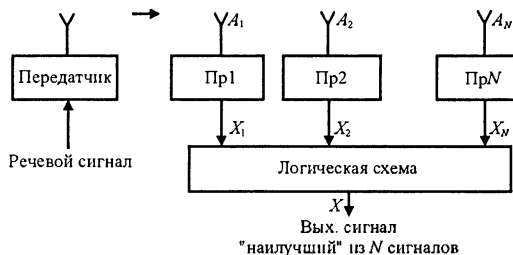


Рис. 9.4

подсоединяет к выходу канал с максимальным мгновенным значением отношения сигнал/шум. Математически эту операцию можно записать так:

$$X = \max_i X_j. \quad (9.1)$$

Будем считать, что распределения отдельных сигналов одинаковы (физически это означает идентичность отдельных ветвей разнесения) и сами сигналы статистически независимы. Если плотность вероятности X_i есть $W(X_i)$, то интегральная функция распределения

$$F(x_i) = \int_0^{x_i} W(x_i) dx_i.$$

Для новой переменной X , определяемой равенством (9.1), интегральная функция есть вероятность того, что для всех i значения X_i меньше, чем X , т.е. при независимых X_i

$$F_{\Sigma}(x) = P\{x_i < x (i=1, \dots, q)\} = [P(x_i < x)]^q. \quad (9.2)$$

Таким образом, плотность распределения вероятностей результирующего сигнала согласно (9.2)

$$W_{\Sigma}(x) = qW(x)F^{q-1}(x). \quad (9.3)$$

Формулы (9.2) и (9.3) справедливы для независимых сигналов, имеющих распределение вероятностей любого вида, так как при их выводе никаких предположений о виде функции распределения отдельных сигналов не было сделано.

При флюктуационной помехе, имеющей постоянную интенсивность, сигнал x_i и превышение сигнала над помехой S_i имеют одинаковое распределение вероятностей. В этом случае выбор по наибольшему X эквивалентен выбору по наибольшему S .

Для величины S_i , распределенной по закону Рэлея, согласно (9.2) и (9.3) получаем

$$F_{\Sigma}(S) = (1 - e^{-\frac{S}{S_0}})^q;$$

$$W_{\Sigma}(S) = \frac{q}{S_0} e^{-\frac{S}{S_0}} (1 - e^{-\frac{S}{S_0}})^{q-1}, \quad (9.4)$$

где S_0 – среднее значение отношения сигнал/шум; q – число ветвей разнесения (сигналов).

В случае медленных замираний вероятность ошибки в бинарной системе при разнесенном приеме можно определить усреднением вероятности ошибки $P_0(S)$ для одиночного приема в отсутствии замираний по всем значениям S в соответствии с распределением (9.4).

Для систем с активной паузой при некогерентном приеме

$$P_0(S) = \frac{1}{2} e^{-\frac{S}{2}}, \quad (9.5)$$

тогда согласно (9.4) и (9.5) вероятность ошибки при разнесенном приеме (усредненная)

$$\bar{P}_{0q} = \int_0^{\infty} P_0(S) W_{\Sigma}(S) dS;$$

$$\bar{P}_{0q} = \frac{1}{2} \frac{q!}{\left(1 + \frac{S_0}{2}\right) \left(2 + \frac{S_0}{2}\right) \dots \left(q + \frac{S_0}{2}\right)}.$$

На рис. 9.5 изображены графики зависимости \bar{P}_{0q} от S_0 для $q = 1, 2, 3, 4$.

Полученные кривые показывают, что существенный выигрыш по сравнению с одиночным приемом даёт сдвоенный прием. В этом случае

$$\bar{P}_{0q} = \frac{1}{\left(1 + \frac{S_0}{2}\right) \left(2 + \frac{S_0}{2}\right)} \text{ при } S_0 \gg 1, \bar{P}_{02} \approx \frac{4,4}{S_0^2}. \quad (9.6)$$

Строенный прием дает значительно меньший выигрыш по сравнению со сдвоенным, счетверенный – еще меньший и т.д. Таким образом, увеличение кратности разнесения $q > 2$ практически может быть не всегда оправдано тем сравнительно небольшим улучшением приёма, который при этом получается.

В реальных условиях коэффициент корреляции между сигналами при замираниях всегда больше нуля, а иногда достигает значения 0,6...0,8. Оценить влияние корреляции между сигналами на величину выигрыша, даваемого разнесенным приемом, можно вы-

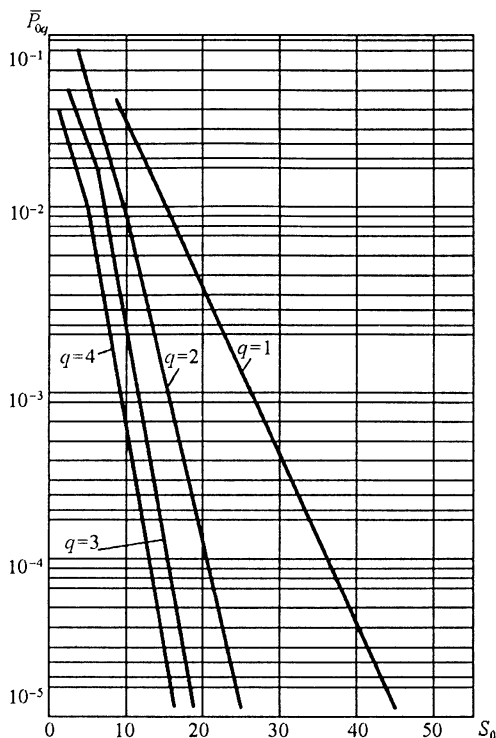


Рис. 9.5

вычислением вероятности падения превышения сигнала над помехой ниже $S_{гр}$.

Вероятность того, что сигналы в обеих ветвях упадут ниже уровня X , определяется выражением

$$P(x) = (1 - r^2) \sum_{k=0}^{\infty} r^{2k} \gamma_k^2, \quad (9.7)$$

где γ — неполная гамма-функция; $r^2 = \rho$; $\gamma = \frac{1}{k!} \int_0^v t^k e^{-t} dt$; $v = \frac{x^2}{2\sigma^2(1-r^2)}$.

На рис. 9.6 построены кривые, вычисленные по формуле (9.7). Ординаты этих кривых указывают процент времени, в течение которого сигнал ниже указанного на кривой уровня. Из рис. 9.6 следует, что изменение коэффициента корреляции ρ от 0 до 0,6 мало изменяет значение выигрыша, получаемого при разнесении. Нецелесообразно добиваться снижения коэффициента корреляции мень-

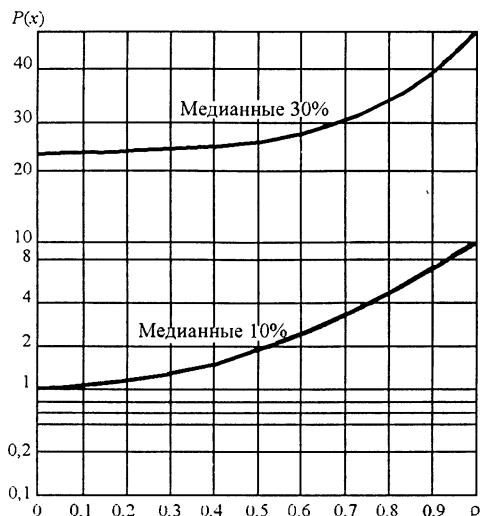


Рис. 9.6

ше 0,6...0,7 увеличением "расстояния разноса", так как ожидаемый при этом выигрыш невелик.

На практике система переключения не может функционировать абсолютно мгновенно, поэтому для нормальной работы необходимо, чтобы собственные постоянные времени селективирующего сумматора были значительно меньше, чем собственные постоянные времени скорости замираний сигнала. Возможность получения этого зависит от имеющейся ширины полосы приемной системы. В реальных системах этого типа обычно выбирается тот канал, в котором максимально значение сигнал плюс шум.

Кроме того, необходимость непрерывно контролировать отношение сигнал/шум во всех имеющихся входах делает систему достаточно дорогой, поэтому интерес представляют менее сложные методы переключения с фиксированным и переменным порогом.

Существует разновидность метода переключения, позволяющая иметь на подвижном объекте одну приемную антенну. Он известен как метод разносения с обратной связью. В данной классификации будем относить его к методу переключения с фиксированным порогом [2, 3]. В системах мобильной связи применяется также метод с переменным порогом.

Методы сложения. Методы сложения достаточно подробно описаны в литературе. При оптимальном сложении каждый сигнал перед суммированием получает весовой коэффициент пропор-

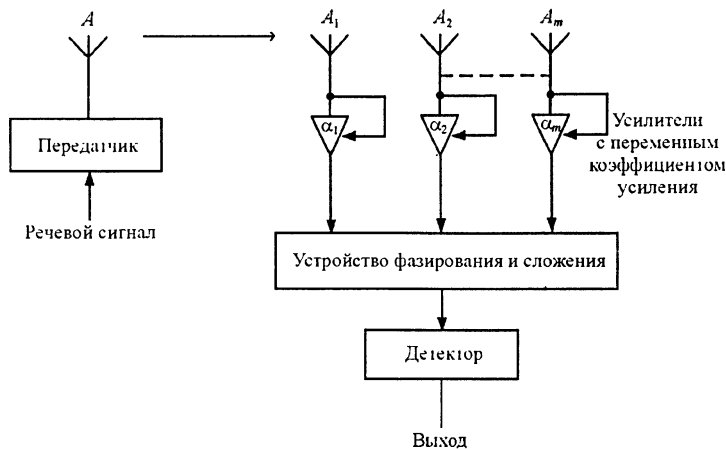


Рис. 9.7

ционально его отношению сигнал/шум. На рис. 9.7 поясняется сущность этого метода. При идеальных условиях оптимальное суммирование дает на выходе отношение сигнал/шум, равное сумме отдельных отношений сигнал/шум. Хотя этот метод включает некоторые сложности в определении весовых коэффициентов, фазировании и в суммирующих цепях, но имеет однако, преимущество, которое позволяет получить на выходе приемлемое отношение сигнал/шум, даже если ни один из сигналов в отдельных каналах не является приемлемым самостоятельно. Это невозможно при автовыборе.

Линейное сложение аналогично оптимальному, но здесь не делается попытки взвесить сигналы перед сложением. Все коэффициенты усиления ветвей разнесения устанавливают равными некоторому постоянному значению, например единице. Возможность получения приемлемого сигнала при отсутствии приемлемых сигналов на входах сохраняется, а характеристики несколько хуже, чем при оптимальном сложении.

При линейном и оптимальном сложении делается попытка сложить некогерентно шумы, в то же время обеспечить когерентное сложение сигналов. Происходит небольшое ухудшение характеристик, если входные сигналы имеют слабую корреляцию. Однако в неблагоприятных условиях, когда шум на входах может быть сильно коррелированным, оптимальное суммирование является неидеальным и фактически обеспечивающим наименьшее отношение сигнал/шум на выходе, так как в таком приемнике коррелированный шум выступает в качестве сигнала. В этом случае оптимальным методом является автовыбор.

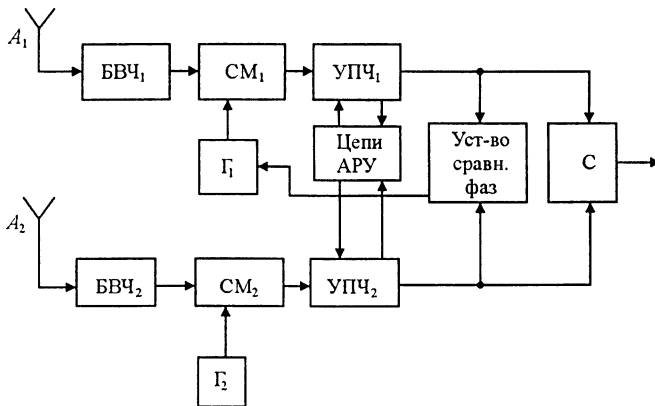


Рис. 9.8

При линейном сложении определение функции распределения вероятностей результирующего сигнала сводится к нахождению композиции q рэлеевских распределений. Вероятность ошибки в общем случае определяется достаточно громоздко. При двоянном приеме при независимых рэлеевских замираниях

$$\bar{P}_{02} = \frac{1}{S_0 + 1} \left[1 + \frac{2}{S_0 + 2} \sqrt{\frac{S_0 + 1}{S_0 + 3}} \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{S_0 + 1}{S_0 + 3}} \frac{2(S_0 + 1)^2}{S_0 + 2} \frac{1}{\sqrt{S_0 + 3}} \operatorname{arctg} \frac{1}{S_0 + 3} \right].$$

При $S_0 \gg 1$

$$\bar{P}_{02} \approx \frac{3,24}{S_0^2}. \quad (9.8)$$

Упрощенная функциональная схема приемника со сложением на промежуточной частоте имеет вид, представленный на рис. 9.8. Здесь БВЧ – блоки высокой частоты; СМ – смесители; Г – гетеродины; УСФ – устройство сравнения фаз; С – сумматор.

Линейность сложения в такой схеме достигается общей для двух приемников системой автоматической регулировки усиления (АРУ). Когерентность сложения обеспечивается системой автоматической подстройки фазы сигнала одного приемника к другому, включающей в себя гетеродины, смесители, УПЧ и УСФ.

При оптимальном сложении

$$S = \sum_{i=1}^q S_i,$$

т.е. отношение сигнала к помехе на выходе системы сложения равно сумме соответствующих отношений в ветвях.

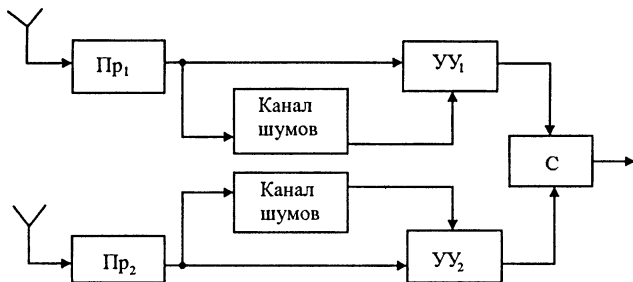


Рис. 9.9

Производя вычисления, аналогичные выполненным выше, получим выражение для вероятности ошибки при некогерентном приеме двоичных ортогональных сигналов для случая двух лучей:

$$\bar{P}_{02} = 2/(S_0 + 2)^2,$$

при больших сигналах $S_0 \gg 1$

$$\bar{P}_{02} \approx 2/S_0^2. \quad (9.9)$$

Сравнивая выражения (9.6), (9.8) и (9.9), видим, что из всех рассмотренных методов разнесенного приема наибольшую помехоустойчивость обеспечивает схема оптимального сложения.

Функциональная схема приемника, реализующего последетекторное оптимальное сложение для случая сдвоенного приема, представлена на рис. 9.9, где УУ – управляемые усилители.

Схема содержит специальные каналы шумов, с помощью которых регулируется усиление в каждом канале в зависимости от уровня помех в них. Такую регулировку можно осуществить по низкой или промежуточной частоте.

Дискретное (мажоритарное) сложение. Если каналы разнесены по времени, частоте или любым другим способом и в каждом канале используется самостоятельный приемник, то окончательное решение принимается на основании сравнения результатов, полученных в каждом канале. Поскольку все каналы считаются равноправными, то наиболее правдоподобным будет тот символ, который принят в наибольшем числе каналов. Такой метод объединения каналов может быть применен при любом способе разнесенного приема, при этом способе объединяются (складываются) регенерированные сигналы, полученные в независимых ветвях (каналах) разнесения. Это требуется, например, при комбинированных частотно-временном или пространственно-поляризационном разнесении сигналов в случае, когда приемники расположены в различных пунктах и т.д.

Смешанные методы. Методы переключения и линейного сложения являются неоптимальными и эффективны при различных условиях приема. Так, в случае быстрых и глубоких замираний автовыбор обеспечивает лучшие результаты, чем метод линейного сложения, а в случае гладких рэлеевских замираний эффективнее линейное сложение.

Комбинирование алгоритмов переключения и сложения в зависимости от вида замираний и эффективных соотношений сигнал/шум в каналах разнесения реализуется *методом комбинированного сложения*. Этот метод обеспечивает лучшее приближение к оптимальным методам в широком диапазоне изменения условий приема, однако требует усложнения алгоритма обработки и схем его технической реализации.

Алгоритм комбинированного сложения может быть реализован по схеме, представленной на рис. 9.4. При этом, логическая схема должна дополнительно измерять соотношения сигнал/шум в каналах и реализовывать либо автовыбор, либо линейное сложение в зависимости от измеренных значений соотношений сигнал/шум.

При реализации алгоритма комбинированного сложения обеспечивается повышение соотношения сигнал/шум при изменении условий приема, однако существенным недостатком метода является неизбежное появление паразитной АМ в моменты перехода от алгоритма автовыбора к алгоритму линейного сложения и наоборот (соответственно положительный и отрицательный скачки) и появление коммутационных помех. Детально эти явления будут рассмотрены ниже.

Модифицированный алгоритм комбинированного сложения свободен от указанных недостатков и достаточно просто реализуется технически на основе устройств с взаимными обратными связями (УВОС), рассмотрение которых проведено в гл. 5. В случае, когда эффективнее алгоритм линейного сложения – модифицированный алгоритм превышает параметры линейного сложения и приближается к параметрам оптимальной обработки.

Методы обработки сигналов при разнесенном приеме, как указывалось выше, можно разбить на две группы: *додетекторные* и *последдетекторные*.

Так, автовыбор реализуется и до, и после детекторов; методы переключения с фиксированным и переменным порогом применяют только до детектора, а метод дискретного сложения – только после детектора. На практике аппаратурно и технически большой интерес представляют додетекторные методы. При использовании додетекторных методов суммирования возникает проблема фазирования каналов, так как в противном случае имеют место биения сигналов из-за расфазировки вследствие запаздывания лучей.

9.3. ФАЗИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ ПРИ РАЗНЕСЕННОМ ПРИЕМЕ

Известно большое количество методов фазирования сигналов различных каналов, обладающих отличительными свойствами. Их классификация приведена на рис. 9.10.

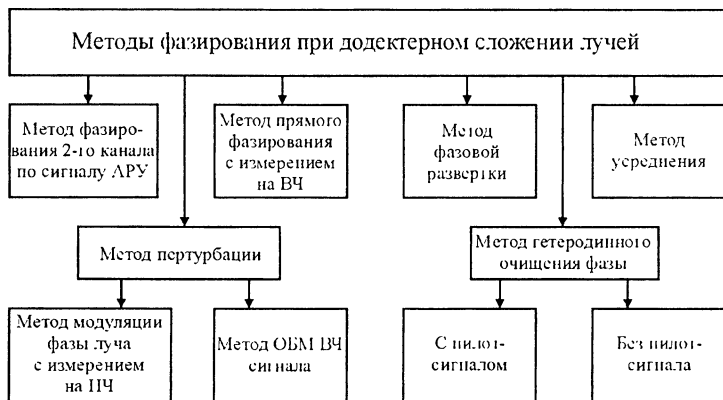


Рис. 9.10

Метод фазирования второго канала по сигналу АРУ применим лишь для двухканального приемника и не позволяет следить за быстрыми замираниями на ВЧ. При этом фазовращатель помещают на входе одной из антенн и регулируют его, используя соответственно постоянные напряжения со схемы АРУ приемника в качестве индикатора уровня входного сигнала.

Для многоканальных приемников применим *метод прямого фазирования с измерением на ВЧ*. Регулировка фазовращателя осуществляется с помощью управляющего напряжения, зависящего от соотношения фаз ВЧ сигналов, как показано на рис. 9.11. Од-

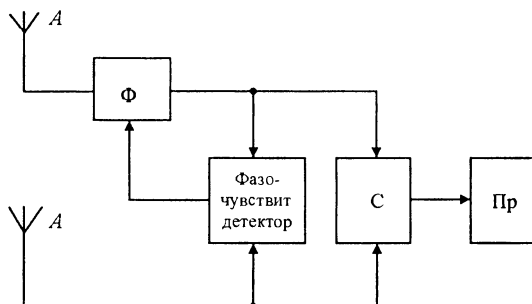


Рис. 9.11

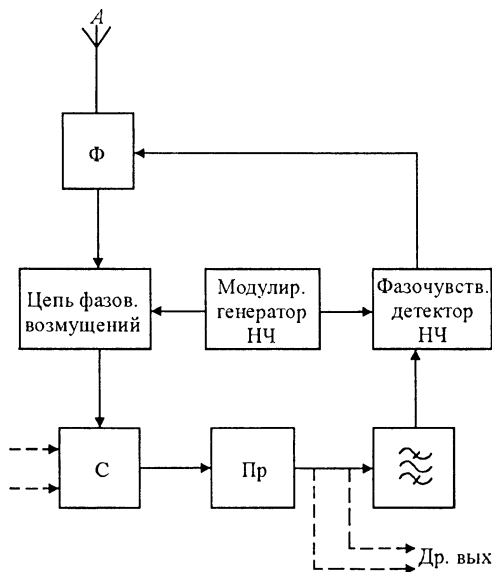


Рис. 9.12

нако этот метод не определяет оптимального положения и система колеблется около него даже в условиях статического поля.

Для приемников АМ сигналов был предложен *метод пертурбации*, при котором на ВЧ сигналы действуют небольшие амплитудные возмущения. Получаемые в результате фазовые возмущения суммы сигналов можно продетектировать и при соответствующей обработке получить информацию для регулировки. Типичный пример реализации метода для АМ систем изображен на рис. 9.12. Здесь Φ – фазовращатель. Основным недостатком является то, что построить аналоговый фазовращатель на 360° в ВЧ цепи затруднительно, и обычно используют блок с несколькими дискретными уровнями. Однако сочетание дискретного фазовращателя и корректирующего детектора приводит к ситуации, в которой фазовращатель осциллирует около оптимального положения, это происходит из-за неспособности такой системы выделить оптимальное положение, ибо полярность управляющего напряжения изменяется только после прохождения оптимума.

Эти осцилляции можно устранить, используя другой *метод пертурбации* – с ОБМ ВЧ сигнала (с измерением истинных фаз). В этом методе ВЧ сигналы получают однополосную модуляцию и несущая не подавляется различными низкочастотными сигналами. Фазы введенных боковых полос переносятся на суммарный сигнал, поэтому фаза модулирующего сигнала после детектирования

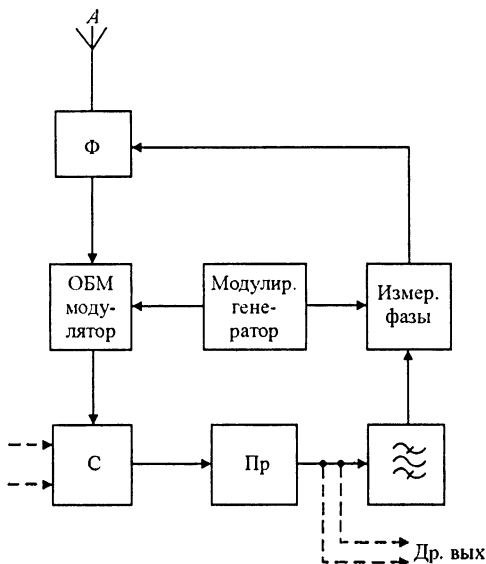


Рис. 9.13

отличается от его фазы на входе точно на разность фаз между соответствующими ВЧ сигналами и суммой. Следовательно, можно получить управляющий сигнал, используемый для регулировки фазовращателей. Схема такой системы приведена на рис. 9.13. Характеристики этого метода ограничены максимально достижимой скоростью коррекции фазы, которая определяется числом входных каналов и общей полосой частот, которую выделяют для сигналов возмущения.

В методе *фазовой развертки* используют стандартный приемник с непрерывной разверткой фазы в одном из каналов. Этот метод применим для АМ и ЧМ систем и может быть объяснен при рассмотрении рис. 9.14. Если фазовращатель $\Phi(t)$ непрерывно изменяет сдвиг фаз от 0 до 2π радиан, то существуют моменты времени, в которые оба сигнала синфазны и появляется пик сигнала на выходе. Если частота изменений фазы на 2π хотя бы в 2 раза больше, чем наивысшая частота модуляции принимаемого сигнала, то пики следуют с частотой, удовлетворявшей условиям теоремы Котельникова о дискретном представлении. При использовании "пикового" детектора и соответствующего фильтра демодуляция АМ сигналов в состоянии обеспечить все преимущества, ожидаемые от разнесенного приема.

Для перечисленных выше методов характерно ухудшение взаимномодуляционной характеристики и коэффициента шума при-

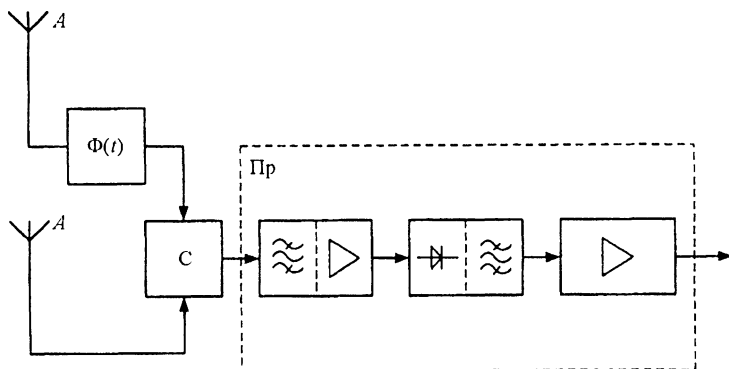


Рис. 9.14

емника, вызванные применением таких блоков, как высокочастотный фазовращатель и цепи возмущения, предшествующие высокочастотному усилителю.

Метод усреднения устраняет эти недостатки. Название метода произошло вследствие использования предварительной системы усреднения различных режимов прохождения в ВЧ линиях. Существует несколько методов ее реализации. На рис. 9.15 изображен один из методов реализации, использующий два приемных ВЧ тракта.

После усиления и преобразования частоты два сигнала промежуточной частоты смешиваются с сигналами от квадратурного генератора, а сигналы на выходах смесителей суммируются и детектируются. Детектор и НЧ фильтр вырабатывают текущее усреднение суммируемых сигналов ПЧ, и сигнал на выходе характеризуется большим ослаблением глубины замираний.

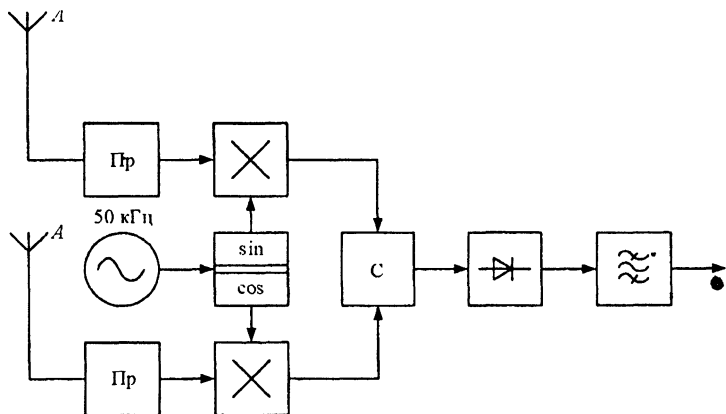


Рис. 9.15

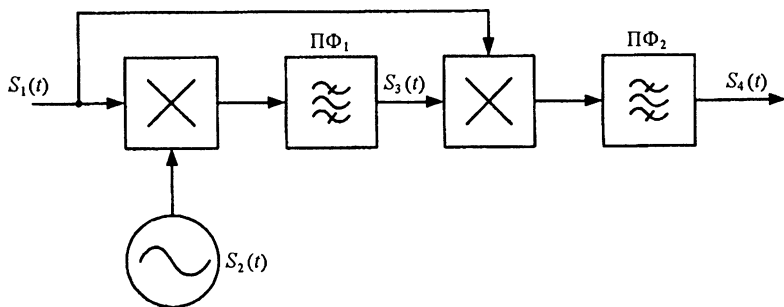


Рис. 9.16

Наилучшим, однако, является *метод гетеродинного очищения фазы*. Он требует специального проектирования приемника, но в этой системе нет никаких проблем в отношении скорости компенсации и имеется возможность полностью погасить доплеровский сдвиг и случайную ЧМ. На рис. 9.16 приведена схема гетеродинного очистителя фазы, которая обладает тем свойством, что фаза выходного сигнала не зависит от фазы входного.

Пояснить действие схемы позволяет представление входного сигнала в форме

$$S_1(t) = A(t) \cos [\omega_c t + \Phi(t) + \Phi_0] A_0 \cos (\omega_0 t + \Phi_c),$$

в котором первый член представляет собой амплитуду и фазу модулированной несущей, а второй — пилот-тон с частотой, достаточно близкой к несущей, что позволяет предположить, что среда распространения действует на фазу обоих сигналов одинаково.

Сигнал перемножается с гетеродинным сигналом

$$S_2(t) = B \cos (\omega_0 t + \theta),$$

где B , ω_0 , θ — амплитуда, частота и фаза сигнала гетеродина соответственно. Частота гетеродина ω_0 ниже частоты несущей. Результирующий сигнал проходит через фильтр ПФ₁ с очень узкой полосой пропускания, который настроен на частоту, равную разности между частотами гетеродина и либо пилот-тона, либо несущей. Если центральная частота соответствует последнему случаю, то ПФ₁ должен быть настолько узкополосным, чтобы подавить всю модуляцию, связанную с несущей. На выходе ПФ₁ получится сигнал

$$S_3(t) = A_F \cos (\omega_F t - \theta + \Phi_0)$$

с частотой ω_F , равной или $(\omega_c - \omega_0)$, или $(\omega_p - \omega_0)$. Сигнал $S_3(t)$ перемножается затем с входным передаваемым вперед сигналом

$S_1(t)$. Фильтр ПФ₂, являющийся достаточно широкополосным для того, чтобы пропустить боковые полосы модуляции сигнала с выхода умножителя, имеет центральную частоту, определяемую разностью между центральной частотой ПФ₁ и либо частотой пилот-тона, либо несущей.

Если частота пилот-тона выбрана, фильтром устанавливают центральные частоты. Тогда выходной сигнал

$$S_4(t) = K\{A(t) \cos [(\omega_c - \omega_p + \omega_0) t + \Phi(t) + \theta] + A_p \cos (\omega_0 t + \theta)\}.$$

Если выбрана частота несущей, выходной сигнал

$$S_4(t) = K\{A(t) \cos [(\omega_0 t + \Phi(t) + \theta + A_p \cos (\omega_p - \omega_c - \omega_0) t + \theta)]\}.$$

Можно заметить, что в обоих случаях статическая входная фаза Φ_0 гасится, на выходе появляется фаза гетеродина, а модуляция сохраняется.

В большинстве практических реализаций этого метода обычно исходную частоту понижают, а затем используют описанную схему с гетеродином на другой, более низкой частоте. В этом случае устранение фазы и преобразование на вторую промежуточную частоту выполняют одновременно.

Так как фаза выходного сигнала такая, как у гетеродина, применение того же гетеродина к различным ветвям системы разнесенного приема будет автоматически делать синфизными различные сигналы при условии, что статические фазы изменяются медленно, или, другими словами, скорость затухания является низкой по сравнению с шириной полосы фильтра ПФ₁. В этом случае сигналы могут быть сложены после второго умножителя, образующего с фильтром ПФ₂, следующим за сумматором, додетекторную схему разнесенного приема.

Системы, использующие этот принцип, могут быть разделены на две категории: системы с пилот-тоном и без пилот-тона. В системах с *передаваемым пилот-тоном* пилот-сигнал размещают в середине полосы частот и используют для компенсации изменений фазы, связанных с информационной модуляцией, фильтры на рис. 9.17 пропускают частоту, определяемую пилот-тоном. Однако если пилот-тон расположен вне полосы частот и может быть выделен фильтром ПФ₁, гетеродин не является необходимым, так как выделенный пилот-сигнал может быть использован вместо него. В этом случае ПФ₂ может быть ФНЧ. Возможны реализации метода с помощью квадраторов либо иных устройств с нелинейной характеристикой второго порядка.

Системы без пилот-тона требуют наличия несущей в принятом сигнале. Однако для того, чтобы система работала пра-

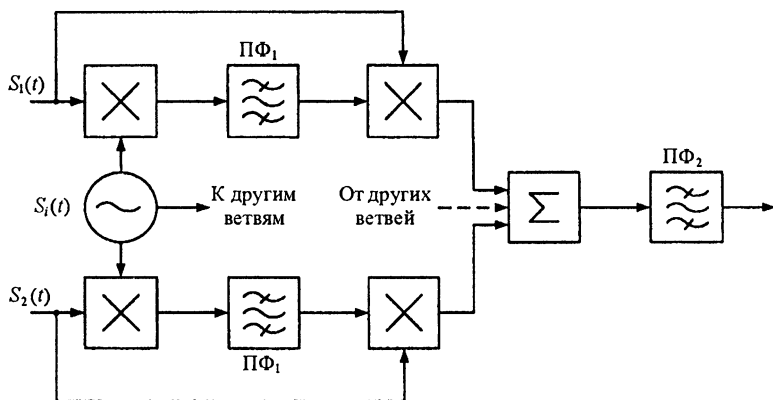


Рис. 9.17

вильно как додетекторный сумматор, фильтр ПФ₁ (см. рис. 9.17) должен отсекал все информационные боковые полосы.

Необходима тщательная развязка гетеродина и выходной цепи. Можно показать, что в этом случае схема рис. 9.17 реализует схему оптимального суммирования, но если вместо умножителей поставить смесители, то получим схему линейного суммирования.

Комбинированный выходной сигнал, достаточно усиленный, может быть использован как сигнал гетеродина, формируя замкнутую цепь ОС. На рис. 9.18 показана такая система с выходами, предназначенными для АМ и ЧМ демодуляторов. Такое решение имеет два важных преимущества над системами, использующими

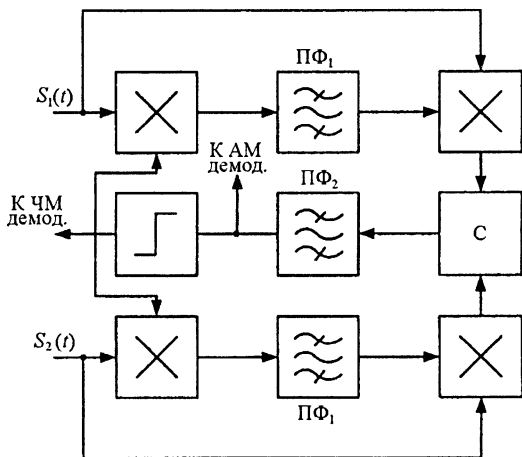


Рис. 9.18

гетеродин: во-первых, хорошая развязка между гетеродином и выходом не так необходима и, во-вторых, для ЧМ сигналов фильтры ПФ₁ нет необходимости делать очень узкополосными. Последнее преимущество – результат присутствия модуляции на обоих входах первых умножителей, и так как ПФ₁ выделяет разность частот, модуляционные компоненты в интересующем диапазоне гасятся.

9.4. СРАВНЕНИЕ МЕТОДОВ КОМБИНИРОВАНИЯ РАЗНЕСЕННЫХ СИГНАЛОВ

Предположим, что случайные шумы в каналах некоррелированы, не зависят от сигналов и имеют нулевые средние значения и равные средние квадраты в различных каналах. Улучшение, достигнутое применением разнесенного приема с автовыбором, линейным или оптимальным сложением, сравним с неразнесенным приемом для случая узкополосной модели флюктуирующих независимо и распределенных нормально сигналов.

Сравним потенциальные возможности методов комбинирования разнесенных сигналов. Лучше всего рассмотреть случай сдвоенного приема. Определим, для каких пар величин эффективного отношения сигнал/шум в двух полезных каналах результирующее отношение на выходе сумматора равно некоторой определенной величине γ при использовании каждого из рассмотренных способов комбинирования разнесенных сигналов. Для этого используем кривые, по осям координат которых отложены эффективные отношения сигнал/шум в каждом канале.

При автовыборе выходное эффективное отношение сигнал/шум равно γ только тогда, когда это отношение в одном из каналов равно γ , а в другом – изменяется в пределах от 0 до γ . Отношение сигнал/шум на входе должно, следовательно, соответствовать какой-либо точке кривой, приведенной на рис. 9.19.

При оптимальном сложении эффективное отношение сигнал/шум на выходе по теореме Бреннана равно γ , если только

$$\left(\frac{S_1}{N_{\text{эфф}}} \right)^2 + \left(\frac{S_2}{N_{\text{эфф}}} \right)^2 = \gamma^2.$$

Это равенство определяет соответствующую кривую как часть круга в первом квадранте радиусом γ с центром в начале координат. При линейном сложении кривая определяется уравнением

$$\frac{S_1 + S_2}{\sqrt{N_{\text{эфф}}^2 + N_{\text{эфф}}^2}} = \gamma,$$

откуда

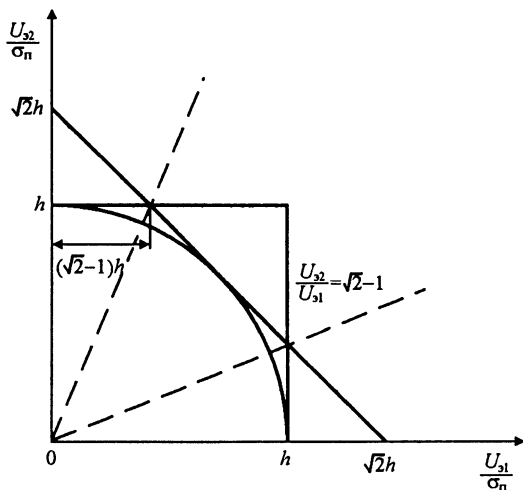


Рис. 9.19

$$\frac{S_1}{N_{\text{эфф}}} + \frac{S_2}{N_{\text{эфф}}} = \sqrt{2}\gamma.$$

Это уравнение прямой линии (см. рис. 9.19).

Кривая для оптимального сложения лежит внутри площадки, ограниченной двумя другими кривыми и осями координат. Это означает, что при оптимальном сложении для получения некоторого определенного уровня отношения сигнал/шум на выходе требуются более низкие значения этого отношения в складываемых каналах, чем при других методах. Этот вывод согласуется с тем фактом, что оптимальное сложение всегда реализует максимальное отношение сигнал/шум при нескольких шумящих каналах. При отношении амплитуд входных сигналов в пределах $0,414 < \frac{S_1}{S_2} < \frac{1}{0,414}$ характеристики системы с линейным сложением лучше характеристик автовыбора, и, наоборот, вне этого интервала автовыбор лучше линейного сложения. Последнее замечание определяет условия, при которых (в рамках настоящего рассмотрения) суперпозиция искаженных шумом сигналов с равным весом приведет к увеличению отношения сигнал/шум.

Кривая для линейного сложения удовлетворительно аппроксимирует кривую для оптимального сложения, пока $0,414 < \frac{S_1}{S_2} < \frac{1}{0,414}$, в то время как кривая для автовыбора хорошо аппроксимирует кривую для оптимального сложения вне этого интервала.

ла. Поэтому весьма хорошим приближением к системе оптимального сложения может служить система, характеристики которой соответствуют характеристикам линейного сложения до тех пор, пока $0,414 < \frac{S_1}{S_2} < \frac{1}{0,414}$, и характеристикам автовыбора вне этого интервала. Такая система является примером комбинированного метода сложения.

Из сказанного следует, что улучшение характеристик линейного сложения по сравнению с характеристиками автовыбора зависит от функции совместной плотности вероятности $W\left(\frac{S_1}{N_{эфф}}, \frac{S_2}{N_{эфф}}\right)$. Эта функция может быть наглядно представлена как поверхность над плоскостью (см. рис. 9.19), расстояние которой от этой плоскости в каждой точке $\left(\frac{S_1}{N_{эфф}}, \frac{S_2}{N_{эфф}}\right)$ определяется плотностью вероятности $W\left(\frac{S_1}{N_{эфф}}, \frac{S_2}{N_{эфф}}\right)$. Объём, заключенный между любой частью этой поверхности и ее ортогональной проекцией на плоскость, равен доле любого интервала длительностью $T_{пр}$, в которой $\frac{S_1}{N_{эфф}}$ и $\frac{S_2}{N_{эфф}}$ одновременно попадают в область, ограниченную указанной проекцией на плоскость.

Общий объём, заключенный между всей поверхностью и плоскостью, равен единице. Если поверхность, характеризующая двумерную плотность вероятности, такова, что ее расстояние от области плоскости, для которой справедливо неравенство $0,414 < \frac{S_1}{S_2} < \frac{1}{0,414}$, превышает высоту над остальной частью плоскости, то применение линейного сложения дает лучшие характеристики, чем автовыбор. Практически именно такое положение встречается чаще всего; это, например, справедливо для рэлеевского замирания. В противном случае, характеристики системы автовыбора будут лучше характеристик системы линейного сложения.

При построении рис. 9.19 предполагалось, что каждый канал вносит одинаковую мощность некогерентного шума. Переменные на рис. 9.19, следовательно, могут рассматриваться как амплитуды или эффективные значения сигнала, представленные в соответствующем масштабе. Пусть масштаб по осям рис. 9.19 выбран так, чтобы можно было определять величины V_1 и V_2 , где V_1, V_2 — ампли-

туды сигналов в каналах, а $V' = \sqrt{2N_{эфф}} \gamma$. Рассмотрим поверхность $W(V_1, V_2)$. Интегрирование $W(V_1, V_2)$ по областям, ограниченным каждой из кривых, даст значение $P_2\{V \leq V'\}$ для любого из рассматриваемых методов. В случае двух независимых распределенных по Рэлею огибающих с равными медианами

$$W(V_1, V_2) = \begin{cases} \frac{4}{V^2} V_1 V_2 e^{-\frac{V_1^2 + V_2^2}{V}} \rightarrow V_1, V_2 \geq 0. \\ 0 \rightarrow V_1, V_2 < 0 \end{cases}$$

Исследование распределения для областей, ограниченных кривыми автовыбора и линейного сложения, показывает, что наличие в выражении $W(V_1, V_2)$ экспоненты, показатель которой зависит только от расстояния до начала координат, не даст какого-либо преимущества одного метода над другим. Однако множитель $V_1 V_2$ имеет пиковое значение вдоль линии $V_1 = V_2$ и равен нулю вдоль $V_1 = 0$, и $V_2 = 0$. Следовательно, $P_2\{V \leq V'\}$ будет больше для автовыбора, чем для линейного сложения, так как даже если общие площади равны, значения V_1, V_2 над площадью, ограниченной кривой автовыбора, будут больше, чем над площадью, ограниченной кривой линейного сложения.

Итак, метод оптимального сложения следует рассматривать как чисто академический. Характеристики систем, реализующих комбинированный метод сложения, близки к характеристикам оптимального сложения, но для его реализации необходимо знание соотношений сигнал/шум в каналах $(U_{s,i}/\sigma_{n,i})_{эфф}$. При реализации алгоритма комбинированного сложения в выходном сигнале в момент перехода от алгоритма автовыбора к алгоритму линейного сложения и наоборот, имеют место скачки сигнала (паразитная амплитудная модуляция) и коммутационные помехи.

Рассмотрим процессы, имеющие место при последетекторном комбинировании двух сигналов различными способами. На рис. 9.20, а изображены процессы при реализации автовыбора, причем сигнал в первом канале U_1 — убывает, а во втором U_2 — нарастает.

На интервале $0 - t_2$ процесс на выходе, в соответствии с алгоритмом автовыбора, совпадает с процессом в одном канале U_1 , а на интервале $t_2 - t_4$ с процессом в другом канале — U_2 . В точке 7, соответствующей моменту времени t_2 , $U_1 = U_2$, т.е. процессы в каналах равны — происходит переключение, которое на практике неизбежно сопровождается паразитным коммутационным выбросом.

На рис. 9.20, б изображены процессы, имеющие место при реализации алгоритма линейного сложения. Если один процесс U_1

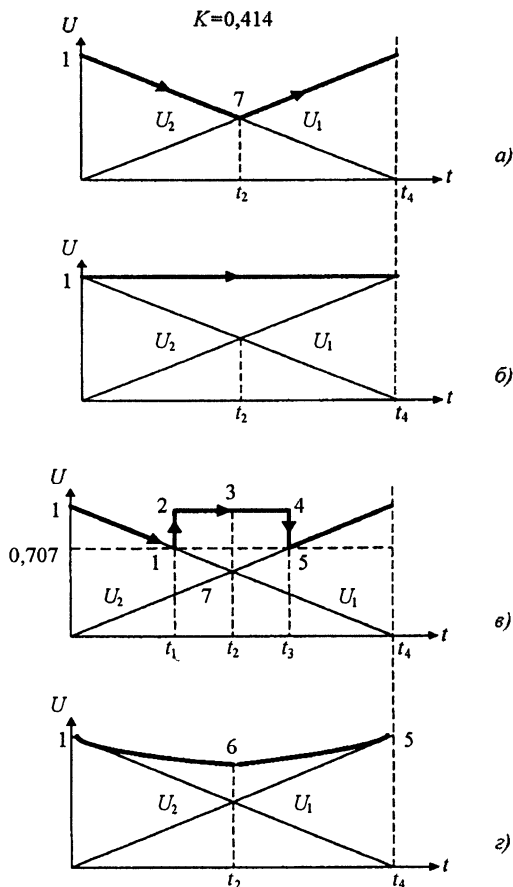


Рис. 9.20

линейно убывает, а второй — U_2 с той же скоростью линейно возрастает, то их линейная сумма в интервале $0 - t_4$ будет неизменна.

На рис. 9.20, в изображены процессы, имеющие место при реализации алгоритма комбинированного сложения. На интервале $0 - t_1$ $\frac{U_2}{U_1} < 0,414$ и выходной процесс совпадает с U_1 , в момент $t = t_1$

$\frac{U_2}{U_1} = 0,414$, поэтому происходит переход от реализации алгоритма

автовывбора к реализации алгоритма линейного сложения и, в соответствии с рис. 9.20, а и 9.20, б, этот переход сопровождается скачком результирующего процесса из точки 1 в точку 2, а именно от уровня 0,707 до 1 (при нормированных U_1 и U_2).

На интервале $t_1 - t_3$ $0,414 \leq \frac{U_2}{U_1} \leq \frac{1}{0,414}$, поэтому процесс, являющийся результатом комбинирования (сложения) пройдет через точки 2, 3, 4, останется неизменным и равным сумме процессов U_1 и U_2 . В точке 4 (момент t_3) $\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{0,414}$ происходит обратный переход от реализации алгоритма линейного сложения к автовыбору и соответственно результирующий процесс скачкообразно перейдет из точки 4 в точку 5 (изменится от 1 до 0,707). На интервале $t_3 - t_4$ $\frac{U_2}{U_1} > \frac{1}{0,414}$ – вновь реализуется алгоритм автовыбора, только теперь результирующий процесс совпадает с U_2 .

Сопоставление процессов, представленных на рис. 9.20, показывает, что модифицированный алгоритм с точки зрения формирования результирующего процесса, в моменты времени $t_1 - t_3$ (рис. 9.20, з) обеспечит его прохождение через точки 1, 6, 5, а не через точки 1, 2, 3, 4, 5, как при реализации рассмотренного выше алгоритма комбинированного сложения. Указанные желаемые свойства могут быть обеспечены путем усложнения части схемы, реализующей линейное сложение, за счет дополнительного введения блоков, которые при переходе соотношения процессов в каналах через значения $\frac{U_1}{U_2} = 0,414$ и $\frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{0,414}$ будут увеличивать или уменьшать коэффициенты усиления процессов в каналах соответственно. При этом могут быть использованы имеющиеся цепи автоматической регулировки усиления (АРУ), либо на выходе поставлен один дополнительный усилитель с управляемым скачкообразно коэффициентом усиления.

Схема, реализующая алгоритм комбинированного сложения сигналов со скачкообразным изменением коэффициента усиления, представлена на рис. 9.21, где ВЧЧ – высокочастотная часть приемника, включающая входные цепи и преобразователь частоты; СУКП – схема сложения с управляемым коэффициентом передачи.

В схеме для устранения паразитной амплитудной модуляции (АМ) необходимо, чтобы устройство сложения СУКП не только отключало один из приемников при переходе от алгоритма линейного сложения к алгоритму автовыбора, но и одинаково уменьшало оба процесса при переходе от алгоритма автовыбора к алгоритму линейного сложения. Таким образом, существует принципиальная возможность избавиться от паразитной АМ в результирующем процессе при реализации алгоритма комбинированного

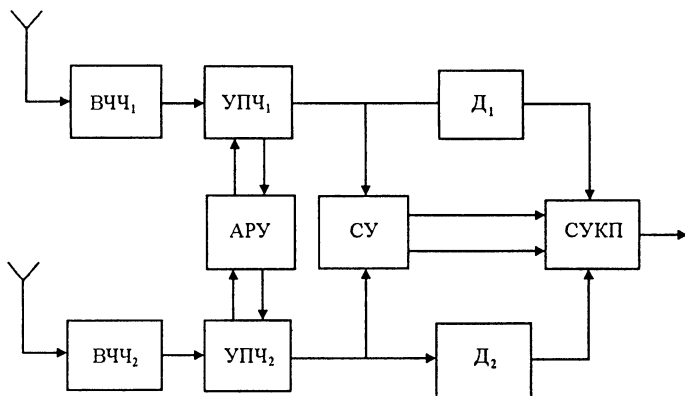


Рис. 9.21

сложения. Однако избавиться от коммутационных помех невозможно, более того, они увеличатся ввиду неизбежности переходных процессов в усилителях при скачкообразном изменении коэффициента усиления.

Выше отмечалось, что одной из основных проблем при реализации оптимального сложения является необходимость измерения соотношений сигнал/шум в каналах. При реализации алгоритма комбинированного сложения знание соотношений сигнал/шум в каналах также необходимо, так как именно при соотношениях $0,414 \leq \frac{U_{31}/\sigma_{n1}}{U_{32}/\sigma_{n2}} \leq \frac{1}{0,414}$ должно происходить переключение с одного алгоритма на другой.

При обработке сигналов в реальных условиях на приемной стороне имеют дело с суммами сигналов и помех $U_1 = U_{31} + \sigma_{n1}$ и $U_2 = U_{32} + \sigma_{n2}$. Обычно можно полагать $\sigma_{n1} = \sigma_{n2} = \sigma_n$, тогда усредненное отношение сигнал/шум запишется в виде

$$\frac{1}{2} \left(\frac{U_{31}}{\sigma_{n1}} + \frac{U_{32}}{\sigma_{n2}} \right) = \frac{U_{31} + U_{32}}{2\sigma_n} = \left(\frac{U_3}{\sigma_n} \right)_{\text{cp}}$$

Можно установить связь между усредненным соотношением сигнал/шум и соотношением процессов в каналах

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{U_{31} + \sigma_{n1}}{U_{32} + \sigma_{n2}} = \frac{U_{31}/\sigma_n + 1}{U_{32}/\sigma_n + 1}. \quad (9.10)$$

Обозначим $U_1/U_2 = K$. Тогда зависимость $K = f(U_3/\sigma_n)_{\text{cp}}$, построенная по формуле (9.10), имеет вид, представленный на рис. 9.22. Из его рассмотрения следует, что при изменении $(U_3/\sigma_n)_{\text{cp}}$ от 0,5 до 10 значение K , соответствующее соотношению

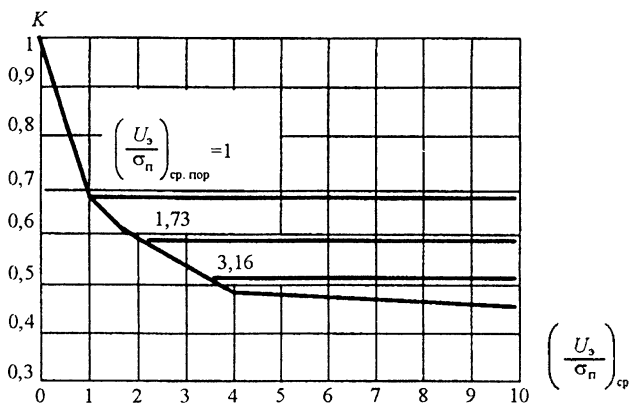


Рис. 9.22

$$0,414 \leq \frac{U_{21}/\sigma_{n1}}{U_{32}/\sigma_{n2}} = \frac{U_{21}}{U_{n2}} \leq \frac{1}{0,414},$$

меняется от 0,75 до 0,45.

Целесообразность применения того или иного метода комбинирования сигналов определяется видом замираний, при этом чаще предпочтение отдается методам суммирования, при реализации которых принципиально отсутствуют какие-либо коммутационные помехи. Поэтому при синтезе новых квазиоптимальных алгоритмов комбинирования предпочтение следует отдавать процедурам алгебраического сложения сигналов.

Рассмотрим детально процессы, происходящие при реализации метода комбинированного сложения (см. рис. 9.20) с учетом требований синтеза, направленных на устранение паразитной АМ и коммутационных помех.

На рис. 9.23 представлены процессы U_1 (убывающий линейно) и U_2 (нарастающий линейно).

В интервале $0 - t_1$ формируемый результирующий процесс должен совпадать с U_1 , т.е. при $U_1 > U_2/K$ коэффициент передачи процесса U_1 должен иметь значение $K_{n1} = 1$, а коэффициент передачи процесса U_2 , должен иметь значение $K_{n2} = 0$. В интервале $t_3 - t_4$ формируемый процесс должен совпадать с U_2 , т.е. при $U_2 > U_1/K$ коэффициенты передачи процессов U_1 и U_2 должны иметь значения $K_{n2} = 1$, а $K_{n1} = 0$. Необходимо, чтобы в момент времени t_2 процессы и U_1 и U_2 были равны и были ослаблены таким образом, чтобы их сумма ($U_1^{(1)} + U_2^{(1)}$) совпала с точкой б (см. рис. 9.23, а). В моменты времени t_1 и t_3 , как показано выше, $U_1^{(1)}$ и $U_2^{(1)}$ соответственно должны быть равны нулю. При этом на интервале $0 - t_1$

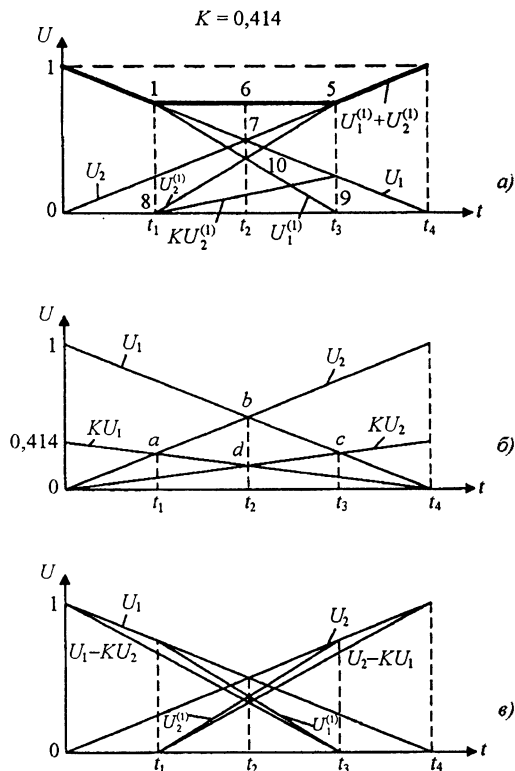


Рис. 9.23

$U_2^{(1)} = 0$, а на интервале $t_3 - t_4$ $U_1^{(1)} = 0$. Из рассмотрения рис. 9.23 видим, что для выполнения поставленных условий процесс $U_1^{(1)}$ на участке $0 - t_1$ должен совпадать с U_1 , а на участке $t_1 - t_3$ должен убывать быстрее, чем U_1 ($K_{п1} < 1$), и, проходя через точки 1, 10, 9, он должен достигать нулевого значения в точке 9 (момент t_3), оставаясь равным 0 на интервале $t_3 - t_4$. Аналогично процесс $U_2^{(1)}$ на интервале $0 - t_1$ равен нулю, на интервале $t_1 - t_3$ быстро нарастает, проходя через точки 8, 10, 5 и достигая значения U_2 в момент t_3 (точка 5), далее на интервале $t_3 - t_4$ он совпадает с процессом U_2 . Простое геометрическое рассмотрение рис. 9.23 показывает, что при домножении процессов U_1 и U_2 на коэффициенты $K_{п1}$ и $K_{п2}$ формируются процессы $U_1^{(1)}$ и $U_2^{(1)}$, при этом суммарный процесс $U_1^{(1)} + U_2^{(1)}$, реализует все достоинства метода комбинированного сложения, он свободен от его недостатков – паразитной АМ и коммутационных помех. Процедуры направленного воздействия на процессы U_1 и U_2 должны быть просто реализуемыми, не требо-

вать дополнительной априорной информации и не содержать операций коммутации.

Для получения выражений коэффициентов передачи K_{n1} и K_{n2} построим вспомогательные зависимости KU_1 и KU_2 на рис. 9.23, б. Эти зависимости пересекаются с зависимостями U_1 и U_2 в точках a ($U_2 = KU_1$) и c ($U_1 = KU_2$), при этом U_1 и U_2 пересекаются в точке b (точка γ), а зависимости KU_1 и KU_2 – в точке d . Именно в точке a выполняется соотношение $K = U_2/U_1$, а в точке c – соотношение $K = U_1/U_2$, т.е. точки a и c соответствуют моментам времени t_1 и t_3 соответственно, в которых происходит переход от алгоритма автовыбора к линейному сложению и наоборот. Рассмотрение показывает, что для того, чтобы сформированный из U_1 процесс в момент времени t_3 был равен 0 достаточно вычесть из него значение KU_2 , т.е.

$$U_1^{(0)} \Big|_{t=t_3} = U_1 - KU_2.$$

Построим зависимость $(U_1 - KU_2) = f(t)$ на рис. 9.23, в. В момент $t = 0$ она совпадает с U_1 , а в момент $t = t_3$ – с $U_1^{(0)}$; во все остальные моменты времени она проходит ниже U_1 и искомой $U_1^{(0)}$. При этом интервал времени $0 - t_1$ нас не интересует, а на интервале $t_1 - t_3$ для получения искомой зависимости достаточно изменить крутизну функции $f(t) = (U_1 - KU_2)$. Определим необходимый коэффициент, на который следует домножить $f(t)$ для получения зависимости $U_1^{(0)}(t)$ на интервале $t_1 - t_3$. Пусть в соответствии с рис. 9.23, а

$$U_1 = 1 - At; \quad U_2 = Bt.$$

Для простоты положим симметричность процессов, т.е. $A = B = 1$, тогда $U_1 = 1 - t$; $U_2 = t$.

Составим уравнение для момента времени $t = t_1$, учитывая, что в этой точке $U_1 = KU_2$, получим выражение $1 - t_1 = Kt_1$, откуда $t_1 = 1/(1 + K)$.

Зная t_1 , определим величины U_1 и $f(t) = (U_1 - KU_2)$:

$$U_1 = 1 - t_1 = 1 - \frac{K}{1 + K} = \frac{1}{1 + K};$$

$$U_1 - KU_2 = \frac{1}{1 + K} - Kt_1 = \frac{1}{1 + K} - \frac{K^2}{1 + K} = 1 - K,$$

а также соотношение

$$\frac{U_1}{U_1 - KU_2} = \frac{1}{1 + K} : (1 - K) = \frac{1}{1 - K^2}.$$

Таким образом, в точке $t = t_1$ процесс U_1 в $1/(1-K^2)$ раз больше процесса $(U_1 - KU_2)$. Ясно, что этот коэффициент справедлив на всем участке $t_1 - t_3$. Аналогичная зависимость может быть получена и для процесса U_2 . С учетом всего изложенного можно записать:

$$\begin{aligned} U_1^{(1)} &= (U_1 - KU_2) \frac{1}{1-K^2} \text{ при } KU_2 \leq U_1 \leq \frac{U_2}{K}; \\ U_2^{(1)} &= (U_2 - KU_1) \frac{1}{1-K^2} \text{ при } KU_1 \leq U_2 \leq \frac{U_1}{K}. \end{aligned} \quad (9.11)$$

Учитывая соотношение (9.11), получаем выражения для нормированных коэффициентов передачи процессов K_{n1} и K_{n2} ,

$$\begin{aligned} K_{n1} = \frac{U_1^{(1)}}{U_1} &= \begin{cases} 1; & U_1 \geq \frac{U_2}{K}; \\ \frac{U_1 - KU_2}{U_1} \frac{1}{1-K^2}; & \frac{U_2}{K} \geq U_1 \geq KU_2; \\ 0; & U_1 \leq KU_2. \end{cases} \\ K_{n2} = \frac{U_2^{(1)}}{U_2} &= \begin{cases} 1; & U_2 \geq \frac{U_1}{K}; \\ \frac{U_2 - KU_1}{U_2} \frac{1}{1-K^2}; & \frac{U_1}{K} \geq U_2 \geq KU_1; \\ 0; & U_2 \leq KU_1. \end{cases} \end{aligned} \quad (9.12)$$

Для соотношений процессов U_i, U_j при

$$K < \frac{U_i}{U_j} < \frac{1}{K} \quad (9.13)$$

выражения (9.12) можно записать в виде

$$\begin{aligned} K_{ni} &= \left(1 - K \frac{U_j}{U_i}\right) \frac{1}{1-K^2}; \quad KU_j \leq U_i \leq \frac{U_j}{K}; \\ K_{nj} &= \left(1 - K \frac{U_i}{U_j}\right) \frac{1}{1-K^2}; \quad KU_i \leq U_j \leq \frac{U_j}{K}. \end{aligned} \quad (9.14)$$

Зависимости K_{ni} и K_{nj} от соотношения U_j/U_i для случая $K = 0,414$ построены на рис. 9.24 в соответствии с соотношениями (9.14). На этом же рисунке представлена зависимость $K_{ni} + K_{nj}$. Рассмотрение рис. 9.24 показывает, что в частных случаях при автовыборе $K_{ni} + K_{nj} = 1$, а при линейном сложении $K_{ni} + K_{nj} = 2$, во всех остальных случаях комбинированного сложения

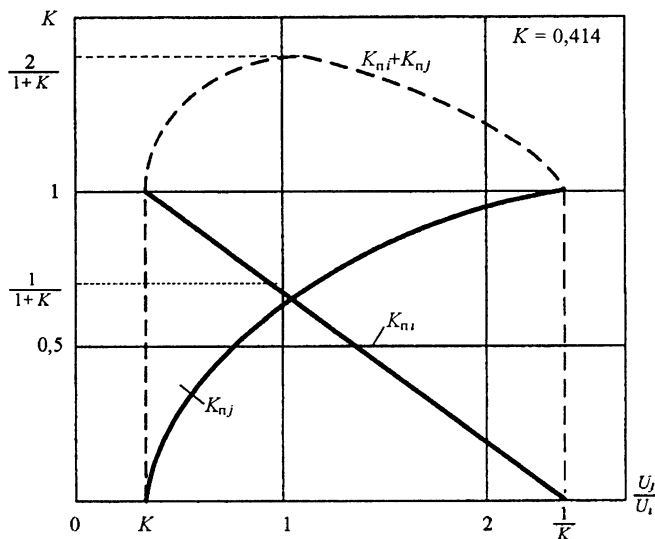


Рис. 9.24

$$1 < (K_{n1} + K_{n2}) = \frac{2}{1+K} < 2.$$

Рассмотрение рис. 9.24 показывает также, что коэффициент передачи убывающего процесса уменьшается линейно со скоростью, определяемой величиной K , а коэффициент передачи нарастающего процесса быстро нарастает, достигая при равенстве процессов величины $1/(1+K)$ и затем медленно нарастает, достигая значения, равного единице, при соотношении нарастающего процесса к убывающему, равному $1/K$. При соотношении нарастающего процесса к убывающему меньше K , коэффициент передачи убывающего процесса равен 1, а нарастающего — 0.

При этом обработка по методу комбинированного сложения в соответствии с (9.14) может быть реализована схемой, представленной на рис. 9.25, где УСВК — устройство сравнения и вычисления коэффициентов K_{n1} и K_{n2} .

Обработку, реализующую схему, представленную на рис. 9.25, не сложно выполнить на ЭВМ, но при аналоговой реализации естественно будут иметь место определенные сложности в реализации УСВК и УУ. Таким образом, на основании сопоставления особенностей различных методов комбинирования сигналов разнесенных каналов и рассмотрения процессов при реализации алгоритма комбинированного сложения (см. рис. 9.23) синтезирована квазиоптимальная схема, реализующая достоинства комбини-

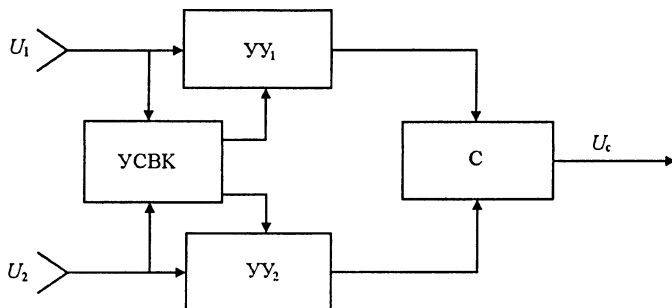


Рис. 9.25

рованного сложения, но свободная от его недостатков – паразитной АМ и коммутационных помех. Однако, численные операции, необходимые при реализации такой обработки, не на много проще выполняемых при оптимальном сложении, особенно при аналоговой реализации.

Требованиям реализации соотношений (9.11) при условии (9.13) без использования операций коммутации удовлетворяют структуры с взаимными обратными связями. При реализации модифицированного алгоритма комбинированного сложения такая структура имеет вид, представленный на рис. 9.26.

Из рассмотрения устройства очевидно, что оно реализует процедуры вида

$$U_i^{(1)} = U_j - KU_i \text{ при } U_j > KU_i,$$

однако, реализуемость устройством домножения на величину $1/(1-K^2)$ и выполнения условий (9.13) не очевидны.

Основное, что следует из рассмотрения рис. 9.26, это отсутствие в устройстве операций коммутации, а следовательно оно реа-

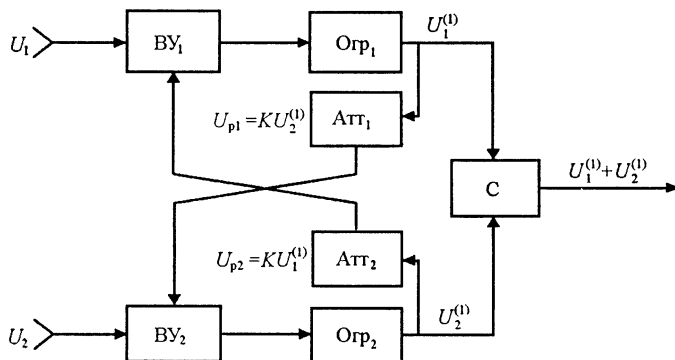


Рис. 9.26

лизует синтезированный алгоритм и в то же время свободно от основных недостатков метода комбинированного сложения — коммутационных помех и паразитной АМ. Таким образом, простое геометрическое рассмотрение процессов при реализации различных методов комбинирования позволило наложить требования на их изменение во времени, получить необходимые зависимости коэффициентов домножения для направленного изменения исходных процессов и, в конечном счете, синтезировать структуру устройства обработки, обладающего заданными свойствами.

Однако устройство, изображенное на рис. 9.26, будет квазиоптимальным только при фиксированном значении соотношения сигнал/шум в соответствии с зависимостью, представленной на рис. 9.22. Для обеспечения квазиоптимальности схемы во всем диапазоне изменения соотношений сигнал/шум необходимо измерять и соответственно изменять значения K . Схему, представленную на рис. 9.26, в соответствии с изложенным, следует дополнить измерителем соотношения сигнал/шум и блоком регулировки глубины ослабления сигналов K в аттенюаторах Att_1 и Att_2 . Таким образом, обеспечение квазиоптимальности в широком диапазоне усложняет схему и ее достоинство, с точки зрения простоты, перед оптимальной делается незначительным. Рассмотрение зависимости, представленной на рис. 9.22, показывает, что при увеличении $(U_s/\sigma_n)_{ср}$ от четырех до ∞ величина K должна уменьшаться всего от 0,5 до 0,414, а при уменьшении $(U_s/\sigma_n)_{ср}$ от четырех до единицы значение K должно увеличиваться от 0,5 до 0,66. Из последнего следует, что нет необходимости в обеспечении изменения K во всем диапазоне изменения соотношений сигнал/шум, особенно в области больших сигналов. При этом очевидно, что в отличие от случая оптимального сложения при реализации модифицированного алгоритма комбинированного сложения требования к точности измерения соотношения сигнал/шум не столь жесткие.

Итак изложенное выше с учетом неполноты априорных сведений о параметрах сигналов и помех позволяет окончательно сформулировать требования к схеме, реализующей модифицированный алгоритм комбинированного сложения.

Модифицированный алгоритм комбинированного сложения наряду с указанными достоинствами на участке реализации алгоритма линейного сложения обеспечивает повышение соотношения сигнал/шум, что следует из рассмотрения рис. 9.24 (большой процесс домножается на большой коэффициент) и количественно это будет показано на анализе схем технической реализации алгоритма. Синтезированный алгоритм менее критичен к точности изме-

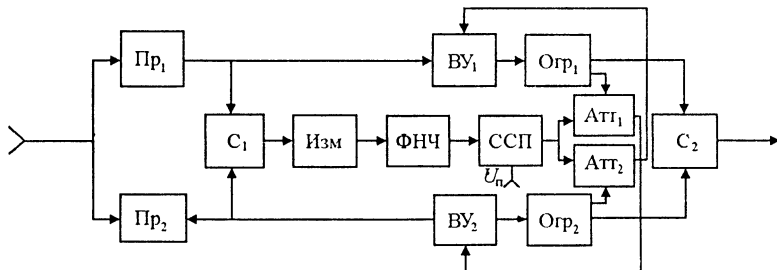


Рис. 9.27

рения соотношения сигнал/шум, а это позволяет в условиях неполноты априорных сведений о параметрах сигналов и помех пользоваться оценками соотношения сигнал/шум.

Схема, реализующая синтезированный модифицированный алгоритм комбинированного сложения при сдвоенном разнесенном приеме представлена на рис. 9.27, где Изм – измеритель усредненного соотношения сигнал/шум.

Из зависимости, представленной на рис. 9.22, следует, что в области малых значений сигнал/шум скорость изменения K выше, чем в области больших, поэтому, учитывая то, что получить хорошую оценку отношения сигнал/шум трудно, особенно при неполноте априорных данных о характере замираний, и то, что при больших сигналах помехоустойчивость высокая, целесообразно осуществлять подстройку параметра K только в области малых сигналов.

Поэтому пороговый уровень $(U_s/\sigma_n)_{\text{ср пор}}$ следует устанавливать из соображений требуемого качества обработки с учетом ожидаемого диапазона изменения отношения $(U_s/\sigma_n)_{\text{ср}}$. Постоянная времени ФНЧ, осуществляющего усреднение отношения сигнал/шум, также выбирается в соответствии с ожидаемым видом и скоростью замираний сигнала и также зависит от соотношения сигнал/шум. Когда уровень сигнала на входе схемы сравнения с порогом ССП станет ниже установленного значения, вырабатывается сигнал регулирования коэффициента передачи аттенуаторов K в соответствии с зависимостью $K = f(U_s/\sigma_n)_{\text{ср}}$. При $(U_s/\sigma_n)_{\text{ср}} > (U_s/\sigma_n)_{\text{ср пор}}$ коэффициенты передачи постоянны и равны значению K , соответствующему пороговому значению отношения сигнал/шум (см. рис. 9.22). На рис. 9.22 представлены зависимости $K = f(U_s/\sigma_n)_{\text{ср}}$ для трех значений пороговых величин отношения сигнал/шум: 1 (по мощности 1); 1,73 (по мощности 3) и 3,16 (по мощности 10). Таким образом, в устройстве требования к точности измерения соотношения сигнал/шум не высоки, его измерения производятся в каждом канале и в реальном масштабе времени.

Отсутствие априорной информации о соотношении сигнал/шум и о характере процессов делает невозможным эффективное применение известных алгоритмов. Устройство, реализующее синтезированный алгоритм, даже при значительной ошибке в установке величины K , всегда будет обладать более высокими характеристиками, чем устройства, реализующие любой из рассмотренных выше алгоритмов. Как следует из изложенного, применение модифицированного метода комбинированного сложения позволяет устранить паразитную АМ и коммутационные помехи, что приводит к повышению реальной помехоустойчивости. Очевидно, что все достоинства метода комбинированного сложения в части инвариантности к виду закона распределения замираний сохраняются при реализации модифицированного алгоритма.

В гл. 5 отмечалось, что при использовании УВОС повышается эффективное отношение сигнал/шум. Рассмотрение алгоритма (9.11) и рис. 9.26 показывает, что это действительно должно быть на участке реализации алгоритма сложения, так как в отличие от линейного сложения, когда и сигнал и шумы линейно складываются, при реализации модифицированного алгоритма больший процесс уменьшается в меньшей степени, а меньший процесс – в большей. Это приводит к тому, что эффективное значение отношения сигнал/шум определится не соотношением (9.17), как при линейном сложении, а соотношением (9.18).

Сопоставим различия эффективных значений отношения сигнал/шум, получаемых при оптимальном и линейном сложении и при комбинированном сложении на участке $K \leq \frac{U_{\Sigma 1}}{U_{\Sigma 2}} \leq \frac{1}{K}$ и при модифицированном методе комбинированного сложения на том же участке для случая сдвоенного приема.

В соответствии с теоремой Бреннана, при оптимальном сложении в случае $\sigma_{n1} = \sigma_{n2}$

$$h = \sqrt{\left(\frac{U_{\Sigma 1}}{\sigma_{n1}}\right)^2 - \left(\frac{U_{\Sigma 2}}{\sigma_{n2}}\right)^2} = \frac{\sqrt{U_{\Sigma 1}^2 + U_{\Sigma 2}^2}}{\sigma_n}. \quad (9.15)$$

При автовыборе

$$h = \begin{cases} \frac{U_{\Sigma 1}}{\sigma_n}; & U_{\Sigma 1} > U_{\Sigma 2}; \\ \frac{U_{\Sigma 2}}{\sigma_n}; & U_{\Sigma 2} > U_{\Sigma 1}. \end{cases} \quad (9.16)$$

При линейном сложении

$$h = \frac{U_{31} + U_{32}}{\sqrt{\sigma_{n1}^2 + \sigma_{n2}^2}} = \frac{U_{31} + U_{32}}{\sqrt{2} \cdot \sigma_n}. \quad (9.24)$$

При модифицированном алгоритме комбинированного сложения

$$h = \begin{cases} \frac{U_{31}}{\sigma_n}, & \frac{U_{31}}{U_{32}} \geq \frac{1}{K}; \\ \frac{U_{31} + U_{32}}{\sigma_n} \frac{1-K}{\sqrt{\left(1-K \frac{U_{32}}{U_{31}}\right)^2 + \left(1-K \frac{U_{31}}{U_{32}}\right)^2}}; & K \leq \frac{U_{31}}{U_{32}} \leq \frac{1}{K}; \\ \frac{U_{32}}{\sigma_n}, & \frac{U_{32}}{U_{31}} > \frac{1}{K}. \end{cases} \quad (9.18)$$

Пусть $U_{32}/\sigma_n = 1$, а U_{31}/σ_n меняется в пределах от 0 до $1/K$ при $K = 0,414$. В результате вычислений эффективного значения соотношения сигнал/шум для оптимального сложения $h_{\text{опт}}$ (9.15), комбинированного сложения h_k (9.16), (9.17) и модифицированного алгоритма комбинированного сложения h_m (9.16), (9.18), а также относительных отклонений значений $h_k(\delta_k)$ и $h_m(\delta_m)$ от $h_{\text{опт}}$ и рассчитана разница отклонений δ , %, в зависимости от соотношения U_{31}/U_{32} , которые представлены на рис. 9.28 в виде графиков зависимостей δ_k и δ_m от U_{31}/U_{32} в интервале значений $0 < U_{31}/U_{32} < 1$. Погрешность будет максимальной при $U_{31}/U_{32} = K$ и различной для обычного и модифицированного методов при $U_{31}/U_{32} < 1$. При $U_{31}/U_{32} > K$ погрешности обоих методов одинаковы.

Рассмотрение рис. 9.28 показывает, что действительно на интервале $K < \frac{U_{31}}{U_{32}} < \frac{1}{K}$ модифицированный алгоритм комбинированного сложения обеспечивает большее значение эффективного отношения сигнал/шум, хотя и не на много (до 2 %), чем обычный метод комбинированного сложения. На участке реализации автовыбора оба алгоритма равноценны.

Таким образом, учитывая тот факт, что при реализации УВОС использованы только линейные операции (вычитание и ослабление сигналов) и что какие-либо инерционные и нелинейные операции отсутствуют, можно утверждать, что помехоустойчивость

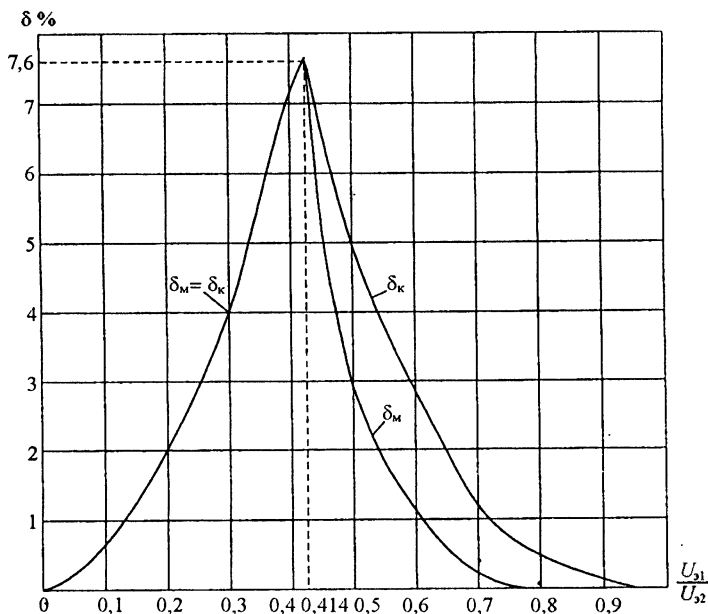


Рис. 9.28

такого устройства, реализующего модифицированный метод комбинированного сложения будет выше помехоустойчивости, обеспечиваемой прототипом, реализующим метод комбинированного сложения по трем причинам: устранение паразитной АМ, устранение коммутационных помех, повышение эффективного значения отношения сигнал/шум. Применение двух и более последовательно включенных УВОС с различными значениями $K < 1$ позволяет приблизить характеристики модифицированного метода комбинированного сложения к оптимальному алгоритму.

Итак, во всех случаях, когда имеет место изменение закона распределения замираний, целесообразно применение модифицированного метода комбинированного сложения сигналов при разнесенном приеме.

Прежде чем сделать окончательный вывод о пригодности метода комбинирования разнесенных сигналов, его необходимо рассмотреть также с практической точки зрения. Экспериментальные исследования оптимального сложения показали, что значение этого метода может стать академическим, потому, что:

– оборудование и устройства даже для оптимального последовательного сложения (см. рис. 9.19) требуют значительно больше-

го числа элементов и цепей, чем оборудование и устройства для линейного сложения и автовыбора;

– при прочих равных условиях характеристики устройств для оптимального сложения могут оказаться в действительности хуже характеристик устройств для линейного сложения вследствие неизбежных эксплуатационных разрегулировок, к которым система для оптимального сложения оказывается значительно более критичной;

– кроме того, предлагаемые схемы додетекторного оптимального сложения неудовлетворительны (с практической точки зрения).

Эти трудности, как и следовало ожидать, обусловлены сложными операциями, необходимыми для реализации оптимального сложения полезных сигналов.

Линейное сложение до детектора имеет существенные преимущества как перед линейным, так и перед оптимальным сложением после детектора в отношении порога удовлетворительного приема в присутствии случайных шумов, если только процесс демодуляции не сводится к неискаженному переносу полезного спектра. Это базируется на том, что сложение до детектора позволяет улучшить отношение сигнал/шум до прохождения смеси сигнала и шума через детектор, в котором могут иметь место необратимые понижения этого отношения.

Другие методы комбинирования сигналов также вызывают некоторые трудности при их использовании. Заслуживают внимания следующее из них.

1. Переключение в цепях после детектора вызывает переходные процессы, величина которых может быть недопустимо велика. Переходный процесс, происходящий при переключении до детектора, оказывается значительно меньше, однако при этом возникает другой тип переходного процесса, недопустимый в системах с частотной или фазовой модуляцией: переключение с одной несущей на другую, мгновенная фаза которой отличается от первой, вызовет скачок фазы α , следовательно, частотный импульс. Величина этого импульса может быть существенно уменьшена включением в приемник до переключающего устройства цепей автоматической подстройки фазы.

2. При линейном сложении требуется весьма тщательное управление усилениями в приемных каналах, чтобы обеспечить одинаковое усиление, т.е. равный вес складываемых сигналов. Следовательно, цепи до сумматора должны иметь идентичные характеристики передачи. Для этого необходимо использовать схему общей автоматической регулировки усиления.

3. Сложение до детектора требует добавления цепей управления фазой, обеспечивающих сложение сигналов в фазе. При разнесении по частоте два сигнала с разными частотами должны возбуждаться одним генератором, модулироваться одним и тем же сигналом, а затем преобразовываться по частоте. В приемнике разнесенные по частоте сигналы должны быть до сложения гетеродинированы таким образом, чтобы на входе сумматора получилась одна и та же частота.

4. Модифицированный метод комбинированного сложения может быть реализован до и после детектора и обеспечивает определенную инвариантность к условиям приема.

Проблемы использования алгоритмов и процедур разнесенного приема при обработке сигналов многообразны и не исчерпываются содержанием данной главы.

Применение разнесенного приема, даже наиболее простых его алгоритмов, является мощным, а порой и единственным средством повышения верности связи без увеличения мощности передатчика и расширения занимаемого спектра частот.

Известно, что в ряде видов нестационарных каналов дальнейшее увеличение мощности излучения не всегда приводит к соответствующему повышению помехоустойчивости связи, применение разнесённого приёма в таких ситуациях особо актуально.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Поясните принципы формирования каналов разнесенного приема.
2. Приведите классификацию методов обработки сигналов при разнесенном приеме.
3. Объясните сущность методов переключения разнесенных сигналов.
4. Нарисуйте и поясните функциональные схемы приемников, реализующих различные методы сложения.
5. Приведите классификацию методов фазирования при додетекторном разнесенном приеме.
6. Поясните сущность модифицированного метода комбинированного сложения.
7. Сравните различные методы комбинирования разнесенных сигналов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Андронов И.С., Финк Л.М.** Передача дискретных сообщений по параллельным каналам. — М.: Сов. радио, 1971. — 406 с.
2. **Зюко А.Г.** Помехоустойчивость и эффективность систем связи. — М.: Связь, 1972. — 360 с.
3. **Багдади Е.Д.** Лекции по теории систем связи. — М.: Мир, 1964. — 402 с.
4. **Сикарев А.А., Фалько А.И.** Оптимальный прием дискретных сообщений, вып. 9. — М.: Связь, 1978. — 328 с.
5. **Плаксииенко В.С.** Методы разнесенного приема в мобильных системах связи. В кн.: Вопросы формирования и обработки сигналов в радиотехнических системах. — Таганрог, 1979, вып. III, с. 45–49.
6. **Плаксииенко В.С.** Методы обработки сигналов при разнесенном приеме. В кн.: Вопросы формирования и обработки сигналов в радиотехнических системах. — Таганрог, 1980, вып. IV, с. 46–50.

ГЛАВА 10

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

10.1. ПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА НАЗЕМНЫХ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ СИСТЕМ

Наземная РРЛ прямой видимости состоит из двух оконечных (ОРС) и ряда активных ретрансляционных промежуточных (ПРС) станций, причем соседние станции расположены на расстоянии 10...70 км друг от друга. Для линий этого класса выделены полосы частот в диапазонах 2, 4, 6, 8, 11, 13, 18 ГГц и в более высокочастотных. В этих диапазонах возможно построение широкополосных РПрУ и РПДУ, поэтому РРЛ обеспечивают передачу широкополосных сигналов, в первую очередь сигналов многоканальной телефонии и телевидения. В них используются различные способы модуляции несущей и разделения каналов: частотное разделение каналов (ЧРК) и ЧМ гармонической несущей; временное разделение каналов (ВРК) с аналоговой модуляцией импульсов, которые затем модулируют несущую; ВРК с цифровыми методами передачи (ЦРРЛ) [1–3, 5, 6].

Для повышения экономической эффективности и пропускной способности РРЛ, как правило, делают многоствольными, т.е. на каждой станции на общую антенно-фидерную систему работают на разных частотах несколько приемопередатчиков. В каждом стволе на ОРС работают один передатчик и один приемник, а на ПРС – два приемника для приема сигналов от соседних станций и два передатчика для дальнейшей передачи принятых сигналов вдоль РРЛ. Работа нескольких приемопередатчиков на общую антенну осуществляется с помощью разделительных фильтров, невзаимных устройств (ФЦ, ФВ), поляризационных селекторов, устройств сложения сигналов приема и передачи.

В настоящее время наиболее широкое распространение получил принцип построения приемопередающей аппаратуры РРЛ, при котором основная обработка сигналов производится на промежуточной частоте, выбираемой в соответствии с рекомендациям МККР (обычно $f_n = 70$ МГц).

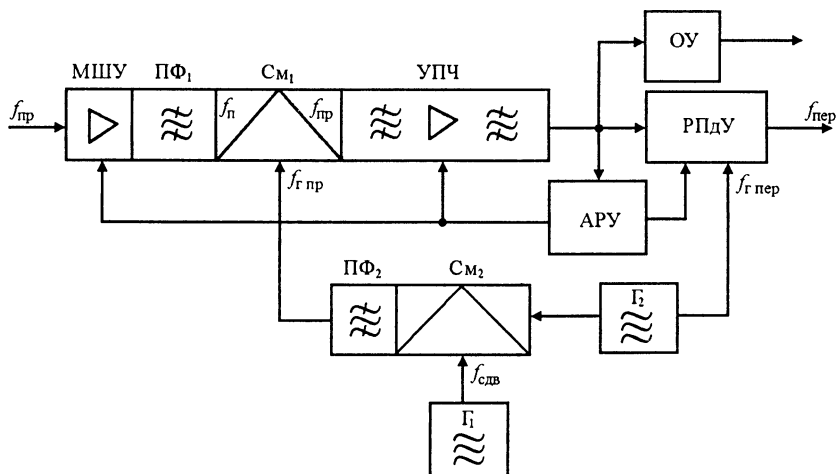


Рис. 10.1

Принимаемый сигнал с частотой $f_{пр}$ усиливается в транзисторном МШУ (рис.10.1), пропускается через полосовой фильтр ПФ₁ и в смесителе приемника СМ₁ с использованием колебаний гетеродина с частотой $f_{г пр}$ преобразуется в сигнал с частотой f_n , который после усиления в УПЧ поступает на вход УПЧ РПДУ. В РПДУ также имеется смеситель, на который из ГТ поступают колебания с частотой $f_{г пер}$. Последняя выбирается так, что на выходе передатчика сигнал, излучаемый в направлении следующей станции, снова оказывается в диапазоне СВЧ ($f_{пер}$). Для обеспечения ЭМС частоты $f_{пр}$ и $f_{пер}$ приемников и передатчиков различных станций одной РРЛ разносят в соответствии с так называемым частотным планом. Для предотвращения амплитудно-фазового преобразования в приемепередающем тракте, приводящего к паразитной фазовой модуляции и нелинейным искажениям передаваемого сообщения, ряд каскадов УПЧ (и МШУ) подключаются к системе АРУ. На ОРС и части ПРС принимаемый сигнал после УПЧ РПДУ поступает на ОУ, где проходит последовательно через АО, ЧД, восстанавливающий контур и групповой усилитель (в случае телефонного ствола).

Различие в частотах $f_{пр}$ и $f_{пер}$ определяется разностью частот гетеродинов $f_{г пер}$ и $f_{г пр}$. Используются два варианта построения ГТ: с общим гетеродином (см. рис.10.1) и с отдельными гетеродинами. В первом случае колебания с частотой $f_{г пер}$ поступают непосредственно от общего гетеродина Г₂, а колебания с частотой $f_{г пр}$ получают путем частотного сдвига на $f_{сдв}$ с помощью вспомогательного генератора Г₁, смесителя сдвига СМ₂ и узкополосного

ПФ₂. С учетом того, что $f_{\text{пр}}$ может быть больше или меньше $f_{\text{г пр}}$, возможны и применяются на практике четыре варианта расстановки частот $f_{\text{пр}}$, $f_{\text{г пр}}$, $f_{\text{г пер}}$, $f_{\text{пер}}$, однако при всех этих вариантах выходная частота приемопередатчика на ПРС $f_{\text{пер}}$ отличается от входной частоты $f_{\text{пр}}$ только на $f_{\text{сдв}}$ и не зависит от частоты основного гетеродина $f_{\text{г пер}}$. Поскольку $f_{\text{сдв}} \ll f_{\text{пр}}$, стабильность частоты $f_{\text{пер}}$ практически определяется стабильностью частоты $f_{\text{пр}}$, т.е. стабильность $f_{\text{пр}}$ и $f_{\text{пер}}$ на ПРС обеспечивается стабильностью $f_{\text{пр}}$ на ОРС. Это является преимуществом схемы с общим гетеродином, однако выход из строя Г₁ приводит к нарушению как приема, так и передачи.

От последнего недостатка свободен второй вариант построения ГТ, но для обеспечения необходимой стабильности $f_{\text{пр}}$ и $f_{\text{пер}}$ в этом случае приходится строить отдельные гетеродины по схеме транзисторно-варакторных цепочек, возбуждаемые своими кварцевыми генераторами. Для снижения уровня частотных шумов, искажений сигнала и переходных помех в ГТ, особенно на ОРС, применяют системы с ФАПЧ.

Перспективным является способ построения приемопередатчиков, в особенности на ПРС, с прямым усилением на СВЧ и сдвигом частоты (рис. 10.2). Принимаемый сигнал с частотой $f_{\text{пр}}$ усиливается в МШУ и поступает на преобразователь частоты, включающий в себя гетеродин, частота которого $f_{\text{сдв}}$ определяет сдвиг частоты передачи $f_{\text{пер}}$ относительно $f_{\text{пр}}$, смеситель (См) и фильтр боковой полосы (ФБП). С выхода усилителя мощности (УМ) сигнал поступает на передающую антенну. Путем модуляции колебаний гетеродина в фазовом модуляторе (М) в ствол вводятся сигналы служебной связи и телесигнализации. Достоинством такого варианта являются большое усиление, значительно меньшая потребляемая мощность, простота и пониженная стоимость по сравнению со схемой усиления на промежуточной частоте. Определенные технические трудности, связанные с обработкой сигналов непосредственно на СВЧ, устраняются по мере совершенствования активных и пассивных микроволновых устройств (усилителей, модуляторов, фильтров и др.).

Многокаскадные транзисторные МШУ приемников РРЛ, выполняемые обычно по балансной схеме и гибридной технологии, характеризуются низким уровнем шумов, значительным усилением и допускают введение АРУ, как правило, последних каскадов с помощью аттенюаторов на $p-i-n$ -диодах. К смесителям таких приемников предъявляют требования малого коэффициента шума и потерь преобразования, минимальной неравномерности коэффициента преобразования и характеристики ГВЗ в широкой полосе частот.

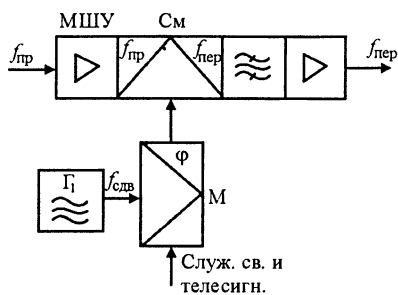


Рис. 10.2

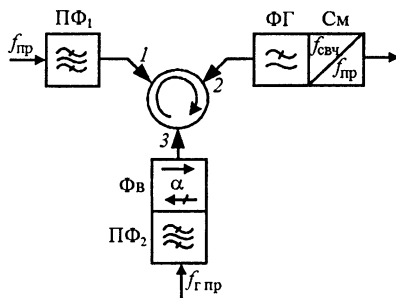


Рис. 10.3

Если жесткость первых двух требований с применением МШУ снижается, то последние, специфические для радиорелейной аппаратуры, сохраняются, поскольку продиктованы необходимостью получения высокой равномерности АЧХ и характеристики ГВЗ приемника и малых искажений ретранслируемого сигнала.

В качестве смесительных элементов используются преимущественно ДБШ, применяются одноконтурная и балансная схемы построения ПЧ микрополосковой или волноводной конструкции. Для того чтобы изменения фаз зеркальной составляющей с частотой $f_3 = 2f_{г\text{ пр}} - f_{пр}$ и суммарной составляющей с частотой $f_{\Sigma} = f_{г\text{ пр}} + f_{пр}$, возникающих в смесителе, не оказывали неблагоприятного влияния на частотную характеристику потерь преобразования, а следовательно, и на равномерность АЧХ и характеристики ГВЗ приемника, одноконтурные ПЧ делают согласованными по зеркальной и суммарной частотам, обеспечивая поглощение этих составляющих с помощью развязывающих ферритовых устройств, включаемых на входе смесителя. При этом приходится мириться с увеличением потерь преобразования до 8...10 дБ.

Структурная схема типичного одноконтурного ПЧ, в котором для сложения принимаемого сигнала с колебаниями гетеродина используется ФЦ, показана на рис.10.3. Принимаемый сигнал после полосового фильтра ПФ₁ поступает в плечо 1 ФЦ, передается в плечо 2 и после фильтра гармоник (ФГ) подается на смеситель. Гетеродин через узкополосный ПФ₂ и Фв подключен к плечу 3 ФЦ. Его колебания передаются в плечо 1, отражаются от ПФ₁, настроенного на частоту $f_{пр}$, и через плечи 1, 2 подаются на ФГ и См. В таком преобразователе частоты ФЦ выполняет и функции Фв в сигнальном тракте: сигнал, отраженный от смесителя, направляется циркулятором в гетеродинный тракт, где поглощается фазовращателем, не доходя до ПФ₁. Возникающая в смесителе зеркальная составляющая также поглощается в Фв. Таким образом реали-

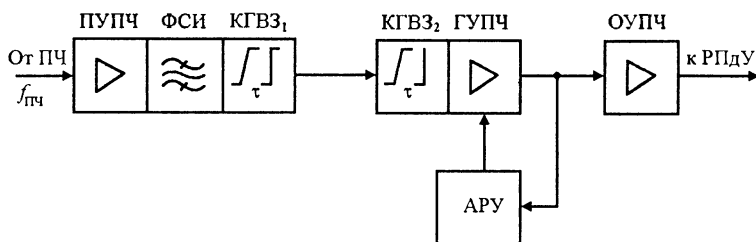


Рис. 10.4

зуются согласованная нагрузка ПФ₁ и согласование по зеркальной частоте. Вместо Фв в гетеродинном тракте часто применяется второй ФЦ. Для сложения сигнала и колебаний гетеродина вместо ФЦ может использоваться вилка фильтров, образованная двумя узкополосными фильтрами – пропускающим и режекторным, настроенными на $f_{г пр}$.

В применяемых в приемниках РРЛ балансных ПЧ для сложения принимаемого сигнала с колебаниями гетеродина обычно используются 3-дБ квадратурные НО различных типов (см. § 4.6). Достоинствами балансного ПЧ по сравнению с однотактным являются подавление амплитудных шумов гетеродина (на 15...30 дБ) и улучшение развязки трактов сигнала и гетеродина (до 10...20 дБ).

Основное усиление сигнала в приемопередатчиках гетеродинного типа (см. рис. 10.1) осуществляется в тракте УПЧ, типовая схема которого показана на рис. 10.4. Предварительный УПЧ (ПУПЧ), который обычно составляет единое целое с ПЧ, должен вносить малый шумовой вклад и обладать повышенной линейностью характеристик для защиты РПрУ от помех. Усилитель строится по схеме с сосредоточенной избирательностью, в первом апериодическом каскаде применяется высокочастотный малошумящий БТ, включенный по схеме с ОЭ. Фильтр сосредоточенной избирательности обычно komponуется совместно с фиксированным корректором характеристики ГВЗ (КГВЗ₁), далее следует отдельный перестраиваемый КГВЗ₂. Коррекция характеристики ГВЗ приводит к линейзации ФЧХ тракта передачи ЧМ сигнала и, как следствие – к снижению нелинейных искажений модулирующего сообщения.

Применяются корректоры в основном двух типов: согласованные всепропускающие фазовые звенья несимметричного типа и «активные» несогласованные корректоры. Согласованные корректоры представляют собой модификацию Т-образной мостовой схемы фазового звена второго порядка и допускают их каскадное соединение. Пример такого звена с емкостным симметрирующим

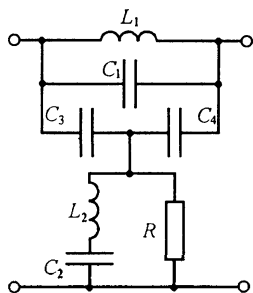


Рис. 10.5

элементом (конденсаторы C_3, C_4) приведен на рис.10.5; резонансные контуры L_1C_1, L_2C_2 настраиваются на частоту f_0 , близкую к f_n , дополнительный резистор R включается для компенсации провала АЧХ на частоте f_0 , вызванного потерями в элементах цепи. Недостатком «активных» корректоров характеристики ГВЗ является необходимость их включения между усилительными каскадами ПУПЧ. Широкополосный главный УПЧ (ГУПЧ) обеспечивает основное усиление РПрУ на 45...65 дБ и охвачен системой АРУ

с глубиной до 50 дБ. Используются БТ по схеме с ОБ или ОЭ–ОК, между каскадами включаются диодные регулируемые аттенюаторы АРУ. Оконечный УПЧ (ОУПЧ) предназначен для усиления сигнала промежуточной частоты до номинального выходного напряжения РПрУ, а также содержит устройство аварийного переключения выхода приемника на замещающий генератор для имитации пропавшего полезного сигнала.

В тропосферных радиорелейных линиях (ТрРЛ), использующих эффект дальнего тропосферного распространения УКВ, соседние станции расположены на расстоянии 100...800 км. Для ТрРЛ выделены полосы частот в диапазонах 1,0; 2,0 и 4,5 ГГц. Механизм распространения радиоволн на пролете ТрРЛ таков, что, несмотря на применение РПДУ большой мощности и остронаправленных антенн, средний уровень сигнала на входе РПрУ оказывается малым, сигнал имеет многолучевой характер и подвержен быстрым и медленным замираниям. Селективные замирания по частоте препятствуют передаче по ТрРЛ широкополосных сигналов, как аналоговых, так и цифровых, поэтому пропускная способность ствола ограничивается 12–120 телефонными каналами, а для передачи телевидения используется специальное оборудование. В РПрУ ТрРЛ широко применяют МШУ, порогпонижающие устройства, используется техника разнесенного приема и другие методы борьбы с быстрыми интерференционными замираниями.

В приемниках ТрРЛ применяют МШУ с эффективной шумовой температурой $T_{МШУ} = 100...200$ К. Дальнейшее уменьшение шумовой температуры, например с помощью охлаждения МШУ, нецелесообразно, поскольку ориентированные под малыми углами к поверхности земли антенны, принимая ее тепловое излучение, обладают значительной собственной шумовой температурой ($T_{шА} = 300$ К). Необходимые шумовые параметры достаточно просто реализуются с помощью неохлаждаемых транзисторных МШУ и ППУ. Среди последних регенеративные ППУ, имеющие более про-

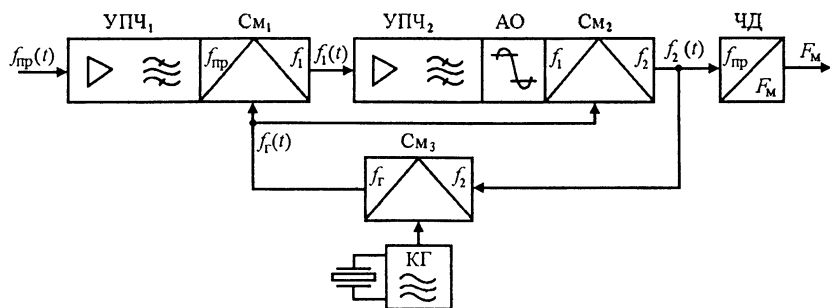


Рис. 10.6

стью конструкцию, меньшую шумовую температуру и потребляемую мощность накачки, обладают преимуществами перед усилителями-преобразователями. В качестве генераторов накачки с частотой, в 10...15 раз превышающей частоту сигнала, используют автогенераторы на ДГ и ЛПД и транзисторно-варакторные умножительные цепочки.

На ТрРЛ применяют, как правило, частотную модуляцию. В приемнике ЧМ сигналов при уменьшении отношения сигнал/шум на входе ниже определенного уровня (порога) нарушается пропорциональность увеличения шума на выходе и наблюдается резкое ухудшение качества приема. Для борьбы с этими явлениями в состав приемников ТрРЛ включают порогопонижающие демодуляторы (ППД) ЧМ сигналов.

В качестве ППД могут использоваться устройства с ОС по частоте, со следящим фильтром, с регенерацией несущей и др. Широкое применение в ТрРЛ нашли ППД со следящим гетеродином (СГ), структурная схема одного из вариантов построения которого показана на рис.10.6. В состав СГ входят узкополосный УПЧ₂, кварцевый генератор (КГ), три смесителя и АО. Смесители работают так, что в СГ имеют место следующие соотношения между мгновенными частотами сигналов: $f_r(t) = f_{кр} + f_2(t)$; $f_1(t) = f_r(t) - f_n(t) = f_{кр} + f_2(t) - f_n(t)$; $f_2(t) = f_r(t) - f_1(t) = f_{кр} + f_2(t) - f_{кр} - f_2(t) + f_n(t) = f_n(t)$. Таким образом, на выходе СГ автоматически поддерживается такая же мгновенная частота, как и на его входе: $f_2(t) = f_n(t)$, при этом $f_1(t) = f_{кр}$. В СМ₁ девиации сигналов с частотами $f_r(t)$ и $f_n(t)$ вычитаются, а в СМ₂ первоначальная девиация частоты восстанавливается. Из-за запаздывания в УПЧ₂ полного устранения девиации не происходит и у сигнала с частотой f_1 некоторая девиация сохраняется, однако она намного меньше, чем на входе СГ. Поэтому ширина спектра сигнала на входе УПЧ₂ уменьшена, что позволяет сузить его полосу пропускания и соответственно уменьшить

мощность шумов. Таким образом, СГ увеличивает отношение сигнал/шум на входе ЧД, снижая пороговый уровень приемника.

Для борьбы с интенсивными быстрыми интерференционными замираниями на ТрРЛ прибегают к комбинированным видам разнесения сигналов. Чаще всего используется разнесение по частоте и пространству. Наиболее распространен счетверенный прием с разнесением двух антенн в пространстве и двух передатчиков по частоте. Системы разнесенного приема делятся на две группы: системы фильтрового приема и системы автокорреляционного приема. При фильтровом приеме сигналы с различных антенн сначала выделяются фильтрами, а затем комбинируются. При передаче по ТрРЛ так называемого параллельного составного сигнала, образованного несколькими сигналами, равноотстоящими друг от друга по частоте, используется автокорреляционный прием. Применяется додетекторное (в тракте высокой или промежуточной частоты) и последетекторное (в групповом тракте) сложения разнесенных сигналов с тем или иным весом. При линейном сложении используется параллельная АРУ (ПАРУ) всех УПЧ, действующая от суммарного сигнала. Таким образом, усиление всех трактов сохраняется одинаковым и определяется самым сильным из сигналов. При оптимальном сложении усиление в каждой ветви регулируется так, чтобы в любой момент оно было пропорционально напряжению сигнала и обратно пропорционально мощности шума в этой ветви.

На рис. 10.7 представлена упрощенная структурная схема приемной аппаратуры ОРС для одного ствола линии, на которой реализуется счетверенный прием с разнесением сигнала по частоте и пространству (на ПРС объем оборудования соответственно увеличивается). Применяется комбинация додетекторного линейного сложения на промежуточной частоте двух сигналов одной частоты f_{c1} или f_{c2} , принятых на разные антенны A_1, A_2 , с линейным сложением после частотных демодуляторов (ЧД). Принятые антеннами сигналы через разделительные фильтры $РФ_1, РФ_2$ поступают на входы четырех приемников. Принимаемые каждой парой приемников $Пр_1-Пр_4$ сигналы одной частоты, но с разными фазами усиливаются в МШУ, преобразуются в f_n в ПЧ, гетеродины которых подстраиваются системами ФАПЧ, управляемыми общими фазовыми детекторами (ФД), чем достигается высокая точность фазирования принимаемых сигналов. Линейность режима сложения обеспечивается применением ПАРУ УПЧ в каждой паре приемников вследствие чего суммируемые сигналы находятся в таком же соотношении, как и входные. С выходов двух ЧД сигналы поступают на каскад последетекторного сложения. Шумы, частоты кото-

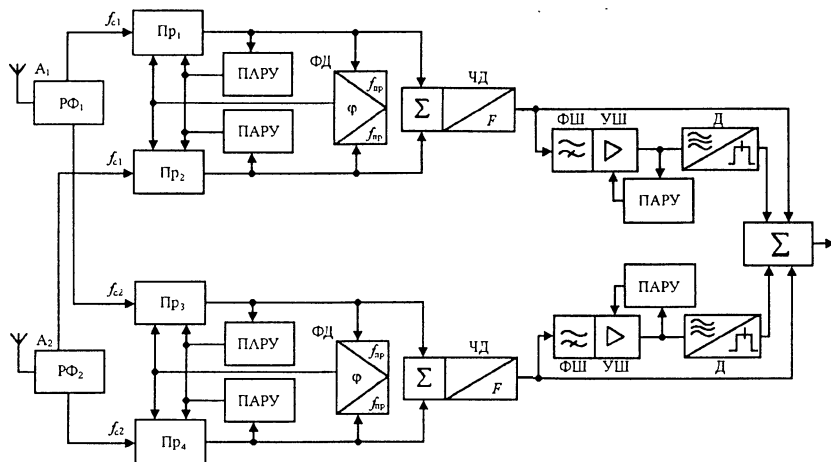


Рис. 10.7

рых выше полосы сигнала, отфильтровываются фильтрами ФШ, усиливаются в УШ, детектируются и используются для регулировки степени усиления сигналов, поэтому сигналы с выходов ЧД складываются с весом, пропорциональным отношению сигнал/шум на выходах ЧД. Для обеспечения линейного режима сложения УШ охвачены ПАРУ. Кроме описанных способов сложения на ТрРЛ применяется система с так называемыми преобразователями с вычитанием девиации (ПВД), пригодная для додетекторного сложения любого числа как угодно разнесенных сигналов и не требующая подстройки частоты и фазы складываемых колебаний. На основе ПВД построены системы автокорреляционного приема широкополосных параллельных составных ЧМ сигналов «Аккорд» и «Сатурн» [3].

10.2. ПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ И ВЕЩАНИЯ

В системах спутниковой связи имеются сеть земных станций (ЗС) и промежуточные активные бортовые ретрансляторы (БРТр), размещенные на искусственных спутниках Земли (ИСЗ). Для фиксированной и радиовещательной спутниковых служб выделены полосы частот в диапазоне 0,62...275 ГГц, наилучшими для систем связи через ИСЗ являются частоты в диапазоне 2...8 ГГц, наиболее широко на линиях Земля–ИСЗ («линия вверх») используются полосы в диапазонах 6, 14 и 17 ГГц, а на линиях ИСЗ–Земля («линия вниз») – полосы в диапазонах 4 и 12 ГГц. Аналоговые сигналы передаются в системе ЧРК-ЧМ, передача дискретных сигналов осу-

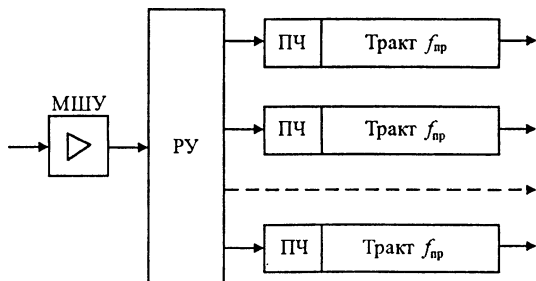


Рис. 10.8

ществляется с помощью фазовой манипуляции (ФМп) [1, 2, 4–6]. На ЗС используют мощные РПДУ и антенны с высоким коэффициентом усиления.

Обобщенная структурная схема РПРУ ЗС показана на рис.10.8. Принятый антенной сигнал усиливается широкополосным МШУ с весьма низкой шумовой температурой и с помощью распределительного устройства (РУ) направляется на преобразователи частоты по числу принимаемых стволов, где преобразуется в промежуточную частоту, обычно 70 МГц. Далее сигналы проходят обработку в трактах промежуточной частоты и поступают на демодуляторы.

В качестве МШУ используются охлаждаемые или неохлаждаемые ППУ, транзисторные усилители и устройства комбинированного типа, в которых первые каскады – ППУ, а последующие – транзисторные. В диапазонах 4 и 12 ГГц полоса усиления обычно 500 МГц, в дециметровом – 50...200 МГц. Комбинированные усилители и ППУ имеют более низкие шумовые температуры (30...90 К), однако обладают рядом недостатков, которые усложняют их использование на ЗС: пониженной надежностью и значительным энергопотреблением, обусловленными генераторами накачки, а также повышенной чувствительностью характеристик к изменениям окружающей температуры. Охлаждение улучшает их шумовые параметры, однако сопровождается увеличением объема, массы, стоимости, потребляемой энергии за счет криогенной системы, необходимостью размещения в аппаратном зале, что повышает шумовой вклад потерь фидерного тракта. Поэтому охлаждаемые МШУ применяют лишь в стационарных ЗС, когда необходим очень низкий уровень шумов, а повышенные стоимость и сложность эксплуатации менее существенны. Вообще наблюдается тенденция замены ППУ и комбинированных МШУ транзисторными усилителями с шумовыми температурами 120...270 К, устанавливаемыми вблизи облучателя антенны. Снижение шумовой

температуры усилителей можно получать, используя экономичное и надежное термоэлектрическое охлаждение первого каскада на основе эффекта Пельтье.

Распределение энергии СВЧ сигнала между стволами (см. рис.10.8) может осуществляться как избирательными, так и широкополосными РУ. Первые представляют собой набор ПФ, включенных в цепочку развязывающих ФЦ, при этом на вход каждого неперестраиваемого ПЧ поступает сигнал только одного ствола. Широкополосные РУ, используемые с перестраиваемыми ПЧ, на входах которых присутствуют сигналы всех стволов, строятся на базе НО различных типов.

Возможность одновременного действия на входе ПЧ сигналов всех стволов предъявляет повышенные требования к избирательности по побочным каналам приема, особенно по зеркальному (до 60 дБ). Такие ПЧ должны, кроме того, иметь минимальную неравномерность АЧХ и характеристик ГВЗ в широкой полосе частот, высокую линейность при больших сигналах. В качестве нелинейных элементов в них наиболее широко применяются ДБШ, в отдельных случаях используют смесители на одно- и двухзатворных ПТШ. Смесители строятся по одноконтурной схеме с согласованием по зеркальной и суммарной частотам, а также по балансной, двойной балансной, кольцевой и другим схемам. Одноконтурные смесители реализуются чаще всего в волноводном исполнении, балансные – в микрополосковом.

Используется двойное преобразование частоты с достаточно высокой первой промежуточной частотой, чтобы вывести зеркальные каналы приема и частоту первого гетеродина за пределы принимаемой полосы частот. При этом перестройка на любой ствол осуществляется переключением частоты первого гетеродина, а избирательность по зеркальному каналу второго ПЧ обеспечивает ПФ на выходе первого преобразователя.

Основными требованиями к гетеродинам являются высокая долговременная стабильность частоты (лучше $2 \cdot 10^{-6}$) и низкий уровень ЧМ шумов, что диктуется применением на спутниковых линиях аппаратуры с частотным многостанционным доступом типа «один канал на несущей». Этим требованиям удовлетворяют гетеродины по схеме транзисторно-варакторной цепочки, возбуждаемой кварцевым генератором.

Тракты промежуточной частоты и демодуляторы приемников ЗС (рис.10.9) принципиально не отличаются от аналогичных устройств РРЛ прямой видимости (см. § 10.4). Усилители ПЧ выполняются по схеме с сосредоточенной избирательностью, причем стремление обеспечить высокую (25...50 дБ) избирательность по

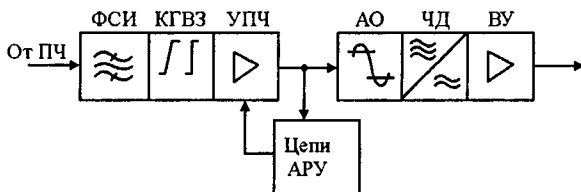


Рис. 10.9

побочным каналам и в то же время минимизировать эквивалентную шумовую полосу приемника вызывает необходимость применять в качестве ФСИ многоконтурные LC -фильтры высокого порядка с дополнительными полюсами затухания и крутыми скатами АЧХ. Апериодические каскады УПЧ реализуются на двух БТ с глубокой ООС или на ИМС. Отсутствие глубоких замираний сигнала на спутниковых линиях позволяет в отличие от наземных РРЛ применять АРУ с глубиной, не превышающей 15...20 дБ. В демодуляторе используются высококачественный АО и ЧД с высокой линейностью демодуляционной характеристики. В видеос усилителе происходит не только усиление напряжения, но и восстановление первоначального спектра видеосигнала.

Телевизионное вещание через ИСЗ осуществляется двумя способами. При использовании распределительной сети сигналы с ИСЗ принимаются ЗС, а затем телевизионные сообщения поступают на ближайшие телецентры, ретранслирующие их для приема на обычные телевизоры. В системах непосредственного телевизионного вещания (НТВ) прием сигналов с ИСЗ ведется непосредственно населением на более простые антенны и приемники. Построение РПрУ ЗС первого типа и станций НТВ для коллективного приема в диапазонах 702...726 МГц и 3,65...3,7 ГГц в принципе мало отличается от описанных выше. В системах НТВ в диапазоне 11,7...12,5 ГГц для индивидуального приема могут применяться очень простые антенны диаметром около 0,9 м и усилительно-преобразовательные блоки (конверторы), совмещенные с облучателем.

В типичном конверторе с $Ш = 1,2...1,5$ дБ, $K_p = 50...65$ дБ принятый антенной сигнал усиливается в двух-трехкаскадном транзисторном МШУ, затем его частота понижается в ПЧ до промежуточной частоты в полосе 950...1750 МГц и после усиления в УПЧ сигнал поступает на обычный телевизор. Для повышения чувствительности приемной системы в первых каскадах МШУ применяются малозумящие ПТШ с высокой подвижностью электронов. Лучшие из таких ПТШ (псевдоморфные) позволяют реализовать каскады с $Ш = 0,8...1,5$ дБ и $K_p = -9,5...11$ дБ. Смесители

выполняются на ДБШ ($Ш_{ПЧ} \approx 7$ дБ, $K_{рПЧ} \approx 7$ дБ) или ПТШ ($Ш_{ПЧ} = 4...5$ дБ, $K_{рПЧ} = 0$ дБ). Гетеродин – автогенератор на ПТШ, стабилизированный диэлектрическим резонатором и обеспечивающий мощность $2...6$ Вт при относительной стабильности частоты $\pm 3 \cdot 10^{-4}$ в диапазоне температур $-20...+60^\circ\text{C}$. Усилители промежуточной частоты с $K_{р} \approx 30$ дБ строятся на ИМС или дискретных транзисторах, между каскадами включаются цепи, выравнивающие АЧХ.

Важной частью системы спутниковой связи является БРТр – приемопередающее устройство, предназначенное для приема сигналов от одной или нескольких передающих ЗС, их усиления и дальнейшей передачи в направлении одной или нескольких приемных ЗС. Существует несколько вариантов схемы построения одного ствола БРТр: гетеродинного типа; с однократным преобразованием частоты; с демодуляцией или обработкой сигнала на борту. Так как приемные антенны ИСЗ ориентированы в сторону Земли, они принимают ее шумы, шумы атмосферы и космические, поэтому эффективную шумовую температуру приемников БРТр $T_{ш6}$ выбирают исходя из соотношения $T_{ш6} = (10...20)T_{шЗС}$, где $T_{шЗС}$ – шумовая температура РПУ ЗС, работающей с данным ИСЗ.

Поскольку приемники ЗС с МШУ различных типов имеют суммарную шумовую температуру $40...300$ К, $T_{ш6}$ может находиться в пределах $800...6000$ К. Такие шумовые параметры обеспечиваются при использовании в качестве входных каскадов транзисторных МШУ. Благодаря своей простоте и надежности широкое применение нашли также ПЧ на ДБШ и транзисторах.

На рис.10.10 приведена типовая структурная схема приемника БРТр с однократным преобразованием частоты, работающего в диапазоне $14/12$ ГГц. Входные сигналы частоты 14 ГГц усиливаются двумя МШУ, в качестве которых используются стандартные

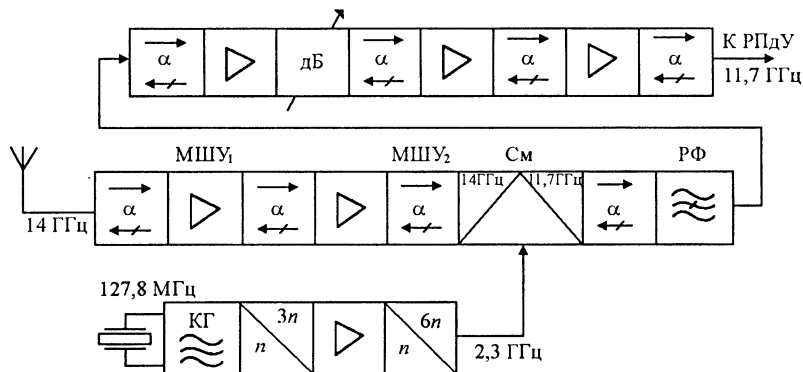


Рис. 10.10

усилители на двух каскадно включенных ПТШ с согласующими цепями на МПЧ, имеющие $K_p = 14$ дБ, $Ш_{мш\mu} = 3$ дБ. Конструкция трех усилителей на частоте 11,7 ГГц аналогична. Для обеспечения устойчивости тракта, обладающего большим усилением, все его каскады развязаны с помощью ФВ. На выходе кольцевого микрополоскового смесителя включен волноводный режекторный фильтр, ослабляющий пятую (11,5 ГГц) и шестую (13,8 ГГц) гармоники гетеродина, построенного по схеме транзисторно-варакторной цепочки. Регулируемый аттенюатор на $p-n-i$ -диодах позволяет по командам с Земли корректировать усиление тракта до 3,5 дБ с шагом 0,5 дБ. Аналогично строятся приемники диапазонов 6/4 и 17/12 ГГц, последний из которых обычно используется в БРТ систем НТВ.

10.3. ПРОФЕССИОНАЛЬНЫЕ РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

На декаметровых (ДКМ) волнах осуществляются магистральная, зонавая и местная радиосвязь, авиационная и морская связь, радиосвязь в системе железнодорожного транспорта и др. Для радиосвязи на дальние расстояния используют волны, отражающиеся в процессе распространения от ионосферы. Однако дисперсность, неоднородность и нестабильность отражающих слоев ионосферы делают связь в ДКМ диапазоне неустойчивой. Для обеспечения устойчивости связи необходимо знать максимальную частоту, при которой волны, отражаясь от ионосферы, обеспечивают работу радиолинии с наибольшей надежностью. Такую частоту называют максимально применимой (МПЧ). Поскольку слой F_2 , от которого в основном происходит отражение радиоволн, наиболее часто подвержен ионосферным возмущениям, при сеансе радиосвязи возможны изменения МПЧ. Для ДКМ канала является характерным замирание сигнала на входе приемника. Основной вид помех в декаметровом диапазоне – сосредоточенные. Существенное значение имеют также флуктуационные помехи.

Функциональная схема профессионального РПрУ ДКМ волн соответствует рис.1.2 [7]. Основу ГТ составляет СЧ. Информационный тракт обеспечивает оптимальную или близкую к ней обработку принимаемого сигнала. Тип ИТ определяется видом принимаемого сигнала. Тракт адаптации, управления и контроля осуществляет функции управления и контроля за работой приемника как с местного пульта управления (ПУ), так и на расстоянии. На ПУ поступает информация о состоянии РПрУ: о его рабочей частоте настройки, ширине полосы пропускания, параметрах цепи АРУ, типе демодулятора и т.д. Профессиональные ДКМ РПрУ

принимают различные виды телеграфных и телефонных сигналов. Для магистральной радиосвязи отведен диапазон частот 1,5...30 МГц, однако в ряде РПрУ диапазон принимаемых частот несколько отличается от рекомендованного, особенно из-за расширения в область частот ниже 1,5 МГц. Для большинства профессиональных приемников ДКМ диапазона коэффициент шума составляет 7...10 дБ; типовые нормы на ослабление побочных каналов 100...120 дБ. Стабильность частоты СЧ, используемых в таких РПрУ, составляет 10^{-7} ... 10^{-9} . Синтезаторы выполняются с шагом установки частоты 1, 10 или 100 Гц. Иногда допускается дополнительная плавная перестройка в пределах дискретного шага. При работе приемника в автоматизированных системах связи большое значение имеет время настройки на требуемую рабочую частоту, под которым понимают интервал между сигналом к настройке и сигналом готовности приемника к приему в эксплуатационном режиме. Допустимое время настройки во многом определяет выбор системы настройки приемника, а следовательно, и основные конструктивные решения. Наименьшее время настройки (10...100 мс) реализуется при электронной настройке.

Многие качественные показатели приемника определяются характеристиками УТ. К таким показателям относятся чувствительность и коэффициент шума, динамический диапазон, диапазон регулировки усиления по промежуточной частоте, избирательность и т.д.

Для профессиональных РПрУ ДКМ диапазона характерно многократное преобразование частоты, позволяющее реализовать высокую избирательность как по соседнему, так и по побочным каналам. Это достигается выбором высокой первой и более низких последующих промежуточных частот. Наличие высокостабильных СЧ, а также КФ и МПФ с АЧХ, близкой к прямоугольной, и с малыми уровнями побочных каналов позволяет построить УТ по схеме рис.10.11. При перестройке приемника во всем диапазоне частот первая и вторая промежуточные частоты остаются постоянными, а основную избирательность можно обеспечить уже в УПЧ₁. Задача трактов второй промежуточной частоты – усилить принятый сигнал, что можно выполнить с помощью аperiodичес-

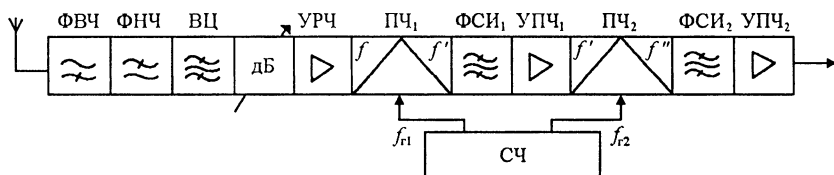


Рис. 10.11

ких усилителей с соответствующей дополнительной низкочастотной фильтрацией.

Реализация этого варианта УТ накладывает жесткие требования на стабильность частот и спектральную чистоту напряжений гетеродинов. Кроме того, для обеспечения приема сигналов различных видов необходимо иметь в тракте первой промежуточной частоты фильтры с переменной полосой пропускания либо сменные фильтры с полосами пропускания, соответствующими различным видам принимаемых сигналов. В ряде РПрУ полосу пропускания фильтра ФСИ₁ выбирают по самому широкополосному принимаемому сигналу. Окончательная расфилترовка обеспечивается с помощью сменных КФ или МПФ в тракте второй промежуточной частоты.

Преселектор УТ с постоянным значением первой и второй промежуточных частот может быть как перестраиваемым, так и фильтровым. Обычно плавная перестройка осуществляется электронным способом, широко используемая фильтровая – переключением ПФ в преселекторе. Для получения минимального коэффициента шума $\mathcal{Ш}_{\text{пр}}$ в преселекторе используются малошумящие УЭ. К преселектору предъявляются высокие требования по линейности его АХ. Схема преселектора состоит, как правило, из ВЦ (рис.10.11), аттенюатора и УРЧ. Если первую промежуточную частоту в УТ выбирают наддиапазонной (приемник-инфрадин), то, включая на входе приемника ФНЧ с частотой среза около 31 МГц, легко обеспечить высокую избирательность по зеркальному каналу и по каналу промежуточной частоты. Этот же фильтр обеспечивает необходимое ослабление излучения с частотой гетеродина, что позволяет устанавливать несколько приемников близко друг к другу. Обычно последовательно с ФНЧ включают ФВЧ с частотой среза 1,5 МГц для ослабления помех от станций, работающих в диапазонах километровых и гектометровых волн. Аттенюатор, включаемый, как правило, между антенной и УРЧ, обеспечивает снижение уровня входного сигнала на 30...40 дБ степенями по 10 дБ. Таким способом удается существенно расширить ДД приемника при приеме сильных сигналов. Аттенюатор позволяет также ослабить сильные стационарные помехи. Переключение аттенюатора может быть как ручным, так и автоматическим с управлением от цепи АРУ. Аттенюатор может состоять из реле и резисторов либо реализовываться на основе *p-n-i*-диодов (см. рис. 6.3, в).

Для уменьшения нелинейных эффектов между антенной и первым УЭ в перестраиваемом преселекторе включают двухконтурный, реже трехконтурный ПФ. Еще одну резонансную цепь (одиночный контур или ПФ) обычно располагают непосредствен-

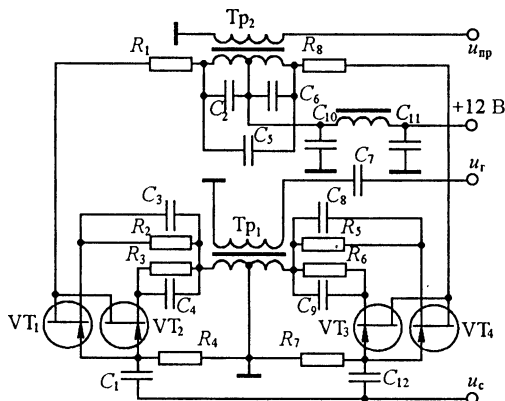


Рис. 10.12

но перед ПЧ. От УРЧ требуются малый коэффициент шума и высокая линейность. Для получения малого коэффициента шума в УРЧ используют малозумящие ПТ и БТ.

Для уменьшения числа побочных каналов приема, а также для упрощения конструкции приемника число преобразований в нем должно быть сведено к минимуму. Преобразователи частоты все чаще делают на ПТ либо кольцевыми. Особенно широко используются кольцевые преобразователи на ДБШ. Находят применение балансные и двойные балансные преобразователи на ПТ. На рис. 10.12 приведена схема балансного ПЧ на ПТ. Для увеличения $S_{пр}$ в каждое его плечо включено по два транзистора. Напряжения сигнала на транзисторах действуют в фазе, а напряжения гетеродина — в противофазе. При полной симметрии цепи отсутствует прямое прохождение напряжения с частотой сигнала на выход преобразователя, составляющие входных токов с частотой гетеродина замыкаются через входной контур и, поскольку они сдвинуты по фазе на 180° , не создают на входном сигнальном контуре напряжение с частотой гетеродина.

Специфика связи в ДКМ диапазоне состоит в том, что ДД полезного сигнала на входе РПрУ достигает 80...120 дБ. Это накладывает жесткие требования на работу АРУ, и в современных профессиональных РПрУ данного диапазона она обеспечивает изменение выходного напряжения на 4...6 дБ при изменении входного напряжения на 100 дБ и более.

Настройка на рабочую частоту производится автоматически при наборе на клавиатуре ПУ значения принимаемой частоты. Управление, как правило, местное или дистанционное.

Для контроля и управления широко используются МП. Функциональные блоки профессионального РПрУ представляют собой

самостоятельные конструктивно законченные устройства, что позволяет при различной их компоновке значительно расширить применимость данного приемника. Приемники, как правило, снабжают дополнительными функциональными блоками, расширяющими их возможности и улучшающими технические характеристики; они имеют небольшую массу и габариты, обладают высокой прочностью и вибростойкостью, а также возможностью работы в различных климатических условиях.

Рассмотрим структурную схему профессионального приемника (рис.10.13). Микропроцессорный встроенный БУ осуществляет автоматизированное управление всеми узлами РПрУ, а также контроль с передней панели по шине данных и интерфейсу с внешних устройств. Приемник имеет модульное построение, позволяющее изменять его структуру. Диапазон рабочих частот 10 кГц...30 МГц. Перестройка частоты осуществляется с шагом 10 Гц, 100 Гц, 1 кГц с помощью ручки «Настройка», а также цифровой клавиатуры. Индикатор частоты настройки-семиразрядный дисплей на жидких кристаллах.

Приемник обеспечивает прием сигналов А1, А2, А3, А3А, А3В, А3Н, А3J, F1, а при включении телеграфного демодулятора – F4, F6. Чувствительность РПрУ при отношении сигнал/шум 10 дБ составляет 0,75...3 мкВ. Диапазон рабочих частот перекрывается десятью фильтрами: при приеме сигналов с частотой до 0,5 МГц – ФНЧ, в диапазоне 0,5...1,5 МГц – одним ПФ, в диапазоне 1,5...30 МГц – восемью ПФ.

В приемнике применено двойное преобразование частоты. В тракте второй промежуточной частоты имеются переключаемые ФСИ. Избирательность по зеркальному каналу 80 дБ, по соседнему – более 90 дБ. Регулировка усиления в тракте второй промежуточной частоты – ручная (РРУ), ручная совместно с автоматической или только АРУ; диапазон регулировки более 100 дБ. Приемник имеет два интерфейсных канала управления. По одному каналу информация вводится и выводится в параллельном коде, по другому – в последовательном.

Приемник состоит из ВЧ секции, включающей в себя преселектор и блоки первой и второй промежуточных частот; демодулятора вида работ; опорного генератора (ОГ) и второго гетеродина блока первого гетеродина; блока управления (БУ), содержащего панель управления и микропроцессорный контрольный модуль (цифровые блоки на рисунке не показаны). Кодовые команды воздействуют на блоки РПрУ непосредственно с помощью дешифраторов и ЦАП; шина данных имеет вывод информации через усилитель и электромеханический фильтр.

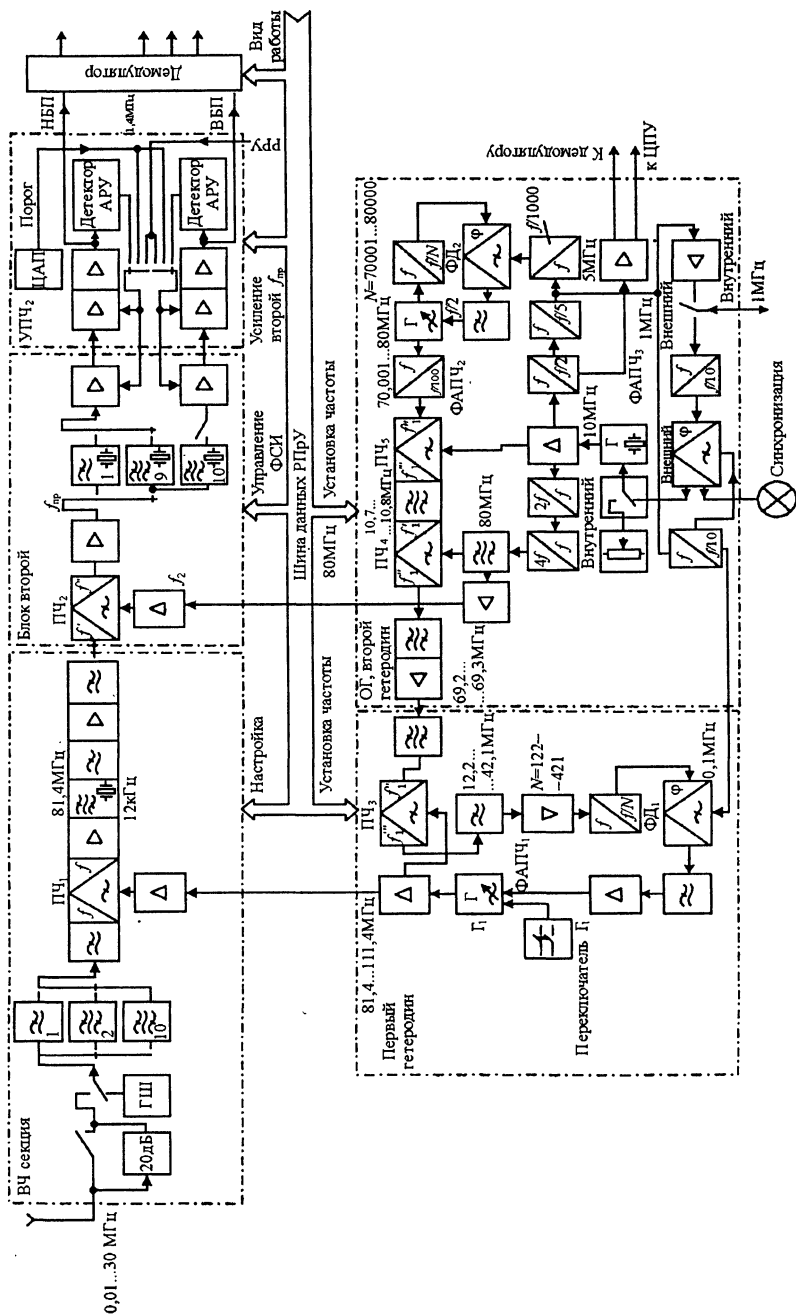


Рис. 10.13

Сигнал с антенны после аттенюатора с двумя ступенями 0 и 20 дБ поступает на вход блока фильтров преселектора. Для контроля чувствительности РПрУ в ВЧ секции имеется генератор шума (ГШ). Выбор нужного фильтра осуществляется по коду частоты, поступающему по шине данных из блока управления. Дешифратор в ВЧ секции преобразует код частоты в команду включения соответствующего фильтра. Аналогично подключаются аттенюатор и ГШ. В ПЧ₁ ВЧ сигнал преобразуется в сигнал первой промежуточной частоты, равной 81,4 МГц. Кварцевый фильтр сужает полосу пропускания до 12 кГц. Далее сигнал усиливается и поступает в блок второй промежуточной частоты. В ПЧ₂ сигнал преобразуется во вторую промежуточную частоту, равную 1,4 МГц, после чего поступает на один из десяти ФСИ, которые включаются в зависимости от вида работы. Далее сигнал поступает в субблок УПЧ₂, содержащий два независимых регулируемых канала для верхней и нижней боковых полос (ВП и НП). В каналах предусмотрены РРУ и АРУ. Команды на включение вида регулировки усиления (усиление на второй промежуточной частоте) в виде кодовых команд по шине данных РПрУ поступают на дешифратор, который определяет включение нужного вида регулировки. С выхода субблока УПЧ₂ сигнал поступает на демодулятор.

Синтез частот первого гетеродина (81,4...11,4 МГц) осуществляется с помощью двух колец ФАПЧ и тройного преобразования частоты. Встроенный высокостабильный генератор ОГ на 10 МГц определяет стабильность частоты гетеродинов и может быть синхронизирован внешним более стабильным эталоном частоты с помощью ФАПЧ₃. Частота второго гетеродина формируется из частоты ОГ последовательным умножением на 2 и на 4 (вторая промежуточная частота равна 80 МГц). Управление установкой частоты производится с помощью двух ДПКД, коэффициент деления N которых изменяется в зависимости от частоты настройки при включении одного из двух генераторов в кольцо ФАПЧ₁. Выбор необходимого генератора и коэффициентов деления ДПКД определяется кодом частоты, поступающим с шины данных РПрУ. Демодулятор имеет третий гетеродин, частота которого изменяется с шагом по 100 Гц от 1,3969 до 1,4031 МГц. Он предназначен для детектирования сигналов верхней и нижней боковых полос. Имеется АМ детектор.

10.4. ПРИЕМНИКИ ЗВУКОВОГО ВЕЩАНИЯ

Приемники звукового вещания (радиовещательные) предназначены для приема и воспроизведения звуковых монофонических и стереофонических программ радиовещания. В зависимости от

условий эксплуатации такие РПрУ подразделяются на стационарные, переносные, автомобильные и миниатюрные (карманные), а по электрическим и электроакустическим параметрам и комплексу потребительских удобств – на четыре группы сложности: 0, 1, 2 и 3. В стационарные устройства, такие как радиолы, магнитолы и т.д., радиоприемник входит как составная часть. Питание в приемниках может быть как от сети переменного тока, так и от автономных источников постоянного тока. Получает распространение и блочная компоновка, при которой радиоприемник дополняется отдельными блоками, такими как антенный модуль, контроллер и т.д. [8–11].

Такие приемники, являющиеся самыми массовыми радиоустройствами, должны обеспечивать прием сигналов в диапазонах ДВ, СВ, КВ, УКВ с различными видами модуляции: АМ, ЧМ, ЧМ-стерео, а в последнее время – и АМ-стерео. Кроме того, они должны, имея достаточно высокие качественные показатели, обладать приемлемой стоимостью. К ним предъявляются и повышенные требования по надежности, поскольку они эксплуатируются неквалифицированными пользователями. Приемники более высокой группы сложности имеют повышенные показатели качества. Например, высококачественные стационарные приемники имеют следующие показатели: чувствительность при отношении С/Ш не менее 26 дБ – не выше 2 мкВ; отношение С/Ш при входном сигнале 1 мВ – не менее 60 дБ; избирательность по зеркальному каналу – не менее 66 дБ; диапазон воспроизводимых звуковых частот при неравномерности 14 дБ – не уже 31,5...15 000 Гц; обеспечивается прием как АМ, так и ЧМ сигналов.

Современные радиовещательные приемники, как правило, строят по супергетеродинной схеме. Прямое усиление используется лишь в миниатюрных переносных приемниках с низкими показателями качества. Для одновременного приема АМ и ЧМ сигнал приемник содержит либо два самостоятельных радиотракта, что характерно в основном для приемников высшего и первого класса, либо два отдельных тракта радиочастоты и общий тракт УПЧ. Прием УКВ вещательных станций чаще всего ведется на штыревую (телескопическую) антенну, на которую, как правило, принимаются и программы КВ диапазона. Станции, работающие в ДВ и СВ диапазонах, принимают на встроенную ферритовую магнитную антенну. В приемнике может быть предусмотрена работа и внешней антенны. Сигнал от антенны поступает на ВЦ, представляющие собой перестраиваемые и переключаемые в зависимости от диапазона узкополосные фильтры, и далее на УРЧ. После образования частоты сигнал усиливается в двухканальном УПЧ, вклю-

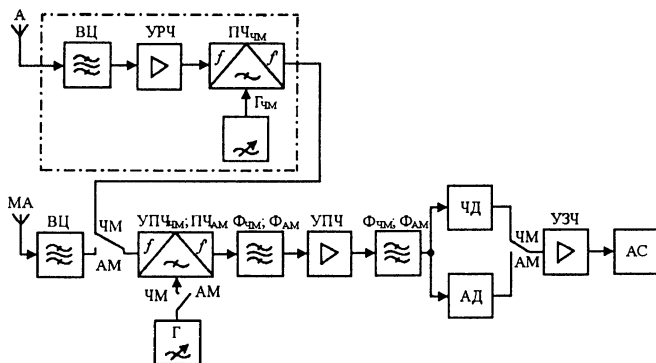


Рис. 10.14

чение которого обусловлено существенным различием в значениях промежуточной частоты и полосы пропускания при приеме АМ и ЧМ сигналов (при приеме АМ сигналов промежуточная частота равна 0,465 МГц, а при приеме ЧМ сигналов 10,7 МГц). После УПЧ следуют отдельные детекторы АМ и ЧМ сигналов. Продетектированный сигнал после усиления в усилителе звуковых частот (УЗЧ) подается на акустическую систему (АС).

Структурная схема, приемника, широко применяемого на практике, показана на рис.10.14. При приеме АМ сигналов преобразование частоты осуществляется в ПЧ_{АМ}, нагрузкой которого является фильтр Ф_{АМ} на промежуточной частоте 0,465 МГц. При приеме ЧМ сигналов преобразователь частоты ПЧ_{АМ} используется как дополнительный УПЧ на частоте 10,7 МГц, нагрузкой которого при этом является фильтр Ф_{ЧМ}; преобразование частоты принимаемого ЧМ сигнала, осуществляется в преобразователе ПЧ_{ЧМ} блока УКВ. Этот блок включает в себя ВЦ, УРЧ и преобразователь частоты ПЧ_{ЧМ} с гетеродином Г_{ЧМ}. При использовании в тракте промежуточной частоты переключаемых ФСИ для частот 0,465 и 10,7 МГц преобразование частоты осуществляется в общем преобразователе. В тракте АМ сигналов применен УПЧ; при приеме ЧМ сигналов в тракт промежуточной частоты вводится дополнительный каскад УПЧ_{ЧМ}. Для улучшения избирательных свойств в приемниках высшей группы сложности может применяться многократное преобразование частоты. Приемник, не содержащий выходного УЗЧ и АС, называют *тюнером*. Он предназначен для работы с внешними УЗЧ и АС.

Одним из радикальных методов улучшения звучания РПрУ является переход к стереофоническому вещанию, дающему представление о пространственном местонахождении источника звука и его перемещении. Достаточно хороший стереоэффект получают

уже при двухканальной передаче звука. Для этого в стереофоническом вещании передаются два звуковых сигнала: один несет информацию о звучании с левой стороны от источника звука, другой – с правой. Оба звуковых сигнала передаются через один РПДУ на одной несущей частоте.

Система стереофонического вещания совместима с обычным монофоническим приемником. Это позволяет слушателю принимать стереопрограмму в обычном приемнике как монофоническую. В стереофонической системе совместимость обычно обеспечивается тем, что передаются не сигналы левого (Л) и правого (П) каналов, а их сумма или разность: Л+П или Л–П. В стереофоническом приемнике происходит обратное преобразование в сигналы Л и П. В монофоническом приемнике выделяется только сигнал Л+П, который является хорошим аналогом монофонического сигнала. Существуют различные системы стереофонического вещания. В России и большинстве стран СНГ, ряде стран Восточной Европы для передачи программ стереофонического радиовещания используют диапазоны частот УКВ1 66...74 МГц и УКВ2 100...108 МГц, в Западной Европе 88...104 МГц, в Японии 76...88 МГц, в США 88...108 МГц.

Международным консультативным комитетом по радиовещанию (МККР) для организации стереофонического радиовещания в диапазоне МВ рекомендованы три системы: отечественная, работа которой основана на принципе полярной модуляции (АМ-ЧМ); американская с пилот-тоном, разработанная фирмой «Зенит-Дженерал-Электрик» (БМ-ЧМ), и шведская (ЧМ-ЧМ), предложенная значительно позже первых двух.

В России для передачи стереопрограмм принята система с полярной модуляцией. Положительные полупериоды ВЧ колебания модулированы по амплитуде одним сигналом стереопары, а отрицательные полупериоды – другим. Временная диаграмма (Л) ПМК изображена на рис.10.15.

Огибающая положительных полуволн ПМК несет информацию левого (Л) полярно-модулированного колебания, а огибающая отрицательных полуволн – правого (П) канала стереопрограммы.

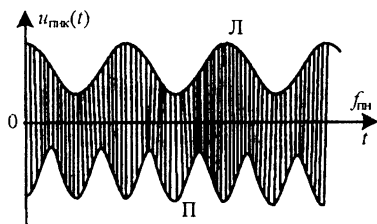


Рис. 10.15

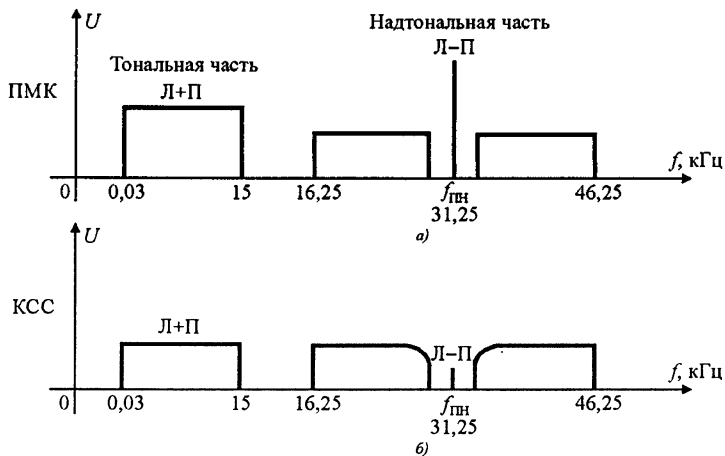


Рис. 10.16

Огибающая спектра (далее по тексту для простоты – спектр) ПМК изображена на рис.10.16. Спектр ПМК состоит из двух составляющих (частей): низкочастотной, представляющей собой сумму колебаний $U_n(t) + U_n(t)$ и надтоновой части, которая представляет собой несущее колебание $U_0 \sin \omega_0 t$, модулированное по амплитуде разностью сигналов $U_n(t) - U_n(t)$. Вследствие того, что спектр ПМК (рис.10.16, а) содержит ЗЧ, этот сигнал невозможно непосредственно излучить радиопередающей станцией.

В отечественной системе стереофонического радиовещания несущая передатчика модулируется по частоте так называемым комплексным стереофоническим сигналом (КСС), спектр которого (рис.10.16, б) отличается от спектра ПМК (рис.10.16, а) частичным подавлением уровня поднесущей частоты.

Ширина спектра КСС 30 Гц...46,25 кГц, т.е. примерно в три раза шире спектра звуковых частот при монофонической передаче.

Поднесущая подавляется в 5 раз ($\epsilon = 5$), т.е. на 14 дБ. Характеристики этой цепи (рис.10.16, б) строго нормированы с той целью, чтобы ее восстановление на приемной стороне не вызывало затруднений. Подавление поднесущей $f_{\text{ПН}} = 31,25$ кГц на 14 дБ позволяет уменьшить девиацию частоты передатчика, необходимую для ее передачи, до 20 % от максимальной девиации несущей частоты комплексным стереофоническим сигналом (10 кГц из общих 50 кГц девиации частоты несущего колебания), а следовательно, и полосу частот радиоканала.

Для повышения помехозащищенности сигналов Л и П в области верхних частот, где уровень спектральных составляющих существенно меньше, чем на средних частотах, и учитывая то, что

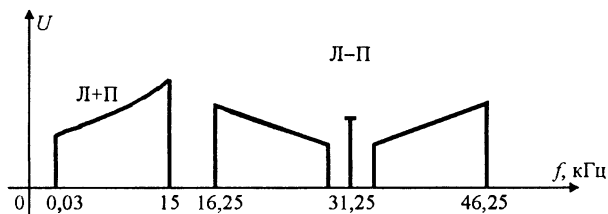


Рис. 10.17

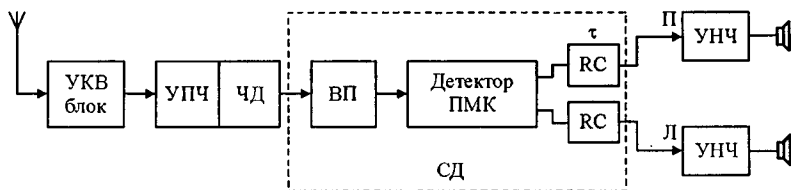


Рис. 10.18

шумы на выходе ЧД увеличиваются с увеличением девиации частоты (см. рис. 5.60), в передатчике введена RC -цепь частотных предискажений сигналов Л и П стереопары, ее постоянная времени нормализована и составляет $\tau = 50$ мкс. В результате, передаваемые сигналы имеют огибающие спектра КСС, представленные на рис.10.17.

На приеме для обратной коррекции вводят RC -цепи коррекции предискажений (рис.10.18). Ширина спектра модулированного КСС высокочастотного сигнала на выходе передатчика составляет 190 кГц. Структура радиотракта стереофонического и монофонического приемников ЧМ сигнале практически одинакова, однако полоса пропускания при стереофоническом приеме приблизительно на 60 кГц шире (при монофоническом приеме $\Pi \approx 130$ кГц). Более широкая полоса пропускания радиотракта приемника позволяет воспроизвести КСС с малыми нелинейными и амплитудно-частотными искажениями. Необходимость этого вызвана тем, что в отличие от монофонической при стереопередаче на выходе ЧД приемника должны быть воспроизведены без искажений не только амплитудные соотношения в спектре КСС, но и сдвиги фаз между отдельными составляющими спектра. Для сохранения амплитудных и фазовых соотношений между составляющими спектра КСС АЧХ (измеренная на выходе ЧД) должна быть горизонтальной, а ФЧХ – линейной во всем диапазоне частот (до 46,25 кГц). Однако в реальных приемниках существует некоторый спад АЧХ на верхних модулирующих частотах, для коррекции которого на выходе ЧД включают корректирующие RC -цепи.

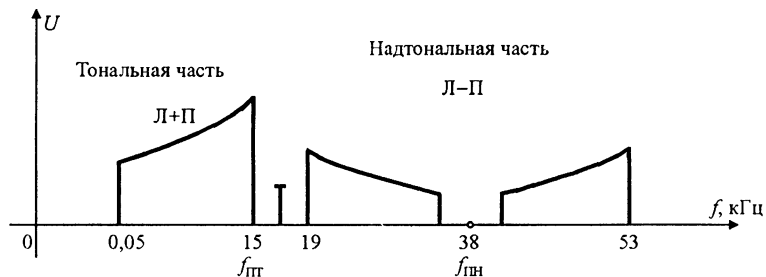


Рис. 10.19

В радиоприемном тракте (рис.10.18) после прохождения высокочастотного УКВ блока, УПЧ и частотного детектора (ЧД) выделенный КСС поступает на стереодекодер СД.

В стереодекодере осуществляются: восстановление амплитуды поднесущей частоты (цепь преобразования КСС в ПМК), детектирование ПМК и коррекция предискажений. На практике применяют три типа стереодекодеров: с полярным детектором, суммарно-разностный (декодирование с предварительным разделением спектров Л+П и Л-П) и с временным разделением (декодеры с переключением).

В системе с пилот-тоном также формируется КСС. Его спектр (рис.10.19) тоже содержит две части: низкочастотную, представляющую собой сумму Л+П сигналов стереопары, и надтональную – АМ колебание с полностью подавленной $f_{НП}$. Поднесущая в данном случае имеет частоту 38 кГц, модуляция ее по амплитуде также осуществляется разностным сигналом $S = Л - П$. Чтобы иметь возможность синхронно восстанавливать частоту поднесущей на приемной стороне системы, в спектр КСС дополнительно введен пилот-тон с частотой $f_{ПТ} = 19$ кГц. Как и в системе с полярной модуляцией, сигналы Л и П подвергаются частотным предискажениям на стороне передачи с помощью RC-цепи с постоянной времени 50 (страны Европы) и 75 (страны Америки) мкс.

В системе с пилот-тоном девиация несущей комплексным стереофоническим сигналом составляет в западно-европейских странах и США ± 75 кГц, в России и ряде стран СНГ соответственно ± 50 кГц.

В системе ЧМ-ЧМ спектр КСС (рис.10.20) также содержит тональную и надтональную части. Отличие от рассмотренных систем заключается в следующем: поднесущая, частота которой $f_{НП} = 33,5$ кГц, модулируется сигналом $S = Л - П$ не по амплитуде, а по частоте. Сигнал S при этом предварительно подвергается компандированию для повышения его помехозащищенности (канал S

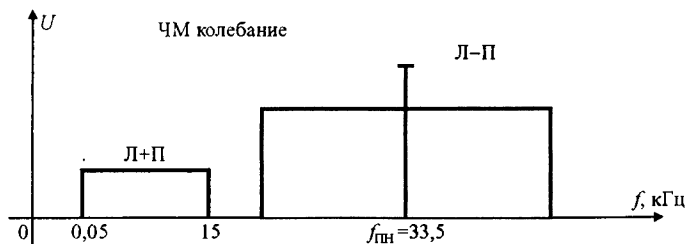


Рис. 10.20

стереомодулятора содержит сжиматель (Сж), а стереодекодер – расширитель (D). Эта система нашла применение в скандинавских странах и Японии.

Для современных радиовещательных приемников наиболее характерны следующие особенности: улучшение основных показателей качества, отказ от механических и электромеханических узлов и деталей, применение цифровых систем управления, СЧ, МП, повышение требований к дизайну.

Улучшение основных показателей качества осуществляется за счет применения современной элементной базы. Существует большое число транзисторов, устойчиво работающих на высоких частотах и имеющих большие коэффициенты усиления, малые собственные шумы, хорошую линейность характеристик. Применение синтетических материалов для изготовления корпусов транзисторов позволило резко сократить их стоимость и увеличить объем выпуска, что дало возможность применять высококачественные приборы даже в дешевой аппаратуре. Широко используются ПТ, которые имеют коэффициент шума на 2...5 дБ ниже, чем БТ. Применение ДЗПТШ позволяет простыми методами регулировать усиление каскадов и создавать высококачественные ПЧ. Разработка новых симметричных варикапных матриц с встречным включением варикапов позволила увеличить линейность перестраиваемых контуров. Улучшение качественных показателей радиоприемников достигается применением в них (в зависимости от класса) всевозможных устройств подавления помех: устройств бесшумной настройки, подавляющих шумы и помехи при перестройке приемника с одной станции на другую либо при прекращении работы радиостанции, на которую приемник был настроен; различных аттенуаторов и фильтров для подавления помех в преселекторе, систем подавления импульсных и флуктуационных помех и т.д.

Построение входных каскадов АМ тракта современного вещательного приемника иллюстрирует рис.10.21. Перестройка входного контура осуществляется за счет изменения управляющего нап-

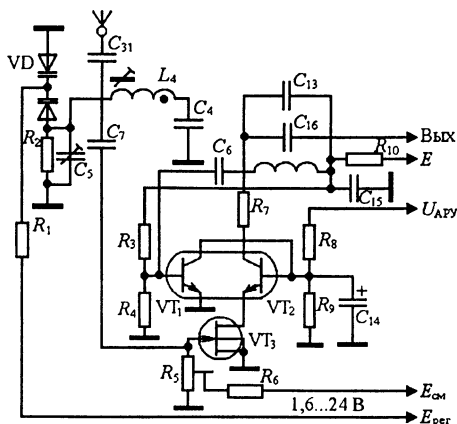


Рис.10.21

ражения $E_{\text{пер}}$ на варикапной матрице VD от 1,6 до 24 В. Усилитель радиочастоты выполнен на полевом транзисторе VT_3 и транзисторе VT_2 микросборки. Помимо общей в УРЧ введена местная АРУ, детектором которой является транзистор VT_1 микросборки. Постоянная времени АРУ задается цепью R_8, C_9 . Резистор R_5 определяет начальный ток транзисторов VT_2 и VT_3 .

В настоящее время выпускается широкая номенклатура специализированных ИМС и БИС для РПрУ. На специализированных ИМС и БИС выполняются любые блоки РПрУ, а также их комбинации и практически весь тракт приемника. На рис.10.22 показана схема АМ—ЧМ приемного тракта на ИМС К174ХА10. Сигнал АМ от внешней антенны через конденсатор C_{10} поступает на входной контур $C_{18}C_{19}L_{10}$ и далее через L_{11} на входы 6, 7 ИМС. Настройка на нужную станцию осуществляется за счет изменения емкости конденсатора C_{12} контура гетеродина $C_8C_{11}C_{12}L_8$. Основная избирательность по соседнему каналу реализуется ПКФ Z_2 и контуром L_7C_{14} , настроенными на частоту 465 кГц. При приеме станций УКВ диапазона сигнал от преобразователя частоты ПЧ_{ЧМ} поступает через ПКФ Z_1 на вход 2 ИМС. С выхода 8 продетектированные сигналы амплитудной около 30 мВ через конденсатор C_{23} и регулятор громкости R_7 поступают на вход 9 ИМС. Выходная мощность усилителя около 0,7 Вт при $R_n = 8 \text{ Ом}$.

Для современных РПрУ характерно широкое применение пьезоэлектрических приборов: ПКФ, МПФ, а также фильтров на ПАВ. В РПрУ имеется ряд элементов и узлов, которые ранее выполнялись, как правило, с помощью механических и электромеханических блоков и деталей (переключатели диапазонов, блок наст-

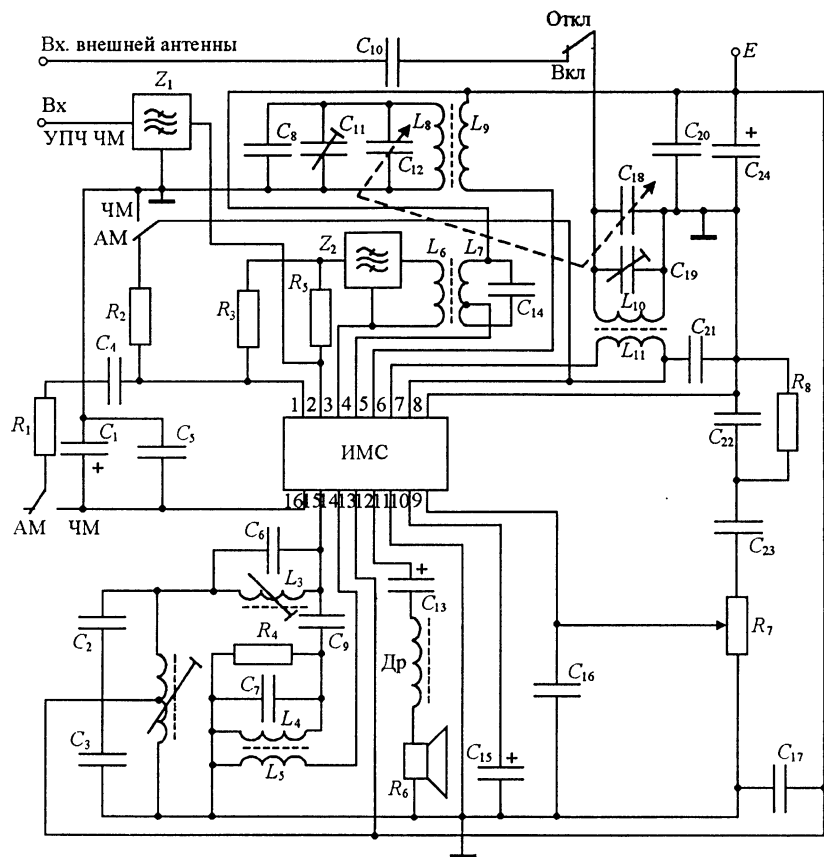


Рис. 10.22

ройки, механические шкалы и др.). В настоящее время эти устройства реализуются в электронном варианте. Вместо блоков конденсаторов переменной емкости применяют варикапы и варикапные матрицы, вместо механических — электронные переключатели с кнопочным управлением. Сенсорные датчики основаны на использовании проводимости кожи, фоновой наводки, сопротивления оператора для уменьшения интенсивности или прекращения колебаний. Схема сенсорного датчика, использующего проводимость кожи оператора, приведена на рис.10.23; при замыкании сенсорных пластин положительный потенциал прикладывается к базе транзистора VT_1 и открывает его. Коллекторный ток VT_1 открывает транзистор VT_3 , работающий в ключевом режиме, подключая резистор R_5 фиксированной настройки и задавая смещение на базе транзистора VT_2 . Последний включает соответствующий светодиод

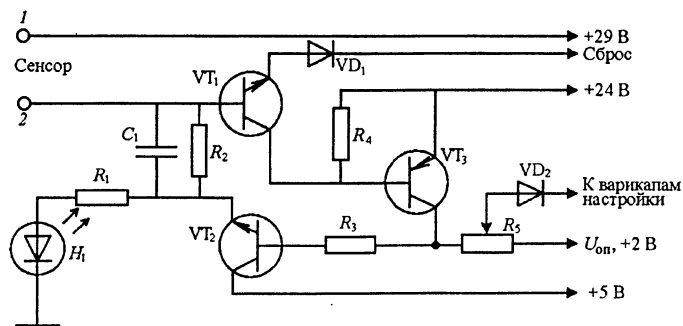


Рис. 10.23

и удерживает в открытом состоянии транзистор VT_1 после прекращения воздействия оператора на сенсорные пластины. На рис.10.23 VD_1 – диод защиты сброса; VD_2 – диод разрядки по управляющему напряжению. Применение цифровых шкал индикации частоты позволило отказаться от механических.

Высококачественные приемники могут работать с пультом дистанционного управления (ПДУ), который позволяет осуществлять основные регулировки и управлять режимами аппаратуры на расстоянии нескольких метров. Команды с пульта поступают с помощью многожильного кабеля либо посредством миниатюрного передатчика мощностью несколько милливатт. Для передачи команд используют инфракрасные лучи или акустические ультразвуковые сигналы (см. § 6.10). За счет применения ЦАП, ПТ и оптронов, а также усилителей, управляемых напряжением, регулировки осуществляют электронным способом.

Особенно заметно применение новых методов управления в автомобильных РПРУ, к которым предъявляются достаточно жесткие требования по механической прочности, вибростойкости и надежности, возможности работы в широком интервале температур и в условиях высокой влажности. Кроме того, настройка и управление режимами работы автомобильного приемника должны осуществляться за короткое время и «вслепую», не отвлекая водителя во время движения автомобиля. Для этого в РПРУ вводится автопоиск сигнала, предусматривается ряд фиксированных настроек. Появление варикапов и СЧ позволило полностью отказаться от использования перестраиваемых индуктивностей. Фиксация настроек осуществляется за счет применения устройств выборки-хранения, ОЗУ и ППЗУ.

Блоки автоматического управления на МП (см. § 6.11), работающие по принципу синтеза частот, позволяют выполнить следующие сервисные функции: прямой набор необходимой рабочей

частоты с тастатуры; хранение значения ряда рабочих частот вещательных станций и информации о текущем режиме работы приемника, в том числе и при выключении источника питания; автоматический поиск монофонических и стереофонических вещательных станций по диапазонам; управление режимом работы приемника; отображение на жидкокристаллическом или светодиодном дисплее всей информации о работе приемника, требуемой для эксплуатации и контроля; программирование работы приемника во времени с помощью встроенного таймера; дистанционное управление и т.д.

Простейшие функции системы можно реализовать и на элементах жесткой логики, однако рост числа сервисных функций приводит к усложнению аппаратуры, поэтому в современных приемниках все шире применяют МП, совмещающие в себе большинство функций управления. Бытовой радиоприемник кроме хороших электрических параметров должен удовлетворять требованиям художественной эстетики и эргономики.

10.5. ПРИЕМНИКИ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ

В настоящее время практически во всех странах приняты совместимые системы телевизионного вещания. Это означает, что сигналы цветного или черно-белого телевидения передаются в одинаковой полосе частот, причем сигналы цветного телевидения могут быть приняты черно-белыми телевизорами и наоборот. В результате сигналы цветности, особенно цветовые поднесущие, могут создавать помехи приему яркостного сигнала в цветном и черно-белом телевизорах. Для уменьшения этих помех принимаются специальные меры как при передаче, так и при приеме телевизионных сигналов [12–14].

Для телевизионного вещания используются следующие поддиапазоны частот: I – поддиапазон 48,5...66,0 МГц (каналы 1 и 2 с несущими частотами сигналов изображения 49,75 и 59,25 МГц и несущими частотами звука 56,25 и 65,75 МГц); II – поддиапазон 76,0...100,0 МГц (каналы 3–5 с несущими частотами сигналов изображения 77,25; 85,25 и 93,25 МГц); III – поддиапазон 174,0...230,0 МГц (каналы 6–12 с несущей частотой сигналов изображения шестого канала 175,25 МГц); IV – поддиапазон 470,0...790,0 МГц (каналы 21–60 с несущей частотой сигналов изображения 21-го канала 471,25 МГц и несущей частотой сигналов звука 477,75 МГц). Возможны еще каналы в диапазоне до 1000 МГц. С учетом спектра телевизионных сигналов на один телевизионный канал отводится полоса частот, равная 8 МГц. Большинство телевизионных каналов расположено вплотную друг к другу, без запасных частотных проме-

жупков на расфилтровку. Разнос между несущими частотами сигналов изображения соседних каналов превышает 8 МГц лишь между каналами 1–2, 2–3 и 5–6. Близкое расположение соседних каналов определяет достаточно жесткие требования к избирательности телевизионных приемников по соседним каналам. В диапазоне дециметровых волн несущие частоты сигналов изображения $f_{из}$ и сигналов звука $f_{зв}$ для любого канала могут быть найдены по формулам $f_{из} = 471,25 + 8(n - 21)$, МГц; $f_{зв} = 477,75 + 8(n - 21)$, МГц, где n – номер канала с 21-го по 70-й.

В каждом телевизионном канале разность частот между несущими частотами сигналов изображения и звука составляет 6,5 МГц. Промежуточная частота сигналов изображения равна 38,0 МГц. Промежуточная частота сигналов звука 31,5 МГц.

На рис.10.24 показано размещение спектра частот сигналов изображения и звука, принятое в нашей стране для одного телевизионного канала, т.е. спектра частот излучения ТВ радиопередатчика. Передача сигналов изображения осуществляется с помощью АМ несущей сигналов изображения полным цветовым ТВ сигналом с частично подавленной нижней боковой полосой частот. Передача сигналов звука осуществляется с помощью ЧМ несущей сигналов звука с максимальной девиацией частоты 50 кГц. Составляющие спектра частот, отстоящие на $-1,25$ и $+6,375$ МГц относительно несущей сигналов изображения, подавляются на 20 дБ. Составляющие спектра, отстоящие на $-0,75$ МГц от несущей, не подавляются, что позволяет уменьшить искажения ТВ сигнала, возникающие при подавлении одной боковой полосы.

На рис.10.25 приведена номинальная АЧХ радиотракта сигналов изображения, которую необходимо сформировать в приемнике. Видно, что уровень несущей сигналов изображения должен ослабляться на 6 дБ, а составляющая с частотой $-0,75$ МГц – на 20 дБ по сравнению с уровнем опорной частоты $f_{оп}$, отстоящей от несущей сигналов изображения на 1,5 МГц. В этом случае характеристика верности, т.е. форма результирующей АЧХ от входа модулятора передатчика до выхода детектора приемника, будет равномерной в полосе частот 6 МГц (рис.10.26). Указанными ослаблениями определяется выбор наклона правого участка АЧХ тракта УПЧ телевизора (рис.10.27).

В приемниках сигналов черно-белого изображения напряжение промежуточной частоты сигналов звука $f_{пр зв} = 31,5$ МГц обычно поступает на видеодетектор подавленным на 20 дБ относительно напряжения промежуточной частоты сигналов изображения $f_{пр из} = 38,0$ МГц. При этом в видеодетекторе еще обеспечивается эффективное преобразование частот во вторую промежуточную частоту сигналов звука $f_{пр зв2} = f_{пр из} - f_{пр зв} = 38,5 - 31,5 = 6,5$ МГц.

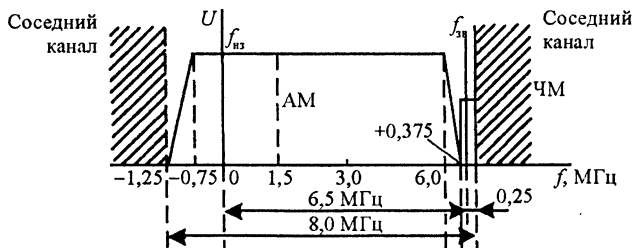


Рис.10.24

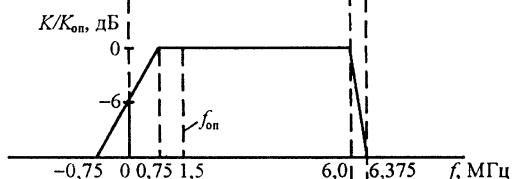


Рис.10.25

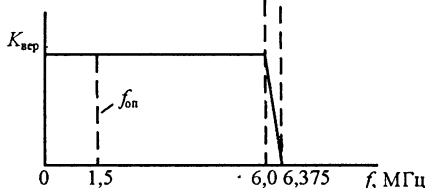


Рис.10.26

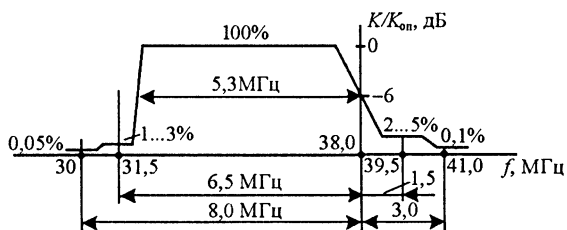


Рис.10.27

В этих условиях помехи в звуковом канале со стороны сигналов изображения, создающих паразитную АМ, относительно легко устраняются с помощью АО.

В приемниках сигналов цветного изображения напряжение промежуточной частоты сигналов звука $f_{прзв} = 31,5$ МГц необходимо подавлять на 35...40 дБ, чтобы уменьшить напряжение биений между промежуточной частотой сигналов звука и поднесущими частотами сигналов цветности.

Если указанное подавление не обеспечить, то на выходе видеодетектора в спектре сигнала яркости будут помехи с частотами 1,75...2,6 МГц, которые существенно ухудшают качество цветного изображения. Если же такое подавление имеет место, то видеодетектор не обеспечивает эффективного преобразования на вторую

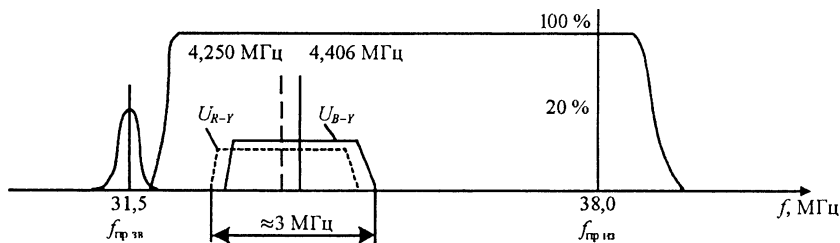


Рис. 10.28

промежуточную частоту сигналов звука. Приходится применять отдельный диодный преобразователь на частоту 6,5 МГц, подавая на него сигнал с той точки тракта УПЧ, где напряжение промежуточной частоты сигнала звука лишь в 10...20 раз меньше напряжения промежуточной частоты сигнала изображения. При этом стремятся к тому, чтобы в пределах спектра ЧМ сигнала звукового сопровождения АЧХ телевизора была максимально плоской (для подавления паразитной АМ), а порог ограничения АО в тракте УПЧЗ возможно меньше.

В целом в цветных телевизорах требования к равномерности АЧХ радиотракта выше, чем в черно-белых, что обусловлено наличием в спектре яркостного сигнала сигналов цветности с ЧМ. Поэтому в полосе 33...34,3 МГц неравномерность АЧХ радиотракта не должна превышать $\pm 1,5$ дБ. Иначе из-за паразитной АМ могут возникнуть разнояркие строки на изображении (при неидеальных АО). Спектр полного сигнала цветного телевидения в системе SECAM приведен на рис.10.28.

Необходимость в подавлении напряжений мешающих частот, расположенных выше промежуточной частоты сигналов изображения (нижний соседний канал), ограничивается требуемой крутизной скатов АЧХ для уменьшения искажений сигнала. Поэтому подавление частоты сигналов звука соседнего канала 39,5 МГц (образующей с частотой изображения 38 МГц биения в спектре сигнала яркости с частотой 1,5 МГц) считается допустимым в пределах 30...40 дБ.

Технические показатели телевизора зависят от того, к какому классу он относится. Так телевизоры класса II должны иметь следующие основные показатели:

чувствительность тракта изображения, ограниченная: а) шумами — не хуже 150 и 500 мкВ в диапазонах МВ и ДМВ соответственно; б) синхронизацией разверток — 80 и 150 мкВ в диапазонах МВ и ДМВ соответственно; чувствительность канала звука, ограниченная шумами, не хуже 75 и 300 мкВ в диапазонах МВ и ДМВ соответственно;

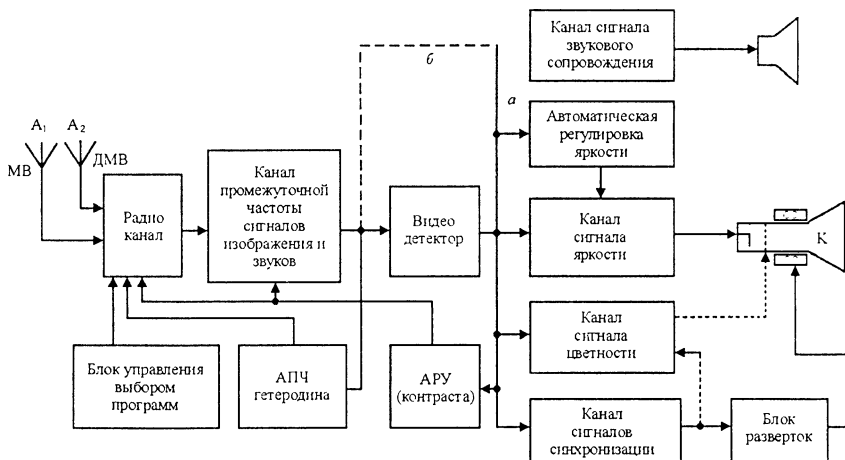


Рис. 10.29

избирательность на частотах, отстоящих от несущей изображения (по соседним каналам, см. рис.10.22), в полосе – (1,5...3,0) МГц не менее 38 дБ, в полосе 8,0...9,5 МГц не менее 40 дБ, в точке 6,5 МГц в пределах 14...26 дБ.

Коэффициент шума таких телевизоров примерно 9...12 дБ, избирательность по промежуточной частоте 50...60 дБ, избирательность по зеркальному каналу 30...45 дБ.

Функциональная схема приемников черно-белого и цветного изображения приведена на рис.10.29. Телевизор содержит отдельные антенны (или входы для антенн) для диапазонов МВ и ДМВ. Далее следует радиоканал, в котором осуществляется выбор необходимой программы с помощью блока управления выбором программ, обеспечиваются требуемая чувствительность и избирательность по зеркальному каналу и каналу промежуточной частоты.

С выхода радиоканала после преобразования частоты полный сигнал черно-белого или цветного телевидения поступает в канал промежуточной частоты. Амплитудно-частотная характеристика, которую должен обеспечивать радиоканал совместно с каналом промежуточной частоты, приведена на рис.10.27.

С выхода канала промежуточной частоты сигнал поступает на видеодетектор (детектор радиоимпульсов) и на устройство АПЧ гетеродина, так как требования к стабильности частоты гетеродина цветных телевизоров достаточно жесткие, в том числе из-за необходимости сильного подавления частоты 16,5 МГц. В черно-белых телевизорах сигнал с выхода видеодетектора (или видеосуилителя) поступает в канал звукового сопровождения, на устройство авто-

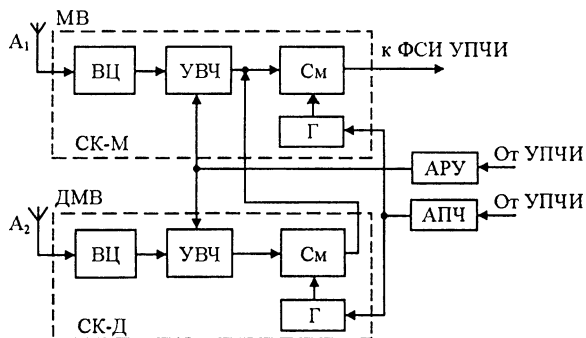


Рис. 10.30

матической регулировки яркости, в каналы сигналов яркости, синхронизации и далее на блок разверток. С выхода видеодетектора сигнал подается также на устройство АРУ. Обычно для высокой степени регулирования усиления и особенно для независимости регулировки усиления от содержания сигналов изображения (а также для увеличения помехоустойчивости приема) в телевизорах используются схемы ключевой АРУ.

В канале сигналов синхронизации применяют помехозащищенные схемы амплитудных селекторов и АПЧ генератора строчной развертки. В цветных телевизорах сигнал в канал звукового сопровождения подается не с выхода видеодетектора (цепь *a*), а с выхода канала промежуточной частоты (рис.10.29, цепь *b*). В цветных телевизорах сигнал цветности с выхода видеодетектора (или видеоусилителя) поступает в канал цветности и далее на модуляторы кинескопа *K*. Схема, показанная на рис.10.29, справедлива для телевизоров всех трех основных стандартных систем цветного телевидения: SECAM, NTSC и PAL.

На рис.10.30 приведена структурная схема радиоканала, общая для телевизоров черно-белого и цветного сигналов. Отличительной особенностью схемы является то, что смеситель диапазона МВ в соответствующем селекторе каналов (СК-М) при приеме сигнала в диапазоне ДМВ (с помощью СК-Д) используется как дополнительный УПЧ. Для этого при приеме в ДМВ диапазоне гертеродин в СК-М отключается.

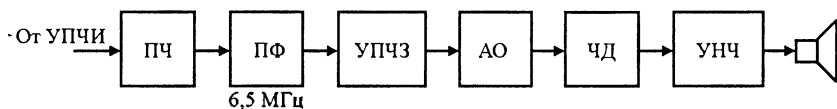


Рис. 10.31

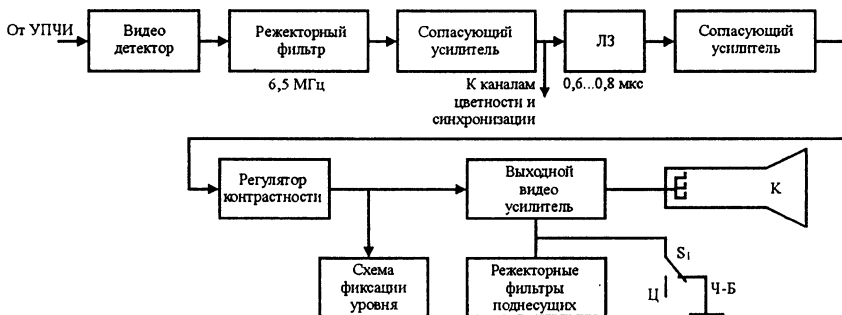


Рис. 10.32

Структурная схема канала сигналов звукового сопровождения черно-белых и цветных телевизоров показана на рис.10.31. С одного из каскадов УПЧИ (обычно последнего, но до окончательного сильного подавления напряжения с частотой 31,5 МГц) полный телевизионный сигнал подается на диодный ПЧ, нагрузкой которого является ПФ, настроенный на 6,5 МГц и имеющий крутые скаты АЧХ для подавления поднесущих цветности. Типичная полоса пропускания ПФ с последующим УПЧЗ 250...300 кГц. После УПЧЗ сигнал промежуточной частоты звукового сопровождения поступает на АО и далее на ЧД и УНЧ. Иногда вместо диодного ПЧ в переносных телевизорах используют нелинейность последнего каскада УПЧИ. Приведенная схема аналогична структурной схеме канала звука черно-белого телевизора, только вместо отдельного диодного ПЧ используется видеодетектор.

Структурная схема канала яркости цветного телевизора приведена на рис.10.32. Обычно она используется в телевизорах с большим экраном и позволяет применять широкополосный усилитель на 6 МГц с большим выходным напряжением только в канале яркости. Режекторный фильтр на 6,5 МГц подавляет помеху в канале яркости из канала звука. Линия задержки с полосой пропускания 6 МГц используется для того, чтобы компенсировать в канале яркости задержку, образующуюся в канале цветности из-за его меньшей полосы (примерно 1,5 МГц). Время задержки подбирается таким, чтобы середины фронтов импульсов в каналах яркости и цветности совпадали. В выходном видеоусилителе (обычно в эмиттерной цепи каскада с ОЭ) включают режекторные фильтры для подавления основного энергетического спектра поднесущих в диапазоне 4...5 МГц, причем подавление достигает 15 дБ. Это приводит к уменьшению четкости в канале яркости, но в противном случае, появляются заметные помехи от поднесущих цветности и их биений с частотой 6,5 МГц. При приеме сигналов черно-белого

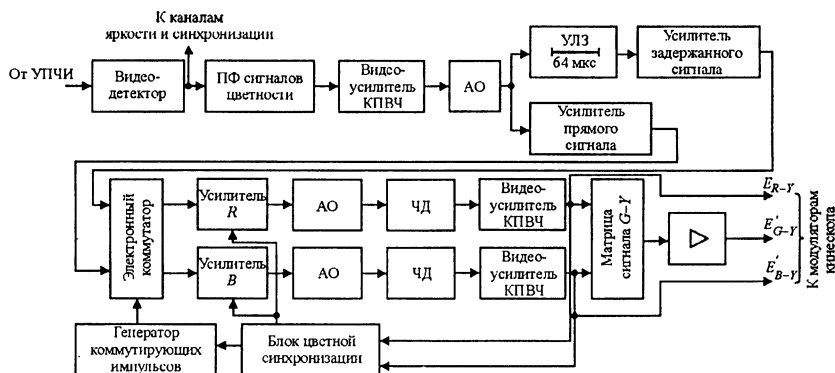


Рис. 10.33

телевидения режекторные фильтры закорачивают, что увеличивает четкость изображения.

Приведенная структурная схема канала яркости практически идентична в телевизорах систем SECAM, NTSC и PAL.

Структурная схема канала цветности в телевизоре системы SECAM приведена на рис.10.33. Отличительной особенностью схемы является наличие ультразвуковой линии задержки (УЛЗ) на 64 мкс и электронного коммутатора строк, обусловленных поочередной во времени передачей цветоразностных сигналов строк $Y-R$ и $B-Y$ в системе SECAM, что приводит к потере четкости по цвету в 2 раза. Полный телевизионный сигнал с выхода видеодетектора поступает на ПФ, в котором выделяются сигналы цветности и подавляются мешающие сигналы яркости и канала звука. Далее сигнал цветности проходит через усилитель с коррекцией предискажений в области верхних частот, что позволяет поднять уровень подавленных поднесущих и увеличить помехоустойчивость канала цвета. Амплитудный ограничитель предварительно устраняет паразитную АМ. Далее сигнал поступает на УЛЗ и усилители задержанного и прямого сигналов.

Задержанный на длительность строки и прямой сигналы поступают на электронный коммутатор. Наличие УЛЗ и электронного коммутатора обеспечивает получение на выходе последнего двух цветоразностных сигналов $Y-R$ и $B-Y$ на каждой строке. Это позволяет в дальнейшем получить в матрице третий сигнал $G-Y$. После электронного коммутатора соответствующие ЧМ сигналы цветности на поднесущих 4,250 и 4,406 МГц проходят АО и ЧД. Частотный детектор сигнала $Y-R$ имеет обратный наклон детекторной характеристики, благодаря чему на его выход поступает сигнал $R-Y$. Работу электронного коммутатора обеспечивают гене-

ратор коммутирующих импульсов и блок цветовой синхронизации. После матрицирования и получения сигнала G–Y цветоразностные сигналы подаются на модуляторы кинескопа, а на его катод поступает сигнал яркости. Матрицирование для получения сигналов RGB осуществляется в самом кинескопе.

10.6. ПРИЕМНИКИ СИСТЕМ ПЕРСОНАЛЬНОГО РАДИОВЫЗОВА

Системы персонального радиовызова (СПВ) позволяют передавать вызов и необходимый минимум информации одному человеку или группе людей независимо от места их нахождения. Первоначально СПВ функционировали с радиусом действия, ограниченным территорией или помещениями, охваченными многовитковой проводной петлей. Подобные системы с индуктивной связью, использующие магнитное поле с низкими частотами несущих колебаний, находят применение и в настоящее время.

Для значительных территорий СПВ строятся на основе радиосвязи на метровых и дециметровых волнах [15]. Абонент СПВ использует малогабаритный вызывной приемник (пейджер), имеющий индивидуальный номер (адрес). Вызывающий набирает номер нужного абонента на любом телефонном аппарате, вызов поступает по телефонной сети на центральную станцию, преобразуется в кодированный радиосигнал и передается на выделенной для СПВ частоте в то место, где находятся абонент. Если радиус действия одного передатчика центральной станции не позволяет обслужить всю территорию, то она разбивается на отдельные зоны, в каждой из которых имеется свой передатчик. Сигнал вызова длительностью 1...2 с передается всем пейджерам, однако срабатывает только тот из них, который настроен на определенную частоту и имеет соответствующий адрес. Получив вызов, абонент по телефонному аппарату по заранее известному номеру принимает адресованное ему сообщение или получает телефонный разговор, либо сигнал вызова совмещается в пейджере с визуальным отображением сообщения небольшого объема на дисплее. Сигнал вызова может подаваться не только одному, но и группе абонентов, которым присвоен единый адрес.

Пейджер реализуется в виде миниатюрного носимого приемника. Обобщенная схема пейджера показана на рис.10.34. В УТ осуществляются усиление, селекция и преобразование сигнала; в

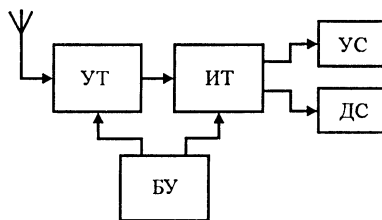


Рис. 10.34

ИТ он декодируется для определения соответствия или несоответствия принятого адреса собственному адресу абонента и, если помимо вызова передается дополнительная информация, она обрабатывается, при необходимости записывается в память и отображается на дисплее (ДС); устройство УС сигнализирует в той или иной форме о наличии вызова; блок управления (БУ), управляя работой всего пейджера, содержит таймер, переключатель вида сигнализации, переключатель ждущего режима, источник питания.

В современных миниатюрных пейджерах УТ часто реализуется по схеме с прямым преобразованием (гомодинные приемники, приемники с синхронным детектированием, синхродины). В подобных приемниках нет зеркального канала, что позволяет существенно упростить преселектор; применение гираторов либо ЦФ позволяет сделать УТ менее сложным. Гомодинные приемники обычно реализуют полностью микроминиатюрными. В пейджерах с более широкими возможностями, предназначенными для работы в глобальных СПВ, УТ выполняется по схеме с двойным преобразованием частоты.

Устройство УС может включать в себя акустическую, световую и тактильную сигнализацию. Последняя обеспечивает воздействие на кожу человека с помощью миниатюрного вибратора. Абонент выбирает вид сигнализации по своему усмотрению. Если пейджер расположен не непосредственно на теле абонента, целесообразнее использовать звуковую сигнализацию, которая, однако, может оказаться незамеченной в шумном помещении. Тогда о вызове оповестит световая сигнализация. В пейджерах возможно автоматическое переключение со звуковой сигнализации на тактильную и наоборот.

При разработке СПВ особое внимание уделяется следующим принципам и схемотехническим решениям: совмещению частотного и временного разделения каналов связи для расширения сети и увеличения числа обслуживаемых абонентов; разработке кодов с повышенной надежностью и емкостью как индивидуального, так и группового вызова абонентов; совмещению сигнализации и визуального отображения информации с введением ее в память для повторного воспроизведения и напоминания абоненту о наиболее важных сообщениях; обеспечению возможности приема в пейджере как цифровых данных, так и речевых сообщений; реализации последовательного пакетного приема сообщений относительно большого объема с устранением разрывов при воспроизведении; повышению надежности вызова путем совместного одновременного или последовательного использования звуковой, световой и тактильной сигнализации; использованию ждущего режима работы пейджера для продления срока службы миниатюрного гальва-

нического источника питания; миниатюризации и повышению эргономических качеств пейджеров. Намечается обеспечение возможности ответной сигнализации от абонента либо о приеме им сообщения, либо о необходимости переадресования вызова и сообщений другим абонентам. Рассматривается возможность приема пейджером речевой информации. Разнос между частотами передатчиков в СПВ в выделяемых полосах частот лежит в пределах от 2,5...6,5 до 25 кГц.

Особого внимания заслуживает проблема ждущего режима приема сигналов, гарантирующего непрерывную круглосуточную работоспособность пейджера при минимальном расходе ресурса источника питания. Стремление уменьшить размеры пейджера вызывает необходимость уменьшения размеров источника питания, что, естественно, приводит к уменьшению его ресурса. Проблема одновременной минимизации размеров пейджера и увеличения ресурса источника питания решается использованием в пейджере таймера, работающего в непрерывном микромощном режиме и обеспечивающего автоматическое прерывистое включение пейджера на время, существенно меньшее длительности выключенного состояния, и периодическим повторением от передатчика в течение определенного времени сигнала вызова. Естественно, при этом срок службы источника питания пейджера увеличится в число раз, примерно равное отношению длительностей выключенного и включенного состояний.

Надежность вызова обеспечивается увеличением длительности и выбором периода его повторения таким образом, чтобы по крайней мере одно включение пейджера совпало с передаваемым вызовом. При достоверном совпадении адреса пейджера, хранящегося в его памяти, с адресом вызываемого абонента приемник сохраняется во включенном состоянии и обеспечивает дальнейший прием сообщения, вводя его в оперативную память.

На экономию источника питания пейджера существенно влияют синтез алгоритма его работы в ждущем режиме и выбор вида кода. Обычно в пейджере при работе в ждущем режиме на время его включения остаются обесточенными цепи, потребляющие наибольший ток (в основном это цепи сигнализации); питание на них подается только в случае приема пейджером предназначенного ему сообщения. Экономии ресурса источника питания способствует и применение в пейджерах дисплеев на жидких кристаллах, которые значительно экономичнее светодиодов.

Существенное значение для СПВ имеет как выбор способа кодирования вызова и передаваемого сообщения, так и построение декодирующих устройств. При этом разрабатываются коды, которые помимо индивидуального позволяют осуществлять групповой

прием вызовов многими абонентами одновременно. Такая информация может передаваться как произвольно, так и по определенному расписанию, заложенному в память пейджера с контролем от таймера. Алгоритм работы пейджера может предусматривать как последовательное запоминание в его памяти поступающей информации, так и автоматическое стирание из оперативной памяти пейджера ранее введенных в нее сообщений при приеме новых. Разрабатываются коды, позволяющие осуществлять прием наряду с буквенно-цифровыми и кодированных речевых сообщений с акустическим воспроизведением в речевой форме. В оперативную память пейджера вводится только основное сообщение без служебной и адресной информации, что повышает эффективность использования ее ограниченного объема. Современные коды в СПВ позволяют автоматически осуществлять в пейджере проверку верности принятого сообщения, исправлять ошибки и не записывать в его память ошибочно принятые сообщения.

Проблемы экономии частотного ресурса решаются использованием миниатюрных СЧ с кварцевой стабилизацией и активных фильтров в интегральном исполнении. В качестве примера рассмотрим дисплейный цифровой малогабаритный пейджер, структурная схема которого приведена на рис. 10.35.

Пейджер осуществляет прием сигналов в диапазоне 138...174 МГц со скоростью передачи 512 бит/с. Размеры приемника $50 \times 64 \times 18,6 \text{ мм}^3$. В пейджере УТ выполнен с прямым преобразованием частоты, используются гираторные фильтры. Источник пита-

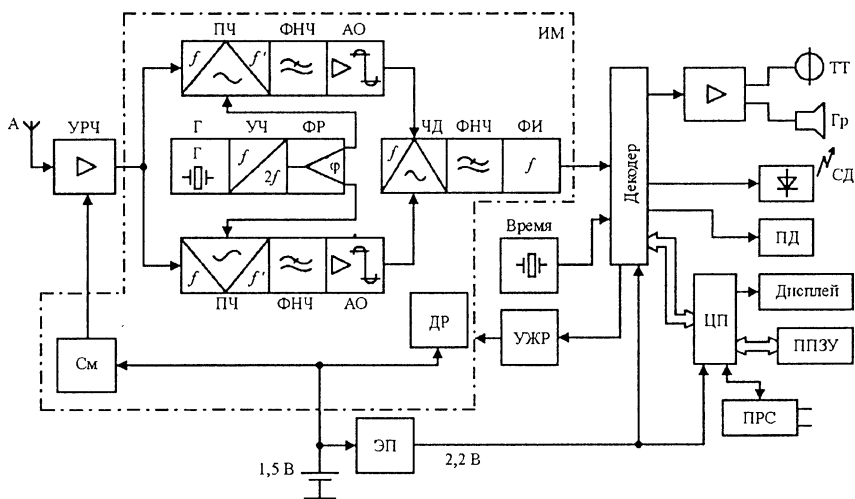


Рис. 10.35

ния – подзаряжаемый щелочной аккумулятор 1,5 В; предусмотрено повышение этого напряжения с помощью электронного преобразователя (ЭП) до значения 2,2 В, необходимого для работы декодера. Срок работы батарейки 1000 ч без подзарядки. Детектор разряда батарейки (ДР) обеспечивает световую индикацию порогового разряда, СН – стабилизатор напряжения. Декодер обрабатывает 20-значные цифробуквенные сообщения, при этом используется код POCSAG. Рамочная антенна (А) с повышенной добротностью реализуется в виде металлической боковой оболочки. Для повышения надежности действия пейджеров можно использовать две антенны в виде двух пар металлизированных взаимно перпендикулярных стенок корпуса пейджера для автоматической адаптации к поляризации волн от передатчика в месте расположения пейджера.

Чувствительность приемника выше 14 мкВ/м обеспечивается мал шумящим УРЧ. В двух квадратурных преобразователях ПЧ используется вторая гармоника частоты генератора (Г). Фазорасщепитель (ФР) обеспечивает напряжения с двумя различными фазами $\pm\pi/4$, необходимые для работы ПЧ. После ФНЧ и усилителей-ограничителей (АО) сигнал подается на ЧД. После ЧД, ФНЧ и формирователя импульсов (ФИ) сигнал в двоично-цифровой форме поступает на декодер. Стабильность настройки пейджера 10^{-5} в интервале температур $-10^{\circ}\text{C} \dots +50^{\circ}\text{C}$. Частотный разнос между каналами 25 кГц. Избирательность по соседнему каналу выше 60 дБ. Пейджер позволяет накапливать до 16 сообщений; поскольку в нем предусмотрен таймер, каждое сообщение при записи в память маркируется по времени. Дисплей позволяет просмотреть одновременно 12 сообщений.

В пейджере имеется две секции: радиосекция (на рисунке она выделена, штрих-пунктирной линией), выполненная в виде интегрального модуля (ИМ), и секция управления и дисплея. Радиосекция осуществляет прием кодированных ЧМ сигналов с девиацией частоты $\pm 4,5$ кГц. В тракте радиочастоты использованы высокочастотные транзисторы *n-p-n*-типа с граничной частотой 4,5 ГГц и током в рабочей точке 0,1 мкА, в тракте НЧ – *p-n-p*-транзисторы с граничной частотой 7 МГц; ЧД реализован на триггере; гираторный ФНЧ имеет частоту среза 8 кГц.

Адрес принимаемого вызова сравнивается в декодере с адресом пейджера, записанным в ППЗУ. При совпадении адресов вызов фиксируется, и если далее передается сообщение, то оно воспроизводится на дисплее с отображением времени его получения. Пейджер имеет адреса трех видов (всего предусмотрено девять вариантов), что позволяет ему работать как в одиночном, так и в

групповом режиме при приеме сигналов различного вида. Дисплей на жидких кристаллах может одновременно отображать 12 сообщений по 12 знаков в каждом, подсветку дисплея при пользовании пейджером в темноте обеспечивает диод ПД.

Имеется несколько вариантов сигнализации о приеме вызова. При звуковой сигнализации прослушивается либо один из четырех тонов (1,5; 2,0; 2,7 и 3,3 кГц), либо одна из четырех двухтоновых комбинаций; при этом с помощью переключателя режима сигнализации (ПРС) можно обеспечить либо тихое звучание, либо громкое, либо плавно меняющееся от тихого к громкому. Световая сигнализация обеспечивается миганием светодиода (СД). В случае тактильной сигнализации при приеме вызова осуществляется вибрационное воздействие на кожу человека вибратором (ТТ). С помощью ПРС может осуществляться воспроизведение на дисплее информации, записанной в ОЗУ.

Ждущий режим в пейджере реализуется следующим образом. В соответствии с используемым кодом POCSAG всякий прием на данной частоте начинается с преамбулы длительностью 576 бит. Для автоматического установления наличия вызова приемник включается с помощью устройства ждущего режима (УЖР) на 50 мс с периодом 1 с, а поскольку преамбула длится больше секунды, часть ее (при наличии вызова) будет принята приемником. Этой части достаточно для фиксирования вызова. По статистике известно, что вызов в систему (не обязательно данному абоненту) поступает примерно через 2 мин. Тогда за 2 мин между вызовами пейджер находится во включенном состоянии $2\text{мин} \times 60 \times 5\text{мс} = 6\text{с}$.

Если при включении на 50 мс приемник зафиксировал наличие преамбулы, то он остается включенным еще на 2 с дополнительно для выяснения, ему ли направлен вызов. Тогда за 2 мин между вызовами пейджер находится во включенном состоянии 8 с. При этом коэффициент экономии ресурса питания составит $2\text{ мин} / 8\text{ с} = 15$. Коэффициент экономии можно повысить, если ввести во всю СПВ синхронизацию по таймеру. Для этого после преамбулы передается кодовое слово синхронизации, обеспечивающее введение приемника в режим синхронизации. При наличии синхронизации вызов начинает передаваться только в моменты, совпадающие с точками синхронизации. Если точки синхронизации разнесены на 30 с, то пейджер можно включать в моменты синхронизации на 50 мс через 30 с. Тогда время дежурства пейджера за 2 мин составит $2 + 3 \times 0,05 = 2,15\text{ с}$ и коэффициент экономии — $2\text{ мин} / 2,15\text{ с} = 54$.

10.7. ПРИЕМНИКИ СИСТЕМ СВЯЗИ МИЛЛИМЕТРОВОГО И ОПТИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНОВ

На миллиметровых (ММ) и субмиллиметровых (СММ) волнах могут работать сверхширокополосные и помехозащищенные, в том числе межспутниковые и другие космические системы связи. Связные РПРУ в этих диапазонах строятся по супергетеродинной схеме (рис.10.36) [16]; обычно первым каскадом является смеситель, малошумящие УРЧ применяются сравнительно редко, лишь в длинноволновой части ММ диапазона. Входные цепи таких приемников выполняют функции выделения необходимой полосы частот входного сигнала, фильтрации помех, подачи мощности гетеродина на смеситель и подавления АМ шумов гетеродина. Основное требование к ВЦ – малость потерь входного сигнала.

В длинноволновой части ММ диапазона ВЦ часто выполняют на волноводах и МПЛ, причем для уменьшения потерь геометрическую длину входного тракта предельно уменьшают. Находят применение волноводные НО, резонаторы связи, направленные фильтры на основе кольцевого резонатора бегущей волны. Широко используется также принципиально отличный класс ВЦ – квазиоптические интерферометры, выполняющие функции частотных фильтров и разделителей сигналов разных частот и поляризаций. Двухлучевые интерферометры (Цандера–Маха, Фабри–Перо, поляризационные и др.) строятся на основе квазиоптических НО, в которых в качестве делителей мощности используются диэлектрические пластинки или пленки, а также сетки из тонких параллельных проволок.

В качестве МШУ на входе приемников ММ диапазона могут использоваться ППУ, однако в этом случае серьезной технической трудностью является создание генераторов накачки необходимой мощности. С повышением мощности твердотельных генераторов и критической частоты варикапов диапазон применения ППУ может быть расширен до 100 ГГц. В длинноволновой части ММ диапазона удовлетворительные усилительные и шумовые параметры имеют усилители на ПТШ.

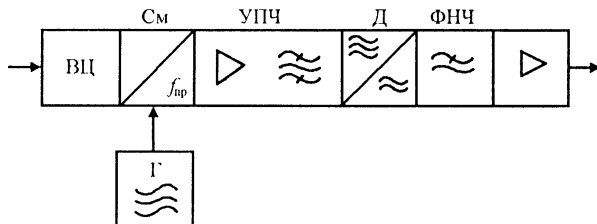


Рис. 10.36

Наиболее широко используемыми нелинейными элементами смесителей ММ и СММ диапазонов являются арсенидгаллиевые ДБШ. Некоторый недостаток смесителей на ДБШ – потребность в сравнительно большой, около милливатта, гетеродинной мощности, получение которой в указанных диапазонах связано с определенными трудностями. Применяют как одноктактную схему построения смесителя, так и двухдиодные: балансные, субгармонические и двухтактные. Благодаря подавлению АМ шумов гетеродина с балансными смесителями могут применяться низкочастотные УПЧ или УПЧ с низкой нижней границей полосы пропускания. Субгармонические смесители применяются для преобразования по второй гармонике гетеродина на частотах до 230 ГГц, причем их параметры мало уступают смесителям на основной частоте. Двухтактные смесители обладают улучшенным согласованием по сигналу и промежуточной частоте, обеспечивают подавление четных гармоник гетеродина и ряда комбинационных частот, что ведет к уменьшению потерь преобразования и шумовой температуры.

В длинноволновой части ММ диапазона (ниже 60 ГГц) и реже на более высоких частотах (до 150 ГГц) наиболее широко применяются волноводно-микроразветвляющие балансные смесители на ДБШ с балочными выводами или в герметизированных корпусах. Во всем ММ диапазоне, но и преимущественно на частотах 80...300 ГГц, используются волноводные одноктактные смесители на бескорпусных ДБШ или диодах в герметизированном корпусе. В СММ диапазоне применяют квазиоптические конструкции, среди которых наиболее распространена конструкция на основе углового отражателя с бескорпусным ДБШ.

В качестве нелинейных элементов смесителей РПрУ ММ и СММ диапазонов могут в принципе использоваться также сверхпроводящие туннельные переходы различных типов, в первую очередь квазичастичный и джозефсоновский. Достоинствами смесителей на сверхпроводящих элементах являются низкая шумовая температура, значительно меньшая, чем в смесителях на ДБШ, необходимая мощность гетеродина, незначительные потери преобразования (возможно даже усиление сигнала). Поскольку традиционные сверхпроводящие материалы имеют критическую температуру $T_c \leq 10$ К, необходимость глубокого охлаждения входных каскадов практически исключает применение таких смесителей в связных приемниках.

При использовании смесителя в качестве входного каскада РПрУ предъявляются повышенные требования к шумовым параметрам первого каскада УПЧ. Так как промежуточные частоты

приемников ММ и СММ диапазонов обычно лежат в области СВЧ, в качестве первого МШУ промежуточной частоты может использоваться неохлаждаемый ППУ. По мере улучшения шумовых и усилительных параметров транзисторов полупроводниковые параметрические усилители вытесняются МШУ на ПТШ или БТ, перспективно построение УПЧ (и УРЧ) на транзисторах с высокой подвижностью электронов.

В качестве гетеродинов используются маломощные вакуумные и твердотельные источники колебаний: отражательные клистроны, лампы обратной волны (ЛОВ), генераторы на ЛПД, ДГ и ПТШ, более низкочастотные твердотельные генераторы с варакторными умножителями частоты. Отражательные клистроны удовлетворительно работают до частот 120 ГГц, ЛОВ – до 1000 ГГц. С ростом частоты у клистронов и ЛОВ увеличиваются питающие напряжения, падает генерируемая мощность и сокращается диапазон электронной перестройки.

Применение твердотельных генераторов позволяет исключить не только громоздкие вакуумные генераторы, но и высоковольтные источники питания, что ведет к улучшению массогабаритных показателей, повышению надежности и упрощению эксплуатации РПрУ. Среди них наибольшей мощностью и верхней граничной частотой обладают генераторы на ЛПД, однако их недостатком является высокий уровень шумов. Генераторы на ДГ, особенно из фосфида индия, могут быть использованы на частотах до 200 ГГц. С применением варакторных умножителей частоты удастся получать гетеродинную мощность 5...20 мВт на частотах 100...250 ГГц и доли милливатта на частотах 500...600 ГГц.

В оптическом диапазоне, занимающем участок спектра электромагнитных колебаний, соответствующих частотам $3 \cdot 10^{12} \dots 3 \cdot 10^{16}$ ГГц и, длинам волн 0,01...100 мкм, возможно создание систем связи с огромной пропускной способностью, малогабаритных оптических антенн с очень большим коэффициентом усиления. В этом диапазоне значительно проще, чем в радиодиапазоне, решаются проблемы ЭМС радиоэлектронных средств и миниатюризации аппаратуры, включая антенны. Вместе с тем особенности распространения электромагнитных волн этого диапазона в атмосфере Земли, проблемы наведения и слежения за корреспондентом антенн с чрезвычайно узкой диаграммой направленности и ряд других факторов привели к тому, что наибольшее распространение в этом диапазоне получили световодные, главным образом волоконно-оптические системы связи. Через открытое пространство работают системы оптической связи между космическими аппаратами, а наземная связь реализуется преимущественно в виде подвижной

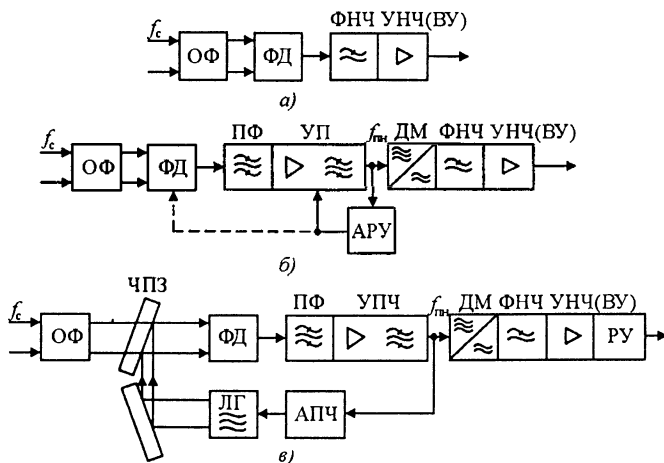


Рис. 10.37

служебной одноканальной телефонной связи на небольшие расстояния (0,1...1 км). В настоящее время для связи в открытом пространстве используются узкие полосы оптического диапазона вблизи следующих длин волн: 0,53; 0,63; 0,8...0,9; 1,06, 10,6 мкм, что объясняется наличием достаточно эффективных источников когерентного электромагнитного излучения оптического диапазона (лазеров) и «окон прозрачности» среды распространения (в данном случае – атмосферы).

Приемники оптических систем связи строятся по схеме прямого детектирования (рис.10.37, а, б) или супергетеродинной (рис. 10.37, в) [1].

Для приема сигналов с непосредственной модуляцией света по амплитуде или интенсивности исходным информационным сигналом используются приемники, собранные по схеме рис.10.37, а: принятый линзовой или зеркальной антенной оптический сигнал проходит через оптический фильтр (ОФ), ослабляющий внешнюю оптическую помеху – фоновое излучение. В фотодетекторе (ФД) оптический сигнал преобразуется в электрический, который выделяется ФНЧ и усиливается видеоусилителем (ВУ или УНЧ). При приеме сигналов, образованных модуляцией света по амплитуде или интенсивности поднесущей $f_{пн}$, которая в свою очередь модулирована по амплитуде, частоте или фазе исходным информационным сигналом, структурная схема приемника соответствует рис. 10.37, б. Поднесущая выделяется полосовым фильтром, включенным после фотодетектора, усиливается усилителем поднесущей (УП) и демодулируется в демодуляторе (ДМ).

Структурная схема супергетеродинного оптического приемника приведена на рис.10.37, в. На ФД кроме принимаемого оптического сигнала с помощью частично прозрачного зеркала (ЧПЗ) подается излучение лазерного гетеродина (ЛГ), частота которого отличается от частоты оптического сигнала f_c на промежуточную $f_{пр}$. Дальнейшая обработка сигнала на частоте $f_{пр}$, выделенного ПФ, осуществляется обычным образом. Автоподстройка частоты по сигналу промежуточной частоты применяется для компенсации частотной нестабильности лазера, а также для отслеживания доплеровского сдвига частоты принимаемого сигнала, имеющего место в космических системах оптической связи. Так как этот сдвиг составляет сотни мегагерц, а пределы перестройки лазеров ограничены, может применяться двойное преобразование частоты с точной АПЧ второго, электрического гетеродина. В приемниках, предназначенных для приема цифровых сигналов, усиленный низкочастотный сигнал подается на решающее устройство (РУ).

Оптические фильтры представляют собой многослойные структуры из прозрачного материала с различными коэффициентами преломления, в которых эффект фильтрации достигается за счет интерференции волн, отражаемых границами раздела слоев. На волнах короче 0,8 мкм основным типом ФД являются фотоэлектронные умножители (ФЭУ), обладающие высокой чувствительностью, но имеющие ограниченную полосу пропускания и требующие высоковольтных источников напряжения. В диапазоне 0,8...1,2 мкм ФЭУ применяются наряду с *p-i-n*- и лавинными фотодиодами и фоторезисторами, а на волнах длиннее 1,2 мкм – исключительно полупроводниковые ФД. Неохлаждаемые фоторезисторы находят ограниченное применение вследствие их низкой чувствительности и малой полосы пропускания. Охлаждение до температуры жидкого азота существенно повышает чувствительность и расширяет полосу пропускания полупроводниковых ФД.

В настоящее время в оптическом диапазоне осуществляется связь ИСЗ на эллиптических орбитах с геостационарными спутниками, а также связь между последними. В таких системах используются цифровые методы передачи информации с очень высокой скоростью и непосредственная модуляция света по амплитуде, интенсивности или поляризации. При связи между низколетящими геостационарными ИСЗ доплеровский сдвиг частоты света достигает ± 700 МГц, вместе с тем в космических системах отсутствуют замирания, наблюдающиеся при распространении электромагнитных волн в материальных средах. В космических системах в качестве источников света используются газовые и твердотельные лазеры, применяются зеркальные антенны с большими апертурами.

При использовании лазеров на углекислом газе ($\lambda = 10,6$ мкм) могут применяться приемники как прямого детектирования, так и супергетеродинные. В качестве ФД в обоих случаях используются охлаждаемые микрокриогенными устройствами фотодиоды и фоторезисторы. Достоинство супергетеродинных РПрУ – эффективное ослабление шумов, обусловленных фоновым излучением естественных космических объектов, за счет пространственной и частотной избирательности и увеличения мощности излучения ЛГ. Их недостаток заключается в необходимости компенсации значительного доплеровского сдвига частоты. В сочетании с твердотельными неодимовыми лазерами ($\lambda = 1,06$ мкм без удвоения частоты, $\lambda = 0,53$ мкм – с удвоением) могут использоваться только РПрУ прямого детектирования, поскольку такие лазеры имеют относительно широкую полосу излучения, а высокоточная стабилизация их частоты затруднительна. Такие приемники нечувствительны к доплеровскому сдвигу частоты, в качестве ФД в обычно применяются ФЭУ.

При распространении в атмосфере наблюдается затухание света в результате поглощения и рассеяния, флуктуации уровня сигнала, направления распространения и поляризации в месте приема, что затрудняет осуществление надежной оптической наземной связи. В таких системах применяются более дешевые и компактные линзовые антенны с малой апертурой, а в качестве источников света – газовые гелий-неоновые ($\lambda = 0,63$ мкм) и на углекислом газе ($\lambda = 10,6$ мкм) лазеры, а также полупроводниковые арсенидгаллиевые ($\lambda = 0,8...0,9$ мкм) лазеры. Приемники строятся по схеме прямого детектирования с ФЭУ или фотодиодами в качестве ФД. Супергетеродинные приемники не применяются главным образом из-за более высокой сложности и стоимости, связанных с использованием ЛГ с системой АПЧ. Поскольку при использовании полупроводниковых лазеров применяется непосредственная частотно-импульсная модуляция света, приемники строятся по схеме, показанной на рис.10.37, а. В системах на основе газовых лазеров передача обычно осуществляется на поднесущей, модулированной по амплитуде или частоте телефонным сигналом. Приемники таких систем строятся по схеме рис.10.37, б, причем АРУ может охватывать не только УП, но и ФД (показано штриховой линией), если в качестве него используется ФЭУ.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каковы особенности построения и функциональная схема профессиональных РПрУ ДКМ диапазона?
2. Каковы преимущества и недостатки приемников с многократным преобразованием частоты?
3. Какие основные показатели качества должны иметь профессиональные РПрУ ДКМ диапазона?
4. Какие задачи выполняет МП в профессиональных РПрУ ДКМ диапазона?
5. Каковы особенности структурных схем приемников звукового вещания?
6. Каковы особенности структурных схем приемников звукового вещания, осуществляющих совместный прием АМ и ЧМ сигналов?
7. За счет чего можно улучшить основные показатели качества вещательных приемников?
8. Нарисуйте спектр полного ТВ сигнала в системе SECAM на промежуточной частоте и укажите положения несущих звука и изображения и цветowych поднесущих.
9. Нарисуйте структурную схему тракта изображения ТВ приемника после видеодетектора и укажите назначение отдельных узлов и элементов схемы.
10. Чем отличаются структурные схемы телевизионных приемников черно-белого и цветного сигналов?
11. Каковы особенности построения систем персонального радиовывоза?
12. Каковы особенности построения и структурная схема пейджера?

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Системы радиосвязи** / Н.И. Калашников, Э.И. Крупицкий, И.Л. Дородной, В.И. Носов; Под ред. Н.И. Калашникова. – М.: Радио и связь, 1988. – 352 с.
2. **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.
3. **Справочник по радиорелейной связи**. – 2-е изд., перераб. и доп. / Н.Н. Каменский, А.М. Модель, Б.С. Надененко и др.; Под ред. С.В. Бородича. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
4. **Спутниковая связь и вещание**. – 2-е изд., перераб. и доп. / Г.Б. Аскинази, В.Л. Быков, М.Н. Дьячкова и др.; Под ред. Л.Я. Кантора. – М.: Радио и связь, 1988. – 344 с.
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.
6. **Модули СВЧ** / Л.М. Арутюнов, И.П. Блудов, В.Д. Давыдов и др. – М.: Радио и связь, 1984. – 72 с.
7. **Головин О.В.** Профессиональные радиоприемные устройства декаметрового диапазона. – М.: Радио и связь, 1985. – 288 с.
8. **Кононович Л.М.** Современный радиовещательный приемник. – М.: Радио и связь, 1986. – 144 с.
9. **Белов И.Ф.** Справочник по переносным и автомобильным радиоприемникам и магнитолам. – М.: Радио и связь, 1992. – 270 с.
10. **Прокофьев В.Г., Пахарьков Г.И.** Зарубежная бытовая радиоэлектронная аппаратура. – М.: Радио и связь, 1988. – 240 с.
11. **Справочная книга радиолюбителя-конструктора** / А.А. Бокуняев, Н.М. Борисов, Е.Б. Гумеля и др.; Под ред. Н.И. Чистякова. – М.: Радио и связь, 1990. – Кн.1. – 624 с.

12. **Телевидение** / В.Е. Джакония, А.А. Гоголь, Н.А. Ерганжиев и др.; Под ред. В.Е. Джакония. – М.: Радио и связь, 1986. – 379 с.
13. **Самойлов В.Ф., Хромой Б.П.** Основы цветного телевидения. – М.: Радио и связь, 1983. – 160 с.
14. **Ельяшкевич С.А.** Цветные телевизоры ЗУСЦТ. – М.: Радио и связь, 1989. – 144 с.
15. **Туляков Ю.М.** Система персонального радиовызова. – М.: Радио и связь, 1988. – 168 с.
16. **Розанов Б.А., Розанов С.Б.** Приемники миллиметровых волн. – М.: Радио и связь, 1989. – 168 с.
17. **Радиовещание и электроакустика** / С.И. Алябьев, А.В. Выходец, Р. Гермер. – М.: Радио и связь, 2000. – 792 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Список сокращений.....	3
Предисловие ко 2-му изданию.....	7
Глава 1. Назначение, структуры и технические характеристики радиоприемных устройств.....	9
1.1. Назначение и виды радиоприемных устройств.....	9
1.2. Структура и принцип действия радиоприемных устройств.....	15
1.3. Показатели радиоприемных устройств.....	17
1.4. Структурные схемы и показатели радиотракта приемника.....	25
1.5. Коэффициент шума и шумовая температура радиоприемного устройства.....	33
1.6. Связь между чувствительностью, коэффициентом шума и шумовой температурой приемника.....	37
Контрольные вопросы.....	39
Список литературы.....	40
Глава 2. Входные цепи радиоприемников.....	41
2.1. Назначение и характеристики входных цепей.....	41
2.2. Эквиваленты приемных антенн.....	43
2.3. Способы перекрытия диапазона частот.....	45
2.4. Электронная настройка.....	47
2.5. Анализ одноконтурной входной цепи.....	48
2.6. Входные цепи при работе с настроенными антеннами.....	55
2.7. Входные цепи при работе с ненастроенными антеннами.....	59
2.8. Входные цепи приемников СВЧ.....	66
Контрольные вопросы.....	73
Список литературы.....	73
Глава 3. Усилители радиосигналов.....	74
3.1. Общие сведения.....	74
3.2. Схемы резонансных усилителей на невзаимных элементах.....	74
3.3. Анализ обобщенной эквивалентной схемы резонансного усилителя.....	76
3.4. Влияние внутренней обратной связи на свойства резонансного усилителя.....	80
3.5. Условие устойчивой работы усилителя.....	84
3.6. Методы повышения устойчивости резонансных усилителей.....	87
3.7. Резонансный усилитель в диапазоне частот.....	90
3.8. Коэффициент шума резонансного усилителя с входной цепью.....	93
3.9. Малошумящие транзисторные усилители СВЧ.....	96
3.10. Регенеративные и сверхрегенеративные усилители. Негатронные усилители СВЧ.....	104

3.11. Полосовые усилители промежуточной частоты.....	112
3.12. Фильтры сосредоточенной избирательности для трактов промежуточной частоты.....	117
Контрольные вопросы.....	129
Список литературы.....	129
Глава 4. Преобразователи частоты и параметрические усилители	131
4.1. Общие сведения.....	131
4.2. Теория преобразования на невзаимном электронном приборе.....	133
4.3. Побочные каналы преобразования.....	138
4.4. Шумы преобразователей частоты.....	141
4.5. Транзисторные преобразователи частоты.....	143
4.6. Транзисторные преобразователи СВЧ.....	149
4.7. Теория диодного преобразователя частоты.....	156
4.8. Резистивный диодный преобразователь.....	162
4.9. Емкостной преобразователь частоты (параметрический усилитель).....	165
Контрольные вопросы.....	168
Список литературы.....	169
Глава 5. Детекторы радиосигналов	170
5.1. Общие сведения.....	170
5.2. Анализ установившегося режима диодного детектора.....	174
5.3. Входное сопротивление последовательного диодного детектора.....	180
5.4. Параллельный диодный детектор.....	182
5.5. Диодное детектирование АМ колебаний.....	184
5.6. Разновидности амплитудных детекторов.....	188
5.7. Диодное детектирование радиоимпульсов.....	191
5.8. Пиковый детектор.....	194
5.9. Амплитудные ограничители.....	196
5.10. Назначение и структурная схема фазовых детекторов.....	201
5.11. Виды фазовых детекторов.....	202
5.12. Принцип действия и структурные схемы частотных детекторов.....	205
5.13. Виды частотных детекторов.....	207
5.14. Детекторы с управляемой характеристикой.....	218
5.15. Классификация детекторов.....	227
Контрольные вопросы.....	231
Список литературы.....	232
Глава 6. Гетеродинный тракт, регулировки и индикация в радиоприемных устройствах	233
6.1. Общие сведения.....	233
6.2. Регулировка усиления.....	233
6.3. Автоматическая регулировка усиления.....	237

6.4. Системы частотной и фазовой автоподстройки частоты.....	243
6.5. Режимы работы и применение систем автоподстройки частоты	253
6.6. Синтезаторы частот в гетеродинных трактах.....	264
6.7. Гетеродины.....	273
6.8. Настройка диапазонных радиоприемников.....	277
6.9. Устройства индикации.....	286
6.10. Дистанционное управление и контроль.....	289
6.11. Применение микропроцессоров для контроля и управления работой приемников.....	293
Контрольные вопросы.....	300
Список литературы.....	301

Глава 7. Радиоприемные устройства с цифровой обработкой сигналов.....

303

7.1. Характеристика цифровой обработки сигналов.....	303
7.2. Процессы преобразования сигналов при цифровой обработке.....	305
7.3. Типовые звенья в устройствах цифровой обработки сигналов.....	313
7.3.1. Цифровые фильтры.....	313
7.3.2. Преобразователь Гильберта.....	320
7.3.3. Цифровые преобразователи частоты.....	322
7.3.4. Блоки извлечения квадратного корня.....	323
7.3.5. Цифровые амплитудные ограничители.....	326
7.3.6. Цифровые генераторы.....	327
7.4. Цифровые детекторы амплитудно-модулированных сигналов.....	332
7.4.1. Нелинейные амплитудные детекторы.....	332
7.4.2. Синхронные амплитудные детекторы.....	339
7.5. Цифровые детекторы сигналов с угловой модуляцией.....	341
7.5.1. Цифровой фазовый детектор на основе перемножителя и ФНЧ.....	341
7.5.2. Квадратурный цифровой фазовый детектор.....	344
7.5.3. Принципы построения цифровых частотных детекторов	345
7.5.4. Цифровой частотный детектор на расстроенных резона- торах.....	346
7.5.5. Автокорреляционные цифровые частотные детекторы....	347
7.5.6. Цифровой частотно-фазовый детектор.....	350
7.6. Технические средства для реализации цифровой обработки сиг- налов в радиоприемных устройствах.....	352
7.6.1. Определение разрядности АЦП, ЦАП и регистров в вы- числителях.....	352
7.6.2. Реализация устройств цифровой обработки на сигналь- ных процессорах.....	355

7.7. Радиоприемные устройства с последетекторной цифровой обработкой сигналов.....	358
7.7.1. Области применения последетекторной ЦОС в приемниках.....	358
7.7.2. Радиоприемники сигналов RDS.....	359
7.7.3. Приемники цифрового телевизионного вещания.....	362
7.7.4. Приемники сигналов GPS.....	364
Контрольные вопросы.....	366
Список литературы.....	367
Глава 8. Электромагнитные помехи в радиоприемных устройствах.....	368
8.1. Характеристика электромагнитных помех в диапазоне радиочастот.....	368
8.2. Сосредоточенные помехи и их ослабление в радиоприемных устройствах.....	373
8.3. Импульсные помехи.....	382
8.4. Флуктуационные помехи.....	385
8.5. Мультипликативные помехи.....	386
8.6. Расширение динамического диапазона радиоприемных устройств.....	392
8.7. Восприимчивость цифровых элементов и вычислительных средств радиоприемников к помехам.....	403
8.8. Адаптация радиоприемных устройств и радиолиний к изменениям электромагнитной обстановки.....	405
8.9. Способы ослабления восприимчивости радиоприемных устройств к помехам.....	413
Контрольные вопросы.....	417
Список литературы.....	418
Глава 9. Разнесенный прием.....	419
9.1. Формирование каналов разнесенного приема.....	422
9.2. Методы комбинирования сигналов при разнесенном приеме.....	431
9.3. Фазирование сигналов при разнесенном приеме.....	438
9.4. Сравнение методов комбинирования разнесенных сигналов.....	438
Контрольные вопросы.....	457
Список литературы.....	457

Глава 10. Радиоприемные устройства различного назначения.....	459
10.1. Приемные устройства наземных радиорелейных систем.....	459
10.2. Приемные устройства систем спутниковой связи и вещания.....	467
10.3. Профессиональные радиоприемные устройства декаметрового диапазона.....	472
10.4. Приемники звукового вещания.....	478
10.5. Приемники телевизионного вещания.....	489
10.6. Приемники систем персонального радиовызова.....	497
10.7. Приемники систем связи миллиметрового и оптического диа- пазонов.....	503
Контрольные вопросы.....	509
Список литературы.....	509

Учебное издание

Фомин Николай Николаевич

Буга Николай Никитич

Головин Олег Валентинович и др.

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

Учебник

3-е изд., стереотип.

Редактор В. А. Лазарева

Обложка художника В. Г. Ситникова

Верстка Р. А. Сафиной

ЛР № 071825 от 16 марта 1999 г.

Подписано в печать 25.09.06. Формат 60×90/16.

Усл. изд. л. 32,5. Тираж 2000 экз. Изд. 6373. Зак. № 434

Отпечатано в полном соответствии
с качеством предоставленного оригинал-макета
в ППП «Типография «Наука»
121099, Москва, Шубинский пер., 6

Книги издательства «Горячая линия – Телеком»

можно заказать через почтовое агентство DESSY: 107113, г.Москва, а/я 10,
а также интернет-магазин: www.dessy.ru

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

Изложены принципы построения, основные схемотехнические и системотехнические решения и теоретические основы работы радиоприемных устройств. Рассмотрены состояние и пути развития радиоприемных устройств систем радиосвязи, радиовещания и телевидения с использованием современной элементной базы, цифровой и микроволновой техники.

ISBN 978-5-93517-373-7



9 785935 173739

Сайт издательства:

www.techbook.ru