

Курс лекций по электронике соответствует программам дисциплин «Электроника», «Электротехника и основы электроники», «Электронная техника», «Электропитание электронных устройств». Курс состоит из 37 лекций и рассчитан на изучение дисциплины в течение одного или двух семестров.

Лекции содержат тщательно подобранные иллюстрации, которые можно использовать как наглядные пособия, а также справочные таблицы, дающие характеристики наиболее современных электронных элементов и устройств.

В. А. Прянишников

ЭЛЕКТРОНИКА

полный курс лекций

- Элементы электронной техники
- Аналоговые интегральные микросхемы
- Цифровые интегральные микросхемы
- Линейные электронные устройства
- Нелинейные электронные устройства
- Аналого-цифровые функциональные устройства
- Источники электропитания электронных устройств
- Компьютерное моделирование электронных устройств



В. А. Прянишников

ЭЛЕКТРОНИКА

ПОЛНЫЙ КУРС ЛЕКЦИЙ

4-е издание

Санкт-Петербург
КОРОНА принт
2004

Прянишников В. А.

Электроника: Полный курс лекций. — 4-е изд. — СПб.: КОРОНА принт, 2004.
— 416 с., ил.

ISBN 5-7931-0018-0

Курс лекций по электронике соответствует программам дисциплин «Электроника», «Электротехника и основы электроники», «Электронная техника», «Электропитание электронных устройств». Предлагаемый курс автор в течение ряда лет читал в Санкт-Петербургском государственном институте точной механики и оптики (Технический Университет). Курс состоит из 35 лекций и рассчитан на изучение дисциплины в течение одного или двух семестров.

Лекции содержат тщательно подобранные иллюстрации, которые можно использовать как наглядные пособия, а также справочные таблицы, дающие характеристики наиболее совершенных современных электронных элементов и устройств.

ИЗДАТЕЛЬСТВО «КОРОНА ПРИНТ»

Оптовая торговля:

(812) 251-33-94; (095) 148-35-12

E-mail: coronapr@online.ru

Книга — почтой: 198005, Санкт-Петербург,
Измайловский пр., 29 (КОРОНА принт)

Предисловие 5

Раздел 1. Элементы электронной техники

Лекция 1. Электровакуумные приборы 7

Лекция 2. Полупроводниковые диоды 20

Лекция 3. Специальные типы полупроводниковых диодов 29

Лекция 4. Биполярные транзисторы 42

Лекция 5. Униполярные транзисторы 52

Лекция 6. Силовые полупроводниковые приборы 62

Лекция 7. Предельные режимы работы транзисторов 73

Раздел 2. Аналоговые интегральные микросхемы

Лекция 8. Операционные усилители 83

Лекция 9. Аналоговые компараторы напряжений 92

Лекция 10. Аналоговые перемножители напряжений 100

Лекция 11. Коммутаторы аналоговых сигналов 110

Раздел 3. Цифровые интегральные микросхемы

Лекция 12. Цифровые логические элементы 123

Лекция 13. Триггеры 130

Лекция 14. Счетчики импульсов и регистры 137

Лекция 15. Преобразователи кодов, шифраторы и дешифраторы 149

Лекция 16. Мультиплексоры и демультимплексоры 159

Лекция 17. Цифровые запоминающие устройства 167

Раздел 4. Линейные электронные устройства

Лекция 18. Электронные усилители 180

Лекция 19. Предельная чувствительность и шумы электронных усилителей 196

Лекция 20. Активные фильтры 204

Лекция 21. Активные преобразователи сопротивлений 214

Лекция 22. Дифференцирующие и интегрирующие устройства 224

Раздел 5. Нелинейные электронные устройства

Лекция 23. Генераторы электрических сигналов	236
Лекция 24. Модуляторы электрических сигналов	250
Лекция 25. Демодуляторы электрических сигналов	261

Раздел 6. Аналого-цифровые функциональные устройства

Лекция 26. Аналого-цифровые преобразователи	274
Лекция 27. Цифро-аналоговые преобразователи	292
Лекция 28. Устройства выборки и хранения аналоговых сигналов	300

Раздел 7. Источники электропитания электронных устройств

Лекция 29. Принципы построения источников вторичного электропитания	310
Лекция 30. Выпрямители источников электропитания	321
Лекция 31. Стабилизаторы напряжения	332
Лекция 32. Импульсные источники электропитания	347
Лекция 33. Интегральные микросхемы управления импульсными источниками электропитания	361
Лекция 34. Электронные корректоры коэффициента мощности	379
Лекция 35. Компьютерное моделирование электронных устройств	389

Дополнения

Лекция 1д. Физические основы полупроводниковой электроники	396
Лекция 2д. Устройства фазовой автоподстройки частоты	405
Список условных обозначений	412
Перечень сокращений	413
Рекомендуемая литература	415

ПРЕДИСЛОВИЕ КО ВТОРОМУ ИЗДАНИЮ

Так же как и первое издание, учебник по курсу «Электроника» выполнен в виде отдельных лекций, которые входят в определенные разделы. Во втором издании исправлены замеченные ошибки и опечатки, кроме этого он дополнен двумя дополнительными лекциями, которые введены по просьбе читателей.

Дополнения курса коснулись прежде всего физических основ полупроводниковой электроники. Поэтому в дополнительной лекции 1д рассмотрены такие важные для понимания физики работы многих полупроводниковых приборов вопросы, как особенности строения полупроводников и их электропроводность, сущность протекания токов в полупроводниках.

Другое дополнение курса относится к одной из современных тем — построения различных электронных устройств на базе микросхем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). В связи с тем, что этот вопрос в существующих учебниках по электронике практически не затрагивается, в лекции 2д основное внимание уделено сущности метода фазовой автоподстройки и ее практическому применению. Вопросы теории систем ФАПЧ, разработанные в настоящее время достаточно глубоко, в лекции не рассматриваются.

ПРЕДИСЛОВИЕ К ПЕРВОМУ ИЗДАНИЮ

Предлагаемый вниманию читателей курс лекций по электронике соответствует программам ряда дисциплин: «Электроника», «Электротехника и основы электроники», «Электронная техника», «Электропитание электронных устройств». Эта книга является продолжением и развитием учебного пособия «Электротехника и основы электроники» (изд. «Высшая школа», М., 1996 г.), написанного автором совместно с проф. Т. А. Глазеном и рекомендованного Министерством общего и профессионального образования Российской Федерации в качестве учебного пособия.

В отличие от предыдущей книги учебное пособие по электронике написано в виде курса лекций, которые автор в течение ряда лет читал студентам Санкт-Петербургского государственного института точной механики и оптики (Технического университета). Такая форма представления материала имеет определенные преимущества:

- объем каждой лекции рассчитан в среднем на четыре академических часа и может сокращаться при ограничении времени, отводимого на изучение материала;
- количество лекций рассчитано на изучение дисциплины в течение семестра (17–18 недель) или двух семестров (34–36 недель);
- каждую лекцию можно изучать независимо от предыдущих, так как перекрестных ссылок в книге практически нет;

Лекции тематически объединены в семь разделов, включающих в том числе такие, как «Электронные элементы», «Электронные устройства» и «Источники питания электронных устройств».

Лекции содержат тщательно подобранные иллюстрации, которые можно использовать в качестве учебно-наглядных пособий. Многие лекции содержат справочные таб-

лицы, дающие характеристики наиболее совершенных современных электронных элементов и устройств.

Изучение курса электроники предполагает наличие у читателей знаний по элементарной математике, некоторым разделам высшей математики и алгебры логики, основам теории электрических цепей и физике твердого тела. Если у читателя возникнут в этой связи какие-либо проблемы, то можно рекомендовать изучить соответствующий раздел по специальной литературе, включая упомянутое выше учебное пособие, написанное с участием автора.

Лекции не содержат ссылок на литературу, которую автор использовал при написании книги, однако для расширенного изучения отдельных разделов или тем в конце книги приводится список рекомендуемой автором литературы.

Следует отметить, что по электронике написано много хороших книг, которые, с точки зрения автора, имеют обычно два существенных недостатка. Во-первых, их объем не соответствует времени, отводимому на изучение материала. Во-вторых, в них отсутствует материал (в том числе справочный) о последних достижениях в области силовой электроники и микросхемотехники*.

Автор при написании этой книги постарался устранить указанные недостатки, ограничив объем числом лекций и включив в книгу лекции по силовым полупроводниковым приборам и предельным режимам их работы, современным микросхемам аналоговой и цифровой электроники: аналоговым перемножителям, микросхемам управления импульсными источниками питания и корректорами коэффициента мощности, цифровым запоминающим устройствам и др.

Книга может быть полезна студентам средних и высших учебных заведений, изучающим дисциплины «Электроника» и «Электротехника и основы электроники», а также смежные дисциплины «Вторичные источники электропитания», «Цифровые и импульсные устройства». Кроме того, книгу могут использовать специалисты в области компьютерной техники, радиоэлектроники и автоматики, занимающиеся выбором или разработкой электронных устройств различного назначения.

* К таким книгам в первую очередь следует отнести монографию известных американских специалистов П. Хоровица и У. Хилла «Искусство схемотехники», написанную в 1980 г. и переведенную на русский язык в 1983 г. Эту книгу, несмотря на ее энциклопедичность, нельзя рекомендовать в качестве учебника, так как объем ее слишком велик (в общей сложности более 1000 страниц) и в ней отсутствуют сведения о последних достижениях в области электроники (с момента написания книги прошло почти 20 лет).

Виктор Алексеевич Прянишников (1931–2001) прошел путь от инженера до профессора. За период с 1958 года по 2001 год этот талантливый ученый опубликовал 120 печатных трудов, из которых 24 авторских свидетельства, участвовал во многих всесоюзных и международных конференциях. Им также издано 12 монографий, среди которых следует отметить известный и популярный у нас в стране учебник «Электротехника и основы электроники» (М.: Высшая школа), написанный совместно с профессором Т. А. Глазенко. В последние годы профессор Прянишников публиковал монографии не только учебного характера, но и практические пособия по устройству, обслуживанию и ремонту телевизоров, видеомагнитофонов.

ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

Лекция 1. Электровакуумные приборы

Термоэлектронная эмиссия. Электронной эмиссией называется процесс испускания телом электронов в окружающее его пространство. Для обеспечения выхода электронов из тела им требуется сообщить дополнительную энергию. В связи с этим рассматриваются следующие виды электронной эмиссии: термоэлектронная, электростатическая, фотоэлектронная и вторичная.

При *термоэлектронной* эмиссии дополнительная энергия электронам сообщается путем нагревания тела. *Электростатическая эмиссия* возникает за счет большой напряженности электрического поля у поверхности тела. При *фотоэлектронной эмиссии* поверхность тела подвергается освещению. *Вторичная эмиссия* появляется в результате воздействия электронного потока первичной эмиссии на поверхность тела. При бомбардировке первичными электронами поверхности тела из него выбиваются вторичные электроны, этот процесс и носит название вторичной эмиссии.

В большинстве электронных приборов для создания электронного потока используется термоэлектронная эмиссия. При этом электрод, создающий электронный поток, называется катодом. Ток термоэлектронного катода зависит от его температуры. Плотность тока термоэлектронной эмиссии определяется уравнением Ричардсона и Дешмэна

$$I_e = I_s e^{-\phi_0/\phi_T}, \quad (1.1)$$

где ϕ_0 — удельная работа выхода электронов из катода, $\phi_T = kT/q$ — тепловой потенциал, k — постоянная Больцмана, T — абсолютная температура в К, q — заряд электрона, $I_s = AT^2$, $A = 120 \text{ А} \cdot \text{см}^{-2} \cdot \text{К}^{-2}$ — постоянная Ричардсона.

Уравнение (1.1) показывает, что плотность тока эмиссии I_e увеличивается с увеличением температуры T .

Эффективность катода характеризуется отношением предельного тока катода к мощности, затрачиваемой на его нагрев до рабочей температуры, и измеряется в мА/Вт. Для обеспечения долговечности катода и стабильности его параметров предельный ток катода выбирается значительно меньше тока эмиссии.

Весьма важным показателем катода является его долговечность, которая характеризует его эксплуатационные свойства. Обычно долговечность катода определяют по снижению тока эмиссии на 20% от номинального значения.

Катоды бывают прямого и косвенного накала. Катоды *прямого накала* выполняют из тугоплавкого металла — вольфрама или молибдена. Катоды *косвенного*

накала состоят из подогревателя и керна (или подложки), на который наносят металл с малой работой выхода электронов. Рабочая температура подогревных катодов значительно ниже температуры катодов прямого накала, поэтому их эффективность оказывается более высокой. В качестве металла, наносимого на поверхность керна, обычно используется барий. В табл. 1.1 приведены сравнительные характеристики катодов из вольфрама и бария.

Таблица 1.1

Основные характеристики термоэлектронных катодов

Материал катода	Температура катода, К	Плотность тока эмиссии, А/см ²	Эффективность катода, мА/Вт
Вольфрам	2600	0,2...0,7	2...10
Барий	1000	0,15...0,5	60...100

В процессе работы происходит окисление поверхности катода, при этом удельная работа выхода увеличивается. Так, например, работа выхода из окисленного вольфрама увеличивается почти вдвое по сравнению с неокисленной поверхностью.

Электровакuumный диод — это двухэлектродная лампа, в которой кроме катода имеется второй электрод. Оба электрода помещаются в стеклянный или керамический баллон, из которого откачивают воздух. Если напряжение на аноде положительно относительно катода, то электроны, эмиттируемые катодом, движутся к аноду, создавая анодный ток. При отрицательном напряжении на аноде тока нет, следовательно, диод проводит только в одном направлении. Это свойство диода определяет его основное назначение — выпрямление переменного тока. Схематическое изображение диода приведено на рис. 1.1.

Для практических целей очень важно знать, как зависит ток анода от напряжения на нем, т. е. установить зависимость $I_a = f(U_a)$. Исследования показали, что для многих конструкций диодов ток анода пропорционален напряжению на аноде в степени три вторых, т. е. определяется выражением:

$$I_a = G U_a^{3/2}, \quad (1.2)$$

где U_a — напряжение на аноде, G — коэффициент, зависящий от размеров анода и конструкции лампы. Это уравнение называют законом «трех вторых», или законом Чайльда — Ленгмюра.

Вольт-амперная характеристика диода, построенная по уравнению (1.2), изображена на рис. 1.2,

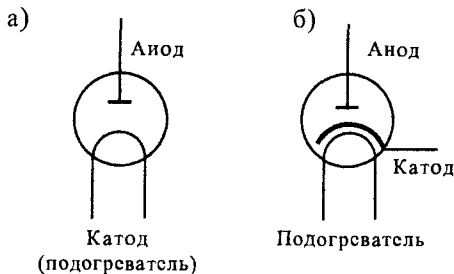


Рис. 1.1. Схематическое изображение диода прямого накала (а) и косвенного накала (б)

кривая 1. На этом же рисунке приведены реальные вольт-амперные характеристики диодов прямого и косвенного накала. Из сравнения кривых следует, что характеристики реальных диодов совпадают с расчетной только в начальной части. Причиной этого является то, что при выводе уравнения (1.2) были сделаны некоторые допущения, которые не выполняются на практике.

Первое допущение, сделанное при выводе уравнения (1.2), состоит в том, что эмиссия катода не ограничена. Практически же ток анода ограничен эмиссионной способностью катода. Когда ток анода достигает значения тока эмиссии катода, наступает его насыщение и дальнейший рост тока анода замедляется.

Однако явно выраженное насыщение наблюдается только у диодов прямого накала с вольфрамовыми катодами (кривая 3). У диодов косвенного накала резко выраженного участка насыщения нет и рост тока анода продолжается, но становится медленнее (кривая 2).

Второе допущение, сделанное при выводе уравнение (1.2), состоит в том, что потенциал катода считается одинаковым во всех его точках и равным нулю. В реальных диодах (особенно прямого накала) это условие не выполняется, что приводит к различной эмиссии с различных участков катода.

Для практического использования диода очень важно знать его внутреннюю проводимость (внутреннее сопротивление). Внутренняя дифференциальная проводимость диода S (называемая также его *крутизной*) определяется формулой:

$$S = \frac{dI_a}{dU_a} = \frac{3}{2} G U_a^{1/2}. \quad (1.3)$$

Сравнивая уравнение (1.3) с формулой (1.2), можно получить связь анодного тока с дифференциальной проводимостью

$$\frac{I_a}{S} = \frac{G U_a^{3/2}}{\frac{3}{2} G U_a^{1/2}},$$

откуда

$$I_a = \frac{2}{3} S U_a. \quad (1.4)$$

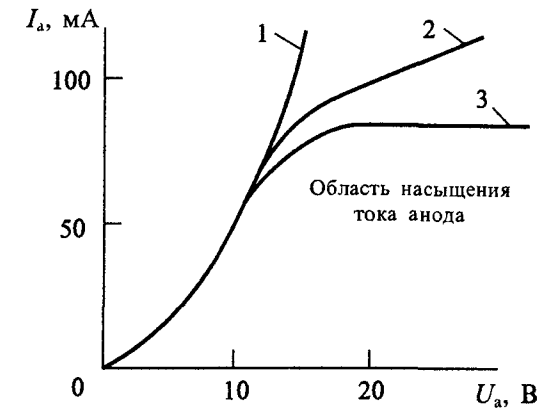


Рис. 1.2. Вольт-амперные характеристики диодов: расчетная (1), косвенного накала (2) и прямого накала (3)

Внутреннее дифференциальное сопротивление диода определяется формулой

$$R_i = \frac{dU_a}{dI_a} = \frac{1}{S} \quad (1.5)$$

и является величиной, обратной крутизне (дифференциальной проводимости). У реальных диодов внутреннее сопротивление лежит в пределах 20...1000 Ом.

Электрическая мощность, рассеиваемая диодом, определяется по формуле

$$P_a = U_a I_a. \quad (1.6)$$

Эта мощность выделяется на аноде в виде тепла. Анод располагается внутри баллона и передает это тепло в окружающее пространство через крепежные детали и стенку баллона. При выпрямлении переменного тока напряжение и ток анода изменяются, поэтому мощность рассеивания можно определять по формуле

$$P_a = \frac{1}{T} \int_0^T u_a(t) i_a(t) dt, \quad (1.7)$$

где $u_a(t)$ и $i_a(t)$ — мгновенные значения напряжения и тока диода.

Электровакuumные диоды применяются для выпрямления переменного тока и детектирования модулированных сигналов. Схема однотактного выпрямителя на диоде приведена на рис. 1.3. Диоды, предназначенные для использования в выпрямителях, обычно называются *кенотронами*.

Схема диодного детектора амплитудно-модулированных колебаний приведена на рис. 1.4. Эта схема практически повторяет схему рис. 1.3 и отличается от нее только типом используемого диода и параметрами фильтра нагрузки. Диоды, предназначенные для использования в детекторах, работают при малых анодных напряжениях и токах, а также имеют малую емкость между анодом и катодом. Это позволяет использовать их при малых уровнях сигналов на высокой частоте.

Условное обозначение диода состоит из ряда цифр и букв. Первые цифры указывают напряжение накала в вольтах. Затем следует буква, обозначающая назначение диода: Ц — кенотрон, Х — детектор, Д — демпфер колебаний. Затем

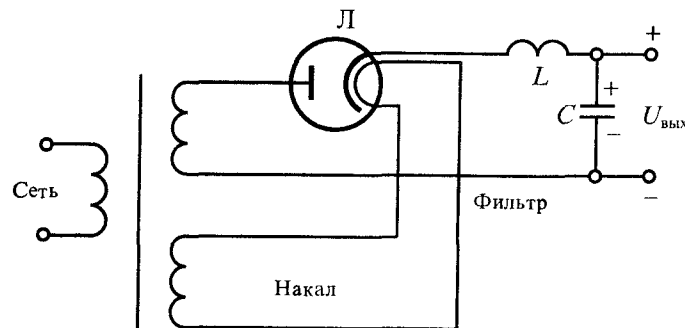


Рис. 1.3. Однотактный выпрямитель на диоде

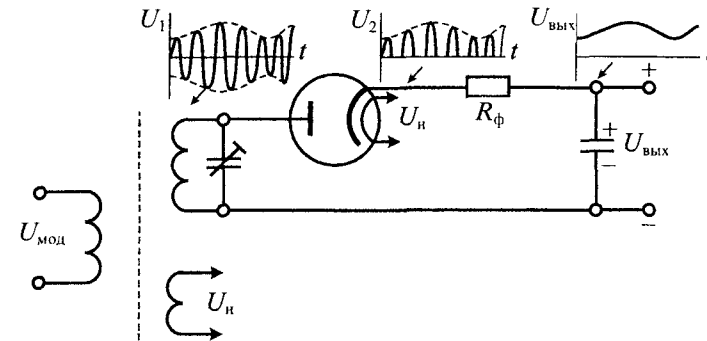


Рис. 1.4. Диодный детектор амплитудно-модулированных колебаний

следуют цифры, указывающий порядковый номер разработки. В конце приводятся буквы, обозначающие тип корпуса и надежность диода: С — стеклянный, П — малогабаритный стеклянный (пальчиковый), К — керамический, Е — повышенной надежности, И — импульсный. В табл. 1.2 приведены параметры некоторых типов серийных диодов.

Помимо приведенных в таблице параметров, в справочных данных обычно приводятся другие характеристики, существенные для применения диода. Например, для детекторного диода 6Х2П указывается начальный ток диода для напряжения $U_{ак} = 0$, т. е. ток диода при закороченных аноде и катоде. Этот ток обусловлен кинетической энергией эмиттируемых электронов, которые достигают анода даже при отсутствии на нем положительного напряжения.

Для кенотронов и выпрямительных высоковольтных диодов обычно приводят значение предельно допустимого обратного (отрицательного) напряжения

Таблица 1.2

Основные параметры серийных диодов

Тип диода	Назначение	Ток эмиссии катода, мА	Внутреннее сопротивление, Ом	Емкость анод-катод, пФ	Предельная частота, МГц
6Х2П	Детектор колебаний	30	200	3,5	100
6Д20П	Демпфер (гаситель) колебаний	600	85	8,5	10
1Ц11П	Высоковольтный выпрямитель	4	300	0,8	10
6Ц4П	Кенотрон	300	100	50,0	1

на аноде. Так, например, для диода 1Ц11П это напряжение равно 20 кВ, а для диода 6Ц4П — 1000 В. Кроме этого, для выпрямительных диодов приводят рекомендуемое значение среднего анодного тока и тока анода в импульсе. Для названных выше диодов средний ток анода составляет 0,4 мА и 150 мА, а импульсный ток анода равен 2 мА и 250 мА соответственно, т. е. близок к току эмиссии катода.

Надежность диодов характеризуют средним значением времени *наработки на отказ* (т. е. выхода основных параметров за установленные пределы). Это время для ламп общего применения обычно составляет 500 час., а для ламп повышенной надежности 2000 час.

Электривакуумный триод. Триодом называют электронную лампу, у которой между анодом и катодом расположена сетка. Этот третий электрод предназначен для регулирования тока анода. Напряжение на сетке изменяет поле между анодом и катодом и таким образом влияет на ток анода. Если напряжение на сетке отрицательно по отношению к катоду, то она оказывает тормозящее действие на электроны, эмиттируемые катодом, в результате анодный ток уменьшается. При положительном напряжении на сетке она оказывает ускоряющее действие на электроны, увеличивая анодный ток. При этом часть электронов попадает на сетку, создавая сеточный ток. Следовательно, сетка является управляющим электродом, напряжение на котором позволяет изменять ток анода.

Схематическое изображение триода приведено на рис. 1.5. Для увеличения влияния на ток анода сетка располагается ближе к катоду. При отрицательном напряжении на сетке ток в ней практически отсутствует.

Для определения тока анода при наличии сетки можно совместное действие анода и сетки заменить действием анода, помещенного на место сетки, напряжение на котором создает ток, равный току катода. Такой способ расчета тока триода называют приведением триода к эквивалентному диоду, а напряжение на аноде эквивалентного диода — приведенным, или действующим напряжением.

В соответствии с методом, предложенным М. А. Бонч-Бруевичем, для расчета приведенного напряжения примем равенство заряда, наведенного на катоде, в схеме триода и эквивалентного диода. Схемы триода и эквивалентного диода с учетом междуэлектронных емкостей $C_{ск}$ и $C_{ак}$ приведены на рис. 1.5. Из этой схемы замещения следует, что наведенный на катоде заряд

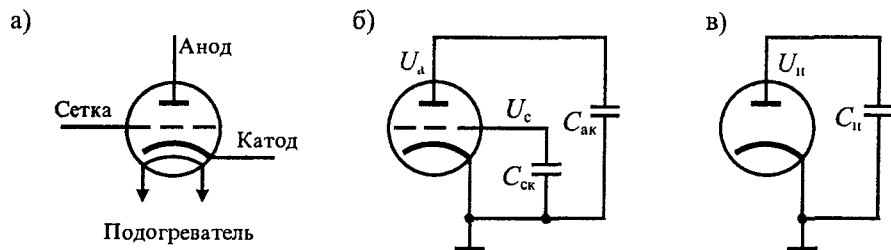


Рис. 1.5. Схематическое изображение триода (а), межэлектродные емкости в триоде (б) и приведенный триод (эквивалентный диод) (в)

$$q = C_{ск} U_c + C_{ак} U_a = C_{п} U_{п}, \quad (1.8)$$

где $C_{ск}$ — емкость между сеткой и катодом, $C_{ак}$ — емкость между анодом и катодом, $C_{п} = C_{ск} + C_{ак}$ — емкость между анодом и катодом эквивалентного диода.

Из формулы (1.8) найдем приведенное напряжение

$$U_{п} = \frac{C_{ск} U_c + C_{ак} U_a}{C_{ск} + C_{ак}} = \frac{U_c + D_a U_a}{1 + D_a}, \quad (1.9)$$

где $D_a = C_{ак}/C_{ск}$ — проницаемость анода.

Учитывая близость сетки к катоду, можно считать, что $D_a \ll 1$. Тогда уравнение (1.9) можно упростить и привести к виду

$$U_{п} = U_c + D U_a, \quad (1.10)$$

которым обычно и пользуются при расчете анодного тока триода.

Аналогично уравнению (1.2) найдем ток анода триода по формуле

$$I_a = G U_{п}^{3/2} = G (U_c + D_a U_a)^{3/2} = f(U_c, U_a). \quad (1.11)$$

Физический смысл уравнения (1.11) состоит в том, что в нем учитывается влияние напряжения на аноде на ток триода. Очевидно, что при $D_a \ll 1$ анодное напряжение триода влияет на ток анода значительно слабее, чем напряжение на сетке.

Конструкция триода оказывает влияние на его характеристики через постоянную G . Так, например, для триода с плоской сеткой значение G определяется по формуле:

$$G = a \frac{F}{g^2},$$

где F — поверхность электродов, g — расстояние между сеткой и катодом, a — константа.

При отрицательном напряжении на сетке анодный ток триода отсутствует до тех пор, пока не выполнено условие $(U_c + D_a U_a) \geq 0$. Отсюда следует, что вольт-амперные характеристики триода для заданного значения $U_c = \text{const}$ начинаются при напряжении на аноде $U_{a0} = -U_c/D_a$. Графики анодных характеристик триода 6Н2П приведены на рис. 1.6 а, а определение напряжения U_{a0} показано на рис. 1.6 б.

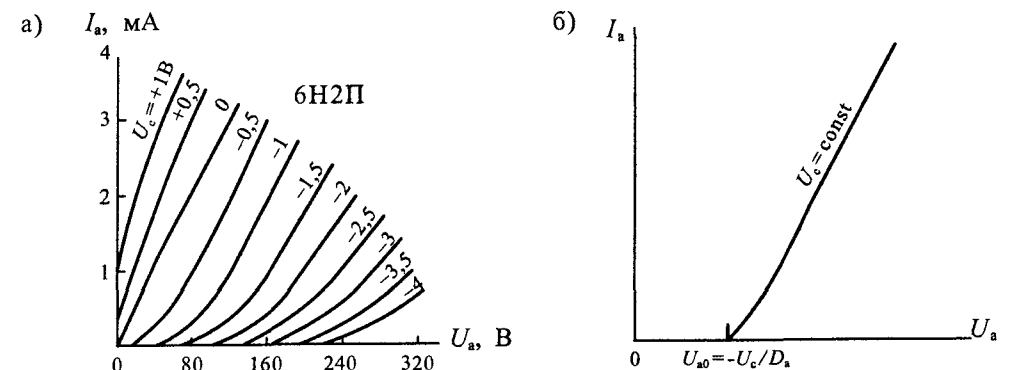


Рис. 1.6 Семейство анодных характеристик триода 6Н2П (а) и определение напряжения U_{a0} (б)

Из рис. 1.6 видно, что при увеличении отрицательного напряжения на сетке начало анодных характеристик сдвигается вправо. При напряжении $U_c=0$ анодные характеристики начинаются при $U_{a0}=0$. Так же начинаются характеристики при положительном напряжении на сетке.

Аналогично могут быть построены анодно-сеточные характеристики триода. При этом для заданного значения $U_a = \text{const}$ они начинаются при значении $U_{c0} = U_a D_a$. Графики анодно-сеточных характеристик триода 6С5С приведены на рис. 1.7 а, а определение напряжения U_{c0} показано на рис. 1.7 б.

В статическом режиме ток анода триода является функцией двух напряжений — на сетке (U_c), и на аноде (U_a) (см. уравнение (1.11)). Свойства триода можно установить, определив полный дифференциал тока анода:

$$dI_a = \frac{\partial I_a}{\partial U_c} dU_c + \frac{\partial I_a}{\partial U_a} dU_a = S dU_c + \frac{1}{R_i} dU_a. \quad (1.12)$$

Частные производные в уравнении (1.12) характеризуют степень влияния на анодный ток напряжений на сетке и на аноде и имеют размерность проводимостей. Первая проводимость

$$S = \frac{\partial I_a}{\partial U_c} \approx \frac{\Delta I_a}{\Delta U_c}, \quad (1.13)$$

она называется крутизной триода или проводимостью прямой передачи и характеризует влияние изменения напряжения на сетке на изменение тока анода.

Вторая проводимость

$$G_i = \frac{1}{R_i} = \frac{\partial I_a}{\partial U_a} \approx \frac{\Delta I_a}{\Delta U_a}, \quad (1.14)$$

она называется внутренней проводимостью триода и характеризует влияние изменения напряжения на аноде на ток анода.

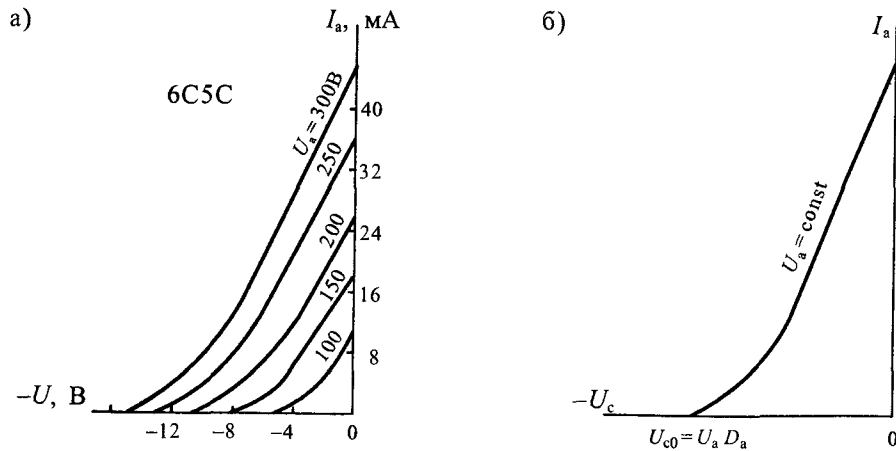


Рис. 1.7. Семейство анодно-сеточных характеристик триода 6С5С (а) и определение напряжения U_{c0} (б)

Поскольку в статическом режиме $dI_a=0$, то из уравнения (1.12) находим еще один параметр триода:

$$\mu = \left| \frac{dU_a}{dU_c} \right| = SR_i, \quad (1.15)$$

называемый коэффициентом усиления.

Из формулы (1.11) после ее дифференцирования получаем, что $\mu = 1/D$, откуда следует соотношение:

$$SDR_i = 1, \quad (1.16)$$

которое называется уравнением параметров триода.

Параметры триода можно определить по анодным или анодно-сеточным характеристикам. Для этого нужно выбрать две характеристики, снятые при напряжениях, близких к рабочим (рис. 1.8). При определении параметров по анодным характеристикам нужно построить треугольник ABC , так чтобы линия AB соответствовала рабочему току I_{ap} . Катеты этого треугольника соответствуют приращениям анодного тока $BC = \Delta I_a$ и анодного напряжения $AB = \Delta U_a$. Приращение напряжения на сетке определяется как разность U_c двух соседних кривых

$$\Delta U_c = U_{c1} - U_{c2}.$$

По найденным приращениям ΔI_a , ΔU_a и ΔU_c параметры триода вычисляются по формулам (1.13), (1.14), (1.15).

Аналогично можно построить характеристический треугольник на двух соседних анодно-сеточных характеристиках (рис. 1.9). При этом катеты треугольника будут иметь значения $ab = \Delta U_c$, $bc = \Delta I_a$, а приращение анодного напряжения определяют как разность ΔU_a , двух соседних кривых

$$\Delta U_a = U_{a1} - U_{a2}.$$

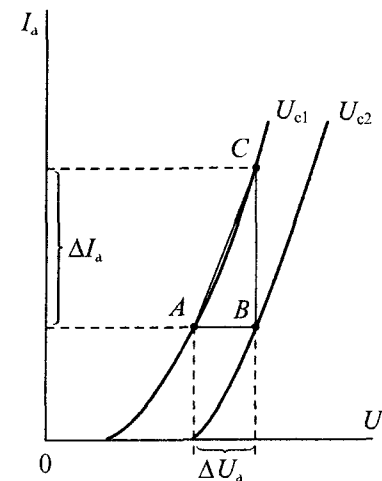


Рис. 1.8. Определение параметров триода по анодным характеристикам

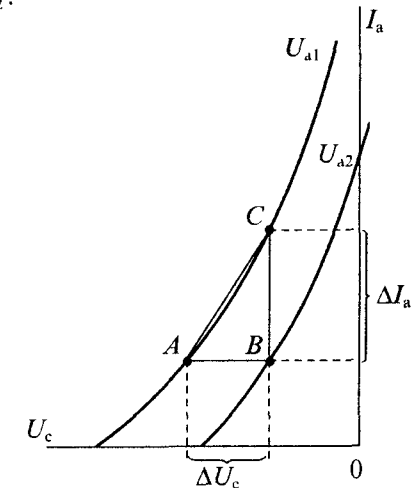


Рис. 1.9. Определение параметров триода по анодно-сеточным характеристикам

Точность определения параметров триода будет тем выше, чем меньше размеры характеристического треугольника.

Электроракуумные триоды находят применение в усилителях высокой и низкой частоты, генераторах колебаний, стабилизаторах напряжения и тока и в ряде других случаев. На рис. 1.10 а показано схема усилителя с анодной нагрузкой R_n . Питание лампы производится от двух источников постоянного напряжения: анодного E_a и сеточного E_c . Напряжение сигнала u_c подводится к сетке. При анализе приведенной схемы можно воспользоваться принципом наложения, согласно которому для анализа режима по постоянному току можно исключить из рассмотрения источник сигнала, а для анализа усилительных свойств по переменному току можно исключить источники постоянных напряжений, как показано на рис. 1.10 б.

Если положить, что ток сетки равен нулю, а внутренняя проводимость достаточно мала ($G_i \approx 0$) по сравнению с проводимостью нагрузки, то схема замещения примет вид, представленный на рис. 1.10 в. Для приведенной схемы замещения можно получить значение переменного напряжения на нагрузке

$$u_n = i_a R_n = S u_c R_n,$$

откуда находим коэффициент усиления каскада

$$K_U = \frac{u_n}{u_c} = S R_n. \quad (1.17)$$

Рассмотренный пример, показывает, что в режиме малого сигнала триод можно заменить источником тока $S u_c$, управляемым напряжением u_c на сетке. Если нужно учесть внутреннюю проводимость триода G_i , то ее следует включить параллельно нагрузке. При этом в формуле (1.17) вместо R_n следует включить сопротивление $R'_n = (G_i + G_n)^{-1}$, где $G_n = R_n^{-1}$.

Условное обозначение триодов так же, как и диодов, состоит из букв и цифр. Первая цифра указывает напряжение накала, вторая буква обозначает: С — триод,

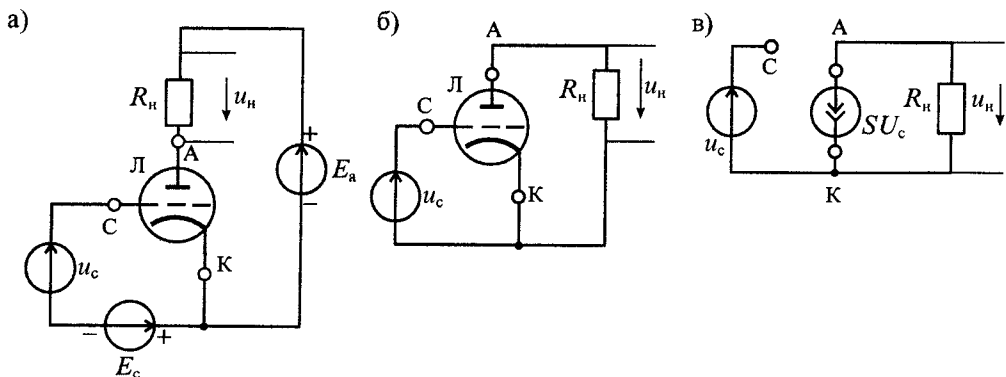


Рис. 1.10. Схема усилителя на триоде (а), схема замещения по переменному напряжению (б) и схема замещения в режиме малого сигнала (в)

а H — двойной триод. Затем следуют цифры, указывающие порядковый номер разработки. И в конце приводятся буквы, обозначающие тип корпуса или надежность. В табл. 1.3 приведены параметры некоторых типов серийных триодов.

Таблица 1.3

Основные параметры серийных триодов

триода	Назначение	Крутизна, мА/В	Коэффициент усиления	Внутреннее сопротивление, Ом	Ток анода, мА
6С15П	Усилитель колебаний	45	52	1200	15
6С33С	Стабилизатор напряжения	40	4	100	550
6С44Д	Генератор колебаний	6	40	7000	30

Многосеточные электроракуумные лампы. К многосеточным лампам относятся: тетроды — с двумя сетками, пентоды — с тремя сетками, гексоды — с четырьмя сетками, гептоды — с пятью сетками и октоды — с шестью сетками. Наибольшее распространение получили тетроды и пентоды.

Тетрадами называются, как уже сказано, лампы с двумя сетками. Одна из сеток является управляющей и имеет отрицательное напряжение. Другая сетка располагается либо между управляющей сеткой и катодом и называется катодной сеткой, либо между управляющей сеткой и анодом, и в этом случае называется экранирующей.

Схематическое изображение тетрода с катодной сеткой приведено на рис. 1.11 а, а с экранирующей (экранной) сеткой — на рис. 1.11 б. На катодную сетку подается небольшое положительное напряжение. Однако, поскольку эта сетка расположена близко к катоду, ее проницаемость велика и даже при малом напряжении на аноде ток анода оказывается значительным. Благодаря катодной сетке возрастает также крутизна характеристики. Вольт-амперные характеристики тетрода с катодной сеткой подобны характеристикам триода, за исключением пониженного

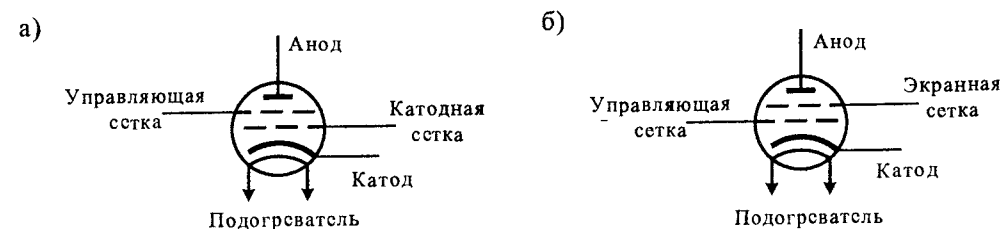


Рис. 1.11. Схематическое изображение тетродов с катодной сеткой (а) и с экранной сеткой (б)

анодного напряжения. Типовые характеристики тетрода с катодной сеткой приведены на рис. 1.12. Анодный ток тетрода с катодной сеткой можно определить по формуле

$$I_a = G(U_{кc} + D_c U_c + D_a U_a)^{3/2}, \quad (1.18)$$

где $U_{кc}$ — напряжение на катодной сетке, U_c — напряжение на управляющей сетке, U_a — напряжение на аноде, D_c — проницаемость управляющей сетки, D_a — проницаемость анода.

В тетрадах с экранирующей сеткой управляющая сетка расположена около катода, а экранирующая — между управляющей сеткой и анодом и имеет положительное напряжение. Ток катода в этом случае распределяется между экранирующей сеткой и анодом. Основным преимуществом такого тетрода является снижение емкости между анодом и управляющей сеткой. Экранирующая сетка снижает эту емкость до долей пикофарды и уменьшает проницаемость анода. В результате увеличивается коэффициент усиления и снижается опасность самовозбуждения усилителя.

Однако близость экранирующей сетки к аноду имеет и недостаток, заключающийся в том, что при низком напряжении на аноде проявляется *динатронный эффект* — снижение тока анода за счет вторичной эмиссии. При этом вторичные электроны не возвращаются обратно на анод, а захватываются экранирующей сеткой. В результате на анодных характеристиках тетрода появляется характерный провал с участком отрицательного сопротивления. Если рабочая точка тетрода оказывается на этом участке, то в цепи могут возникнуть автоколебания.

Для исключения этого явления необходимо соблюдать условия, при которых напряжение на аноде не снижается ниже напряжения на экранирующей сетке, т. е. $U_a > U_3$. Анодные характеристики тетрода с экранирующей сеткой приведены на рис. 1.13. Значение катодного тока такого тетрода можно определить по формуле

$$I_k = I_3 + I_a = G(U_c + D_3 U_3 + D_a U_a)^{3/2},$$

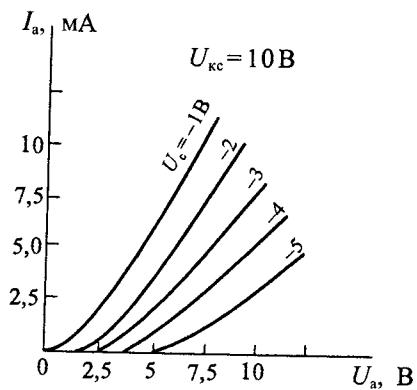


Рис. 1.12. Типовые характеристики тетрода с катодной сеткой

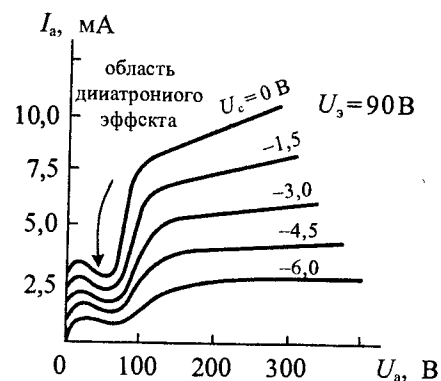


Рис. 1.13. Типовые характеристики тетрода с экранирующей сеткой

где U_3 — напряжение на экранирующей сетке, D_3 — ее проницаемость.

Поскольку $D_3 \gg D_a$, то приближенно можно считать, что ток анода не зависит от анодного напряжения. На практике эта зависимость сохраняется, хотя и очень ослаблена. Типовые параметры тетродов приведены в табл. 1.4. Тетроды с экранирующей сеткой используются исключительно как генераторные лампы, так как искажения анодной характеристики в этом случае не играют существенной роли благодаря действию резонансного контура.

Таблица 1.4

Основные параметры серийных тетродов и пентодов

Тип прибора	Назначение	Крутизна, мА/В	Коэффициент усиления	Внутреннее сопротивление, кОм	Ток анода, мА
6Э6П (тетрод)	Широкополосный усилитель	30	450	15	45
6Ж20П (пентод с катодной сеткой)	—	40	1500	90	16
6Ж50П (пентод с антидинатронной сеткой)	—	6	3000	90	25

Пентодом называют лампу с тремя сетками. Введение третьей сетки обусловлено необходимостью устранения динатронного эффекта, свойственного тетроду. Эта сетка называется защитной (или антидинатронной) и располагается между экранирующей сеткой и анодом. Напряжение на этой сетке обычно делают равным напряжению на катоде, для этого иногда ее соединяют с катодом внутри колбы. Защитная сетка создает в пространстве анод—экранирующая сетка поле, которое препятствует захвату вторичных электронов экранирующей сеткой и способствует возвращению их на анод. В результате провал на анодных характеристиках тетрода устраняется.

Ток катода пентода определяется уравнением, аналогичным (1.19), с добавлением члена, обусловленного наличием защитной сетки:

$$I_k = I_a + I_3 = G(U_c + D_3 U_3 + D_a U_a)^{3/2}, \quad (1.20)$$

где U_3 — напряжение на защитной сетке, D_3 — ее проницаемость. При $U_3 = 0$ и выполнении условия $D_3 \gg D_a$ это выражение приводится к виду

$$I_k \approx I_a \approx G(U_c + D_3 U_3)^{3/2}, \quad (1.21)$$

откуда следует, что напряжение анода не влияет на ток катода, который зависит от напряжения на управляющей сетке U_c и может регулироваться напряжением на экранирующей сетке. Поскольку искажение анодных характеристик в пентоде

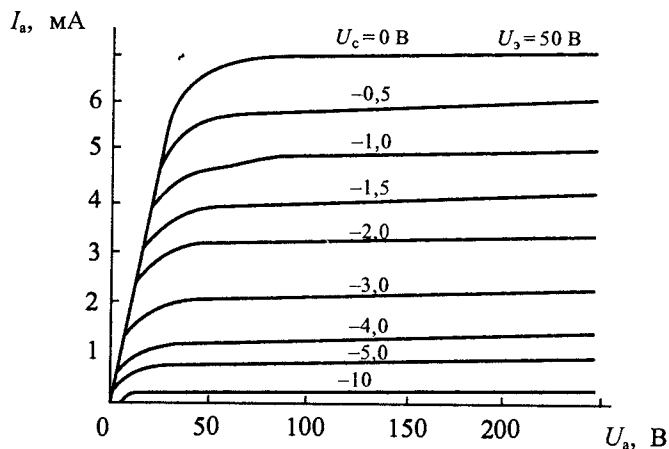


Рис. 1.14. Типовые характеристики маломощного пентода.

отсутствует, то он может работать при низком напряжении на аноде. Типовые характеристики пентода приведены на рис. 1.14. Благодаря весьма высокому внутреннему сопротивлению пентодов их характеристики при $U_a > U_g$ идут практически горизонтально. Крутизна пентодов достаточно велика и лежит в пределах от 5 до 50 мА/В, а внутреннее сопротивление часто превышает 1 МОм. Благодаря этому коэффициент усиления пентода может быть больше 1000. Маломощные пентоды имеют в обозначении буквы Ж или К, а мощные — букву П.

Лекция 2. Полупроводниковые диоды

Электронно-дырочный переход и его свойства.* Электронно-дырочным переходом называют тонкий слой между двумя частями полупроводникового кристалла, в котором одна часть имеет электронную, а другая — дырочную электропроводность. Технологический процесс создания электронно-дырочного перехода может быть различным: сплавление (сплавные диоды), диффузия одного вещества в другое (диффузионные диоды), эпитаксия — ориентированный рост одного кристалла на поверхности другого (эпитаксиальные диоды) и др. По конструкции электронно-дырочные переходы могут быть симметричными и несимметричными, резкими и плавными, плоскостными и точечными и др. Однако для всех типов переходов основным свойством является несимметричная электропроводность, при которой в одном направлении кристалл пропускает ток, а в другом — не пропускает.

* Физические основы полупроводниковой электроники рассматриваются в дополнительной лекции 1б, которая приведена в приложениях.

Устройство электронно-дырочного перехода показано на рис. 2.1 а. Одна часть этого перехода легирована донорной примесью и имеет электронную проводимость (*N*-область). Другая часть, легированная акцепторной примесью, имеет дырочную проводимость (*P*-область). Концентрация электронов в одной части и концентрация дырок в другой существенно различаются. Кроме того, в обеих частях имеется небольшая концентрация неосновных носителей.

Электроны в *N*-области стремятся проникнуть в *P*-область, где концентрация электронов значительно ниже. Аналогично, дырки из *P*-области перемещаются в *N*-область. В результате встречного движения противоположных зарядов возникает так называемый диффузионный ток. Электроны и дырки, перейдя через границу раздела, оставляют после себя противоположные заряды, которые препятствуют дальнейшему прохождению диффузионного тока. В результате на границе устанавливается динамическое равновесие и при замыкании *N*- и *P*-областей ток в цепи не протекает. Распределение плотности объемного заряда в переходе приведено на рис. 2.1 б.

При этом внутри кристалла на границе раздела возникает собственное электрическое поле $E_{\text{собств}}$, направление которого показано на рис. 2.1. Напряженность этого поля максимальна на границе раздела, где происходит скачкообразное изменение знака объемного заряда. На некотором удалении от границы раздела объемный заряд отсутствует и полупроводник является нейтральным.

Высота потенциального барьера на *p-n*-переходе определяется контактной разностью потенциалов *N*- и *P*-областей. Контактная разность потенциалов, в свою очередь, зависит от концентрации примесей в этих областях:

$$\psi_k = \phi_T \ln \frac{N_n P_p}{n_i^2}, \quad (2.1)$$

где $\phi_T = kT/q$ — тепловой потенциал, N_n и P_p — концентрации электронов и дырок в *N*- и *P*-областях, n_i — концентрация носителей зарядов в нелегированном полупроводнике.

Контактная разность потенциалов для германия имеет значение 0,6...0,7 В, а для кремния — 0,9...1,2 В. Высоту потенциального барьера можно изменять применением внешнего напряжения к *p-n*-переходу. Если внешнее напряжение создает в *p-n*-переходе поле, которое совпадает с внутренним, то высота потенциального барьера увеличивается, при обратной полярности приложенного напряжения высота потенциального барьера уменьшается. Если приложенное напряжение

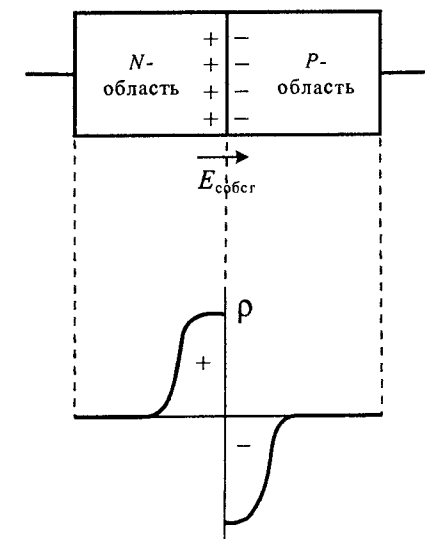


Рис. 2.1. Резкий *p-n*-переход и распределение объемного заряда в нем

равно контактной разности потенциалов, то потенциальный барьер исчезает полностью.

Вольт-амперная характеристика *p-n*-перехода представляет собой зависимость тока через переход при изменении на нем значения и полярности приложенного напряжения. Если приложенное напряжение снижает потенциальный барьер, то оно называется прямым, а если повышает его — обратным. Приложение прямого и обратного напряжения к *p-n*-переходу показано на рис. 2.2.

Обратный ток в *p-n*-переходе вызывается неосновными носителями одной из областей, которые, дрейфуя в электрическом поле области объемного заряда, попадают в область, где они уже являются основными носителями. Так как концентрация основных носителей существенно превышает концентрацию неосновных, то появление незначительного дополнительного количества основных носителей практически не изменит равновесного состояния полупроводника. Таким образом, обратный ток зависит только от количества неосновных носителей, появляющихся на границах области объемного заряда. Внешнее приложенное напряжение определяет скорость перемещения этих носителей из одной области в другую, но не число носителей, проходящих через переход в единицу времени. Следовательно, обратный ток через переход является током проводимости и не зависит от высоты потенциального барьера, т. е. он остается постоянным при изменении обратного напряжения на переходе. Этот ток называется током насыщения и обозначается $I_{обр} = I_s$.

При прямом смещении *p-n*-перехода появляется (диффузионный) ток, вызванный диффузией основных носителей, преодолевающих потенциальный барьер. Пройдя *p-n*-переход, эти носители попадают в область полупроводника, для которой они являются неосновными носителями.

Концентрация неосновных носителей при этом может существенно возрасти по сравнению с равновесной концентрацией. Такое явление носит название инжекции носителей.

Таким образом, при протекании прямого тока через переход из электронной области в дырочную будет происходить инжекция электронов, а из дырочной области будет происходить инжекция дырок. Диффузионный ток зависит от высоты потенциального барьера и по мере его снижения увеличивается экспоненциально:

$$I_{диф} = I_s e^{U/\phi_T}, \quad (2.2)$$

где U — напряжение на *p-n*-переходе.

Кроме диффузионного тока прямой ток содержит ток проводимости, протекающий в противоположном направлении, поэтому полный ток при прямом смещении *p-n*-перехода будет равен разности диффузионного тока (2.2) и тока проводимости:

$$I_{пр} = I_{диф} - I_s = I_s (e^{U/\phi_T} - 1). \quad (2.3)$$

Уравнение (2.3) называется уравнением Эберса — Молла, а соответствующая ему вольт-амперная характеристика *p-n*-перехода приведена на рис. 2.3. Поскольку при $T=300\text{K}$ тепловой потенциал $\phi_T=25\text{mV}$, то уже при $U=0,1\text{V}$ можно считать, что

$$I = I_{диф} = I_s e^{U/\phi_T}. \quad (2.4)$$

Дифференциальное сопротивление *p-n*-перехода можно определить, воспользовавшись формулой (2.3):

$$\frac{1}{r_{диф}} = \frac{dI}{dU} = \frac{1}{\phi_T} (I + I_s),$$

откуда получаем

$$r_{диф} = \frac{\phi_T}{(I + I_s)}. \quad (2.5)$$

Так, например, при токе $I = 1\text{A}$ и $\phi_T = 25\text{mV}$ дифференциальное сопротивление перехода равно $25\text{M}\Omega$.

Предельное значение напряжения на *p-n*-переходе при прямом смещении не превышает контактной разности потенциалов ψ_K . Обратное напряжение ограничивается пробоем *p-n*-перехода. Пробой *p-n*-перехода возникает за счет лавинного размножения неосновных носителей и называется лавинным пробоем. При лавинном пробое *p-n*-перехода ток через переход ограничивается лишь сопротивлением питающей *p-n*-переход электрической цепи (рис. 2.3).

Полупроводниковый *p-n*-переход имеет емкость, которая в общем случае определяется как отношение приращения заряда на переходе к приращению падения напряжения на нем, т. е. $C = dq/du$. Емкость перехода

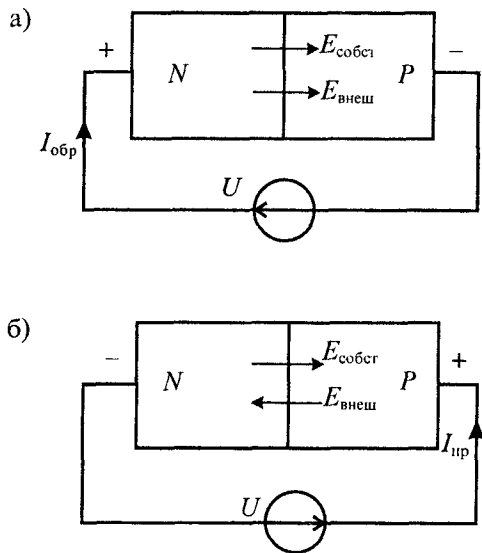


Рис. 2.2. Приложение обратного (а) и прямого (б) напряжений к *p-n*-переходу

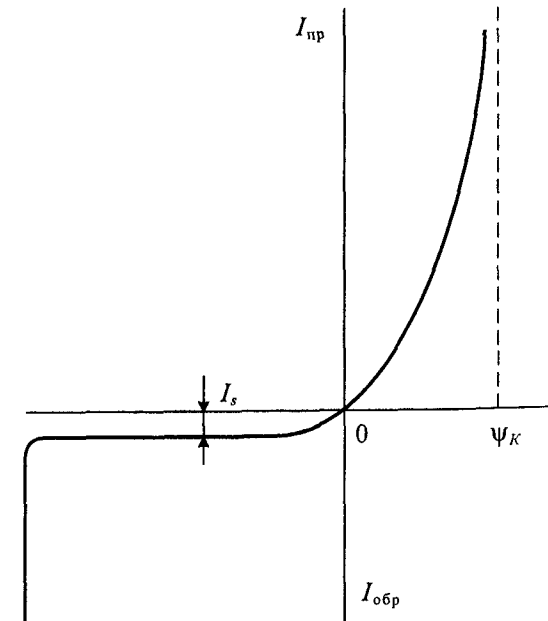


Рис. 2.3. Вольт-амперная характеристика *p-n*-перехода

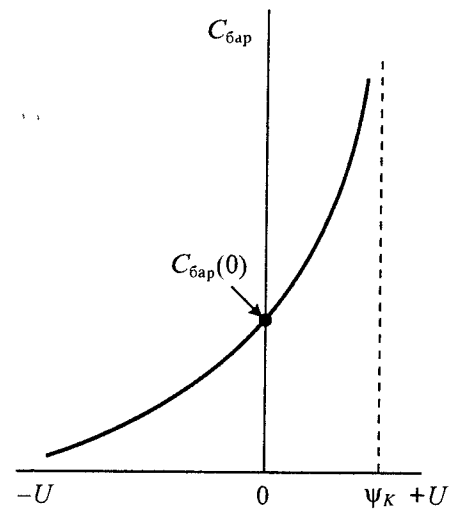


Рис. 2.4. Зависимость барьерной емкости от напряжения на *p-n*-переходе

зависит от значения и полярности внешнего приложенного напряжения. При обратном напряжении на переходе эта емкость называется барьерной и определяется по формуле

$$C_{бар} = \frac{C_{бар(0)}}{\sqrt{1 - U/\psi_k}},$$

где ψ_k — контактная разность потенциалов, U — обратное напряжение на переходе, $C_{бар(0)}$ — значение барьерной емкости при $U=0$, которое зависит от площади *p-n*-перехода и свойств полупроводникового кристалла. Зависимость барьерной емкости от приложенного напряжения приведена на рис. 2.4.

Теоретически барьерная емкость существует и при прямом напряжении на *p-n*-переходе, однако она шунтируется низким дифференциальным сопротивлением $r_{диф}$. При прямом смещении *p-n*-перехода значительно большее

влияние оказывает диффузионная емкость, которая зависит от значения прямого тока I и времени жизни неосновных носителей τ_r . Эта емкость не связана с током смещения, но дает такой же сдвиг фазы между напряжением и током, что и обычная емкость. Значение диффузионной емкости можно определить по формуле

$$C_{диф} = \frac{I}{\omega_T} \tau_r. \quad (2.7)$$

Полная емкость перехода при прямом смещении определяется суммой барьерной и диффузионной емкостей

$$C = C_{диф} + C_{бар}.$$

При обратном смещении перехода диффузионная емкость отсутствует и полная емкость состоит только из барьерной емкости.

Полупроводниковым диодом называют прибор, который имеет два вывода и содержит один (или несколько) *p-n*-переходов. Все полупроводниковые диоды можно разделить на две группы: выпрямительные и специальные. Выпрямительные диоды, как следует из самого названия, предназначены для выпрямления переменного тока. В зависимости от частоты и формы переменного напряжения они делятся на высокочастотные, низкочастотные и импульсные. Специальные типы полупроводниковых диодов используют различные свойства *p-n*-переходов; явление пробоя, барьерную емкость, наличие участков с отрицательным сопротивлением и др.

Конструктивно *выпрямительные диоды* делятся на плоскостные и точечные, а по технологии изготовления на сплавные, диффузионные и эпитаксиальные. Плоскостные диоды благодаря большой площади *p-n*-перехода используются для выпрямления больших токов. Точечные диоды имеют малую площадь перехода и, соответственно, предназначены для выпрямления малых токов. Для увеличения напряжения лавинного пробоя используются выпрямительные столбы, состоящие из ряда последовательно включенных диодов.

Выпрямительные диоды большой мощности называют силовыми. Материалом для таких диодов обычно служит кремний или арсенид галлия. Германий практически не применяется из-за сильной температурной зависимости обратного тока. Кремниевые сплавные диоды используются для выпрямления переменного тока с частотой до 5 кГц. Кремниевые диффузионные диоды могут работать на повышенной частоте, до 100 кГц. Кремниевые эпитаксиальные диоды с металлической подложкой (с барьером Шотки) могут использоваться на частотах до 500 кГц. Арсенидгаллиевые диоды способны работать в диапазоне частот до нескольких МГц.

При большом токе через *p-n*-переход значительное напряжение падает в объеме полупроводника, и пренебрегать им нельзя. С учетом выражения (2.4) вольт-амперная характеристика выпрямительного диода приобретает вид

$$I = I_s e^{(U - IR)/\phi_T}, \quad (2.8)$$

где R — сопротивление объема полупроводникового кристалла, которое называют последовательным сопротивлением.

Условное графическое обозначение полупроводникового диода приведено на рис. 2.5 а, а его структура на рис. 2.5 б. Электрод диода, подключенный к области *P*, называют анодом (по аналогии с электровакуумным диодом), а электрод, подключенный к области *N*, — катодом. Статическая вольт-амперная характеристика диода показана на рис. 2.5 в.

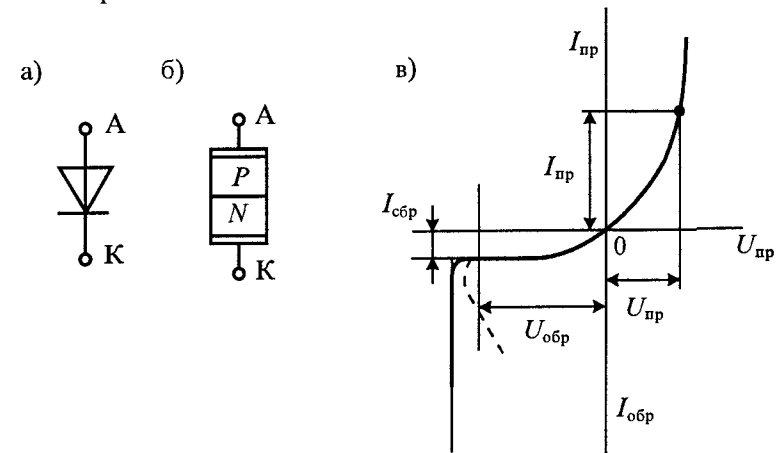


Рис. 2.5. Условное обозначение полупроводникового диода (а), его структура (б) и вольт-амперная характеристика (в)

Силовые диоды обычно характеризуют набором статических и динамических параметров. К статическим параметрам диода относятся:

- падение напряжения $U_{пр}$ на диоде при некотором значении прямого тока;
- обратный ток $I_{обр}$ при некотором значении обратного напряжения;
- среднее значение прямого тока $I_{пр.ср}$;
- импульсное обратное напряжение $U_{обр.и}$.

К динамическим параметрам диода относятся его временные или частотные характеристики. К таким параметрам относятся:

- время восстановления $t_{вос}$ обратного напряжения;
- время нарастания прямого тока $t_{нар}$;
- предельная частота без снижения режимов диода f_{max} .

Статические параметры можно установить по вольт-амперной характеристике диода, которая приведена на рис. 2.5 в. Типовые значения статических параметров силовых диодов приведены в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Статические параметры силовых выпрямительных диодов

Тип диода	Технология изготовления	$I_{обр}$, мА (при $U_{обр}$, В)		$U_{пр}$, В (при $I_{пр}$, А)	
Д247	сплавной	3,0	500	1,5	10
КД213	диффузионный	0,2	200	1,0	10
КД2998	эпитаксиальный с барьером Шотки	20,0	35	0,6	30

Время обратного восстановления диода $t_{вос}$ является основным параметром выпрямительных диодов, характеризующим их инерционные свойства. Оно определяется при переключении диода с заданного прямого тока $I_{пр}$ на заданное обратное напряжение $U_{обр}$. Графики такого переключения приведены на рис. 2.6 а. Схема испытания, приведенная на рис. 2.6 б, представляет собой однополупериодный выпрямитель, работающий на резистивную нагрузку R_n и питаемый от источника напряжения прямоугольной формы.

Напряжение на входе схемы в момент времени $t=0$ скачком приобретает положительное значение U_m . Из-за инерционности диффузионного процесса ток в диоде появляется не мгновенно, а нарастает в течение времени $t_{нар}$. Совместно с нарастанием тока в диоде снижается напряжение на диоде, которое после $t_{нар}$ становится равным $U_{пр}$. В момент времени t_1 в цепи устанавливается стационарный режим, при котором ток диода $i=I_n \approx U_m/R_n$.

Такое положение сохраняется вплоть до момента времени t_2 , когда полярность напряжения питания меняется на противоположную. Однако заряды, накопленные на границе $p-n$ -перехода, некоторое время поддерживают диод в открытом состоянии, но направление тока в диоде меняется на противоположное. По существу, происходит рассасывание зарядов на границе $p-n$ -перехода (т. е. разряд эквивалентной емкости). После интервала времени рассасывания $t_{рас}$

начинается процесс выключения диода, т. е. процесс восстановления его запирающих свойств.

К моменту времени t_3 напряжение на диоде становится равным нулю, и в дальнейшем приобретает обратное значение. Процесс восстановления запирающих свойств диода продолжается до момента времени t_4 , после чего диод оказывается запертым. К этому времени ток в диоде становится равным $I_{обр}$, а напряжение достигает значения $-U_m$. Таким образом, время $t_{вос}$ можно отсчитывать от перехода U_d через нуль до достижения током диода значения $I_{обр}$.

Рассмотрение процессов включения и выключения выпрямительного диода показывает, что он не является идеальным вентилем и в определенных условиях обладает проводимостью в обратном направлении. Время рассасывания неосновных носителей в $p-n$ -переходе можно определить по формуле

$$t_{рас} = 0,35\tau_p, \quad (2.9)$$

где τ_p — время жизни неосновных носителей.

Время восстановления обратного напряжения на диоде можно оценить по приближенному выражению

$$t_{вос} = \tau_p \ln \left(1 + \frac{I_{пр}}{I_{обр}} \right). \quad (2.10)$$

Следует отметить, что при $R_n=0$ (что соответствует работе диода на емкостную нагрузку) обратный ток через диод в момент его запираения может во много раз превышать ток нагрузки в стационарном режиме.

Из рассмотрения графиков рис. 2.6 а следует, что мощность потерь в диоде резко повышается при его включении и, особенно, при выключении. Следовательно, потери в диоде растут с повышением частоты выпрямленного напряжения. При работе диода на низкой частоте и гармонической форме напряжения питания импульсы тока большой амплитуды отсутствуют и потери в диоде резко снижаются.

При изменении температуры корпуса диода изменяются его параметры. Эта зависимость должна учитываться при разработке аппаратуры. Наиболее сильно зависят от температуры прямое напряжение на диоде и его обратный ток. Температурный коэффициент напряжения (ТКН) на диоде имеет отрицательное значение, так как при увеличении температуры напряжение на диоде уменьшается. Приближенно можно считать, что $TКН U_{пр} = -2$ мВ/К.

Обратный ток диода зависит от температуры корпуса еще сильнее и имеет положительный коэффициент. Так, при увеличении температуры на каждые 10°C обратный ток германиевых диодов увеличивается в 2 раза, а кремниевых — 2,5 раза.

Потери в выпрямительных диодах можно рассчитывать по формуле

$$P_d = P_{пр} + P_{обр} + P_{вос}, \quad (2.11)$$

где $P_{пр}$ — потери в диоде при прямом направлении тока, $P_{обр}$ — потери в диоде при обратном токе, $P_{вос}$ — потери в диоде на этапе обратного восстановления.

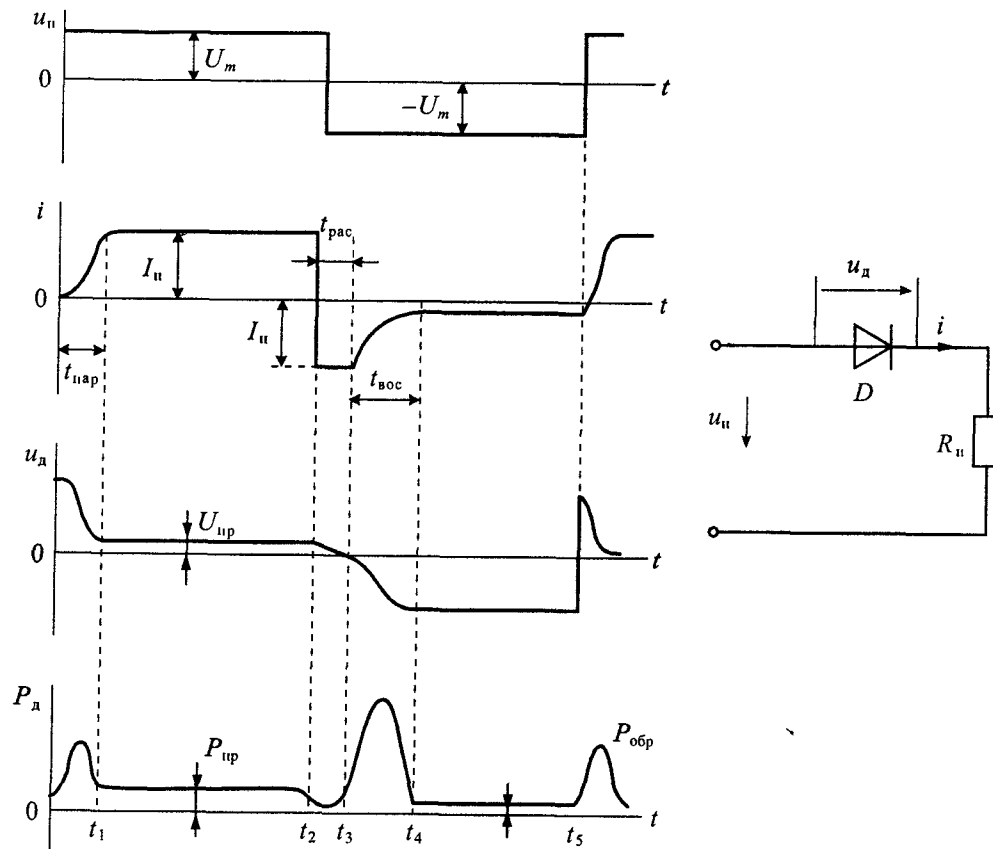


Рис 2.6 Графики процессов отпиарания и запиарания диода (а) и схема испытания (б)

Приближенное значение потерь в прямом направлении можно рассчитать по формуле

$$P_{пр} = I_{пр\text{ ср}} U_{пр\text{ ср}}, \quad (2.12)$$

где $I_{пр\text{ ср}}$ и $U_{пр\text{ ср}}$ — средние значения прямого тока и прямого напряжения на диоде.

Аналогично можно рассчитать потери мощности при обратном токе:

$$P_{обр} = I_{обр} U_{обр}. \quad (2.13)$$

И, наконец, потери на этапе обратного восстановления определяются по формуле

$$P_{вос} = 0,5 I_{пр\text{ ср}} U_{пр\text{ ср}} \tau_p f, \quad (2.14)$$

где f — частота переменного напряжения.

После расчета мощности потерь в диоде следует определить температуру корпуса диода по формуле

$$T_k = T_{п\text{ макс}} - P_d \cdot R_{пк} < T_{к\text{ макс}}, \quad (2.15)$$

где $T_{п\text{ макс}} = 150^\circ\text{C}$ — максимально допустимая температура кристалла диода, $R_{пк}$ — тепловое сопротивление переход-корпус диода (приводится в справочных данных на диод), $T_{к\text{ макс}}$ — максимально допустимая температура корпуса диода.

Диоды с барьером Шотки. Для выпрямления малых напряжений высокой частоты широко используются диоды с барьером Шотки (ДШ). В этих диодах вместо p - n -перехода используется контакт металлической поверхности с полупроводником. В месте контакта возникают обедненные носителями заряда слои полупроводника, которые называются запиарными. Диоды с барьером Шотки отличаются от диодов с p - n -переходом по следующим параметрам:

- более низкое прямое падение напряжения;
- имеют более низкое обратное напряжение;
- более высокий ток утечки;
- почти полностью отсутствует заряд обратного восстановления.

Две основные характеристики делают эти диоды незаменимыми при проектировании низковольтных высокочастотных выпрямителей: малое прямое падение напряжения и малое время восстановления обратного напряжения. Кроме того, отсутствие неосновных носителей, требующих времени на обратное восстановление, означает физическое отсутствие потерь на переключение самого диода.

В диодах с барьером Шотки прямое падение напряжения является функцией обратного напряжения. Максимальное напряжение современных диодов Шотки составляет около 150 В. При этом напряжении прямое напряжение ДШ меньше прямого напряжения диодов с p - n -переходом на 0,2...0,3 В.

Преимущества диода Шотки становятся особенно заметными при выпрямлении малых напряжений. Например, 45-вольтовый диод Шотки имеет прямое напряжение 0,4...0,6 В, а при том же токе диод с p - n -переходом имеет падение напряжения 0,5...1,0 В. При понижении обратного напряжения до 15 В прямое напряжение уменьшается до 0,3...0,4 В. В среднем применение диодов Шотки в выпрямителе позволяет уменьшить потери примерно на 10...15%. Максимальная рабочая частота ДШ превышает 200 кГц при токе до 30 А.

Лекция 3. Специальные типы полупроводниковых

Разновидности полупроводниковых диодов. К специальным полупроводниковым диодам относятся приборы, в которых используются особые свойства p - n -переходов: управляемая полупроводниковая емкость — варикапы и варакторы; зенеровский и лавинный прибор — стабилитроны; туннельный эффект — туннельные и обращенные диоды; фотоэффект — фотодиоды; фотонная рекомбинация

носителей зарядов — светодиоды; многослойные диоды — динисторы. Кроме того, к диодам относят некоторые типы приборов с тремя выводами, такие, как тиристоры и двухбазовые диоды.

Варикапы — это полупроводниковые диоды, в которых используется барьерная емкость p - n -перехода. Эта емкость зависит от приложенного к диоду обратного напряжения и с увеличением его уменьшается. **Добротность** барьерной емкости варикапа может быть достаточно высокой, так как она шунтируется достаточно высоким сопротивлением диода при обратном смещении.

Схематическое изображение варикапа приведено на рис. 3.1 а, а его вольт-фарадная характеристика — на рис. 3.1 б. Условное обозначение варикапа состоит из пяти элементов. Первый элемент обозначает материал, из которого изготовлен варикап (К — кремний). Второй элемент обозначает принадлежность диода к подклассу варикапов (В — варикап). Третий элемент — цифра, определяющая назначение варикапа (1 — для подстроечных варикапов, 2 — для умножительных варикапов). Четвертый элемент — это порядковый номер разработки. И наконец, пятый элемент — соответствует разбросу по параметрам. Так, например, на рис. 3.1 б приведена характеристика варикапа KB117A.

Теоретическое значение емкости варикапа можно определить по формуле

$$C_B = C_0(1 - U_B/\psi_K)^{-1/2}, \quad (3.1)$$

где C_0 — начальная емкость варикапа при $U_B = 0$, U_B — напряжение на варикапе, ψ_K — контактная разность потенциалов.

Основными параметрами варикапа являются: его начальная емкость C_0 , добротность Q_C , коэффициент перекрытия по емкости K_C . Добротность варикапа определяется отношением реактивной мощности варикапа Q к мощности P :

$$Q_C = \frac{Q}{P}. \quad (3.2)$$

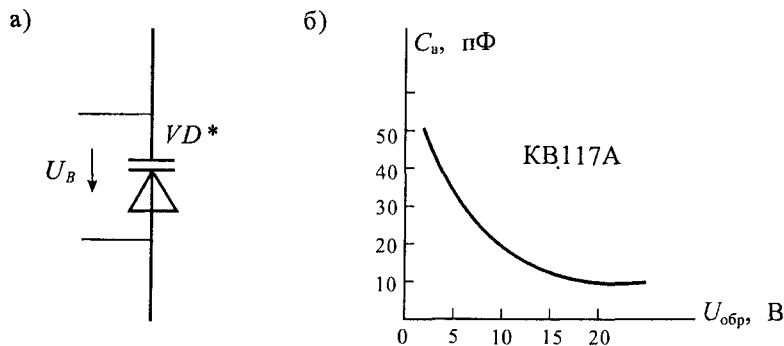


Рис. 3.1. Схематическое изображение варикапа (а) и зависимость емкости варикапа от обратного напряжения (б)

* В дальнейшем все диоды (т.е. двухэлектродные приборы с n - p -переходом) обозначаются VD или D , как на рис. 3.1.

Коэффициент перекрытия по емкости определяется как отношение максимальной емкости C_{max} варикапа к его минимальной емкости C_{min}

$$K_C = \frac{C_{max}}{C_{min}}. \quad (3.3)$$

Кроме этого, часто указывают температурный коэффициент емкости варикапа $\alpha_C = \Delta C/\Delta T$ и предельную частоту $f_{пред}$ при которой добротность варикапа снижается до $Q=1$. Добротность варикапа увеличивается с увеличением обратного напряжения и с уменьшением рабочей частоты. Графики зависимости добротности варикапа KB117A от частоты и обратного напряжения приведены на рис. 3.2.

Эквивалентная схема варикапа приведена на рис. 3.3, где C_6 — барьерная емкость, $R_{ш}$ — сопротивление перехода и шунтирующих его утечек, обусловленных конструкцией

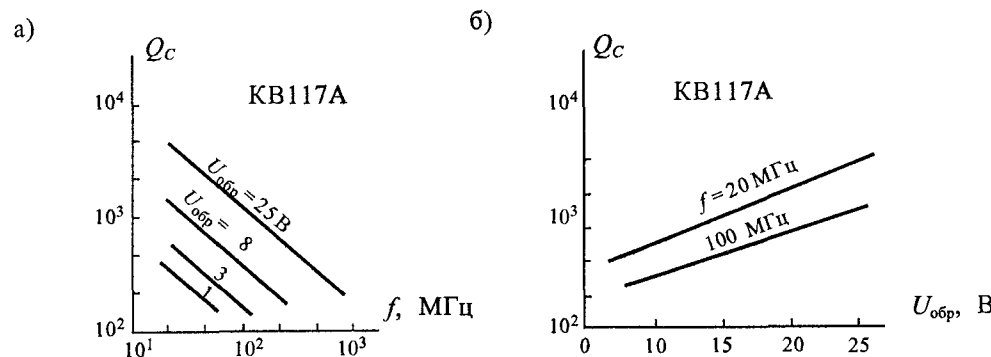


Рис. 3.2. Графики зависимости добротности варикапа KB117A от частоты (а) и от обратного напряжения (б)

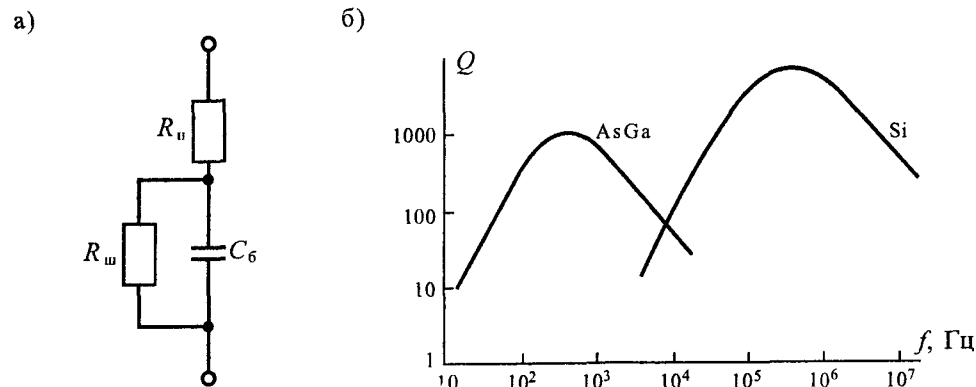


Рис. 3.3. Эквивалентная схема замещения варикапа (а) и зависимость добротности от частоты (б)

варикапа, R_n — сопротивление материала полупроводника, p - n -области и контакта. Полное сопротивление варикапа определяется выражением

$$Z_B = R_B - jX_{CB} = R_n + \frac{R_{ш}}{1 + (\omega C_6 R_{ш})^2} - j \frac{\omega C_6 R_{ш}^2}{1 + (\omega C_6 R_{ш})^2} \quad (3.4)$$

Добротность варикапа в области низких частот в соответствии с (3.4) можно определить по формуле

$$Q_{н.ч} \approx \omega C_6 R_{ш}, \quad (3.5)$$

из которой следует, что она растет с ростом частоты.

На высоких частотах при выполнении условия $\omega C_6 R_{ш} \gg 1$ сопротивлением R_n можно пренебречь и тогда добротность варикапа зависит от частоты по формуле

$$Q_{в.ч} = \frac{1}{\omega C_6 R_{ш}}, \quad (3.6)$$

т. е. она уменьшается с ростом частоты.

Отсюда следует, что добротность варикапа имеет максимум, который соответствует частоте

$$\omega_{опт} = \frac{1}{C_6} \sqrt{\frac{1}{R_{ш} R_n}}, \quad (3.7)$$

при этом максимальную добротность можно найти по формуле

$$Q_{макс} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{ш}}{R_n}}. \quad (3.8)$$

На рис. 3.3 б приведены зависимости добротности Q от частоты для варикапов, изготовленных из кремния и арсенида галлия. Из графиков видно, что для варикапов из арсенида галлия оптимальная частота составляет ~ 1 кГц, в то время как для кремниевых варикапов она почти достигает 1 МГц.

Варикапы находят применение в различных электронных схемах: модуляторах, перестраиваемых резонансных контурах, генераторах с электронной настройкой, параметрических усилителях и генераторах и др. На рис. 3.4 показана схема резонансного контура с электронной перестройкой при помощи варикапов

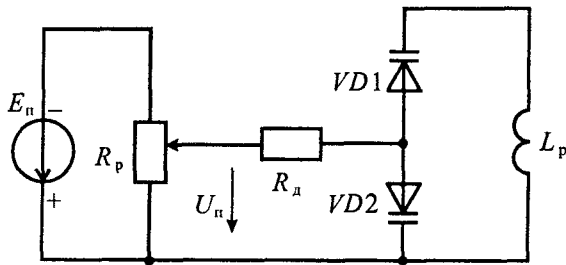


Рис. 3.4. Схема резонансного контура с электронной перестройкой при помощи варикапов

резонансного контура с электронной перестройкой при помощи постоянного напряжения U_n . Напряжение перестройки подается в среднюю точку двух встречно последовательно включенных варикапов $VD1$ и $VD2$ через дополнительный резистор R_d . Такое включение варикапов позволяет увеличить крутизну перестройки и устраняет

необходимость применения разделительного конденсатора. Специально для таких схем промышленностью выпускаются двоянные варикапы типов КВС111 или КВС120.

Стабилитроны — это полупроводниковые диоды, работающие в режиме лавинного пробоя. При обратном смещении полупроводникового диода возникает электрический лавинный пробой p - n -перехода. При этом в широком диапазоне изменения тока через диод напряжение на нем меняется очень незначительно. Для ограничения тока через стабилитрон последовательно с ним включают сопротивление. Если в режиме пробоя мощность, расходуемая в нем, не превышает предельно допустимую, то в таком режиме стабилитрон может работать неограниченно долго. На рис. 3.5 а показано схематическое изображение стабилитронов, а на рис. 3.5 б приведены их вольт-амперные характеристики.

Напряжение стабилизации стабилитронов зависит от температуры. На рис. 3.5 б штриховой линией показано перемещение вольт-амперных характеристик при увеличении температуры. Очевидно, что повышение температуры увеличивает напряжение лавинного пробоя при $U_{с1} > 5$ В и уменьшает его при $U_{с1} < 5$ В. Иначе говоря, стабилитроны с напряжением стабилизации больше 5 В имеют положительный температурный коэффициент напряжения (ТКН), а при $U_{с1} < 5$ В — отрицательный. При $U_{с1} = 6 \dots 5$ В ТКН близок к нулю.

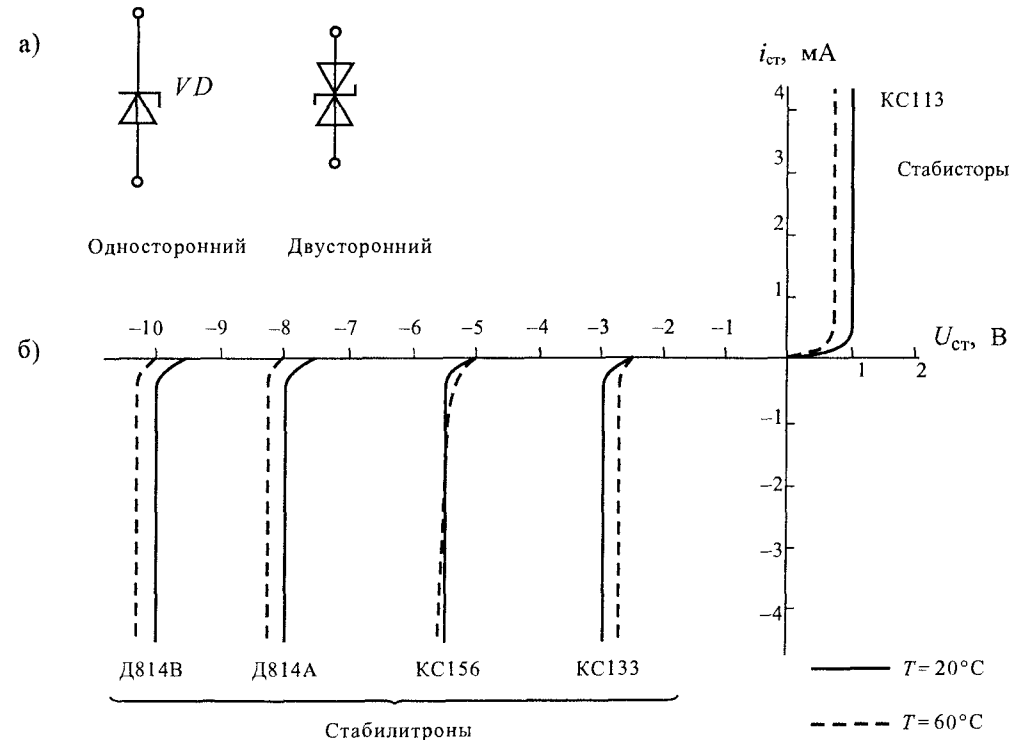


Рис. 3.5. Схематическое изображение стабилитронов (а) и их вольт-амперные характеристики (б)

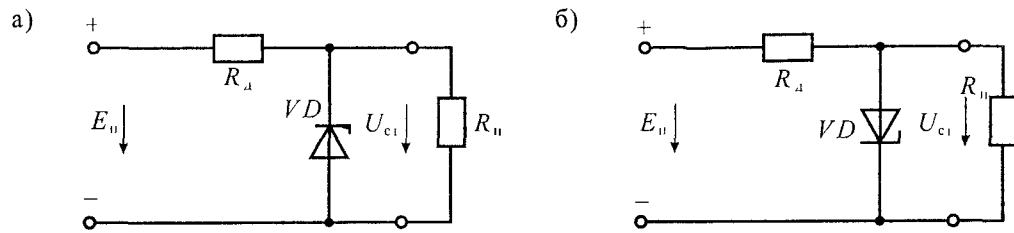


Рис 3.6 Схема включения стабилитрона (а) и стабистора (б)

Иногда для стабилизации напряжения используют прямое падение напряжения на диоде. Такие приборы в отличие от стабилитронов называют *стабисторами*. В области прямого смещения p - n -перехода напряжение на нем имеет значение $0,7...2$ В и мало зависит от тока. В связи с этим стабисторы позволяют стабилизировать только малые напряжения (не более 2 В). Для ограничения тока через стабистор последовательно с ним также включают сопротивление. В отличие от стабилитронов при увеличении температуры напряжение на стабисторе уменьшается, так как прямое напряжение на диоде имеет отрицательный TKH . Схема включения стабилитрона приведена на рис. 3.6 а, а стабистора — на рис. 3.6 б.

Приведенный выше характер температурной зависимости напряжения стабилитронов обусловлен различным видом пробоя в них. В широких переходах при напряженности поля в них до $5 \cdot 10^4$ В/см имеет место лавинный пробой. Такой пробой при напряжении на переходе >6 В имеет положительный температурный коэффициент.

В узких переходах при большой напряженности электрического поля (более $1,4 \cdot 10^6$ В/см) наблюдается пробой, который называется *зенеровским*. Такой пробой имеет место при низком напряжении на переходе (менее 5 В) и характеризуется отрицательным температурным коэффициентом. При напряжении на переходе от 5 до

6 В одновременно существуют оба вида пробоя, поэтому температурный коэффициент близок к нулю. График зависимости температурного коэффициента TKH_{c1} от напряжения стабилизации U_{c1} приведен на рис. 3.7.

Основными параметрами стабилитронов являются:

- напряжение стабилизации U_{c1} ;
- температурный коэффициент напряжения стабилизации TKH_{c1} ;
- допустимый ток через стабилитрон $I_{c1 доп}$;
- дифференциальное сопротивление стабилитрона r_{c1} .

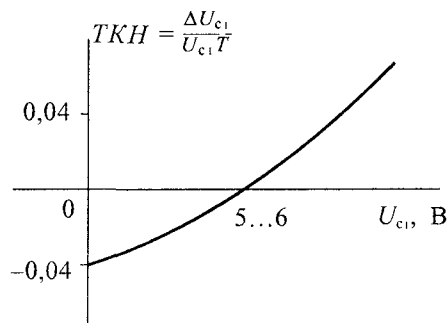


Рис 3.7 Зависимость температурного коэффициента от напряжения стабилизации

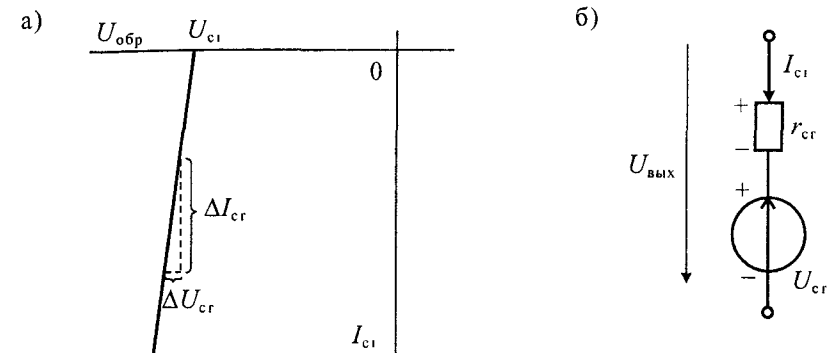


Рис.3.8. Линеаризованная характеристика стабилитрона (а) и его схема замещения (б)

Кроме того, для импульсных стабилитронов нормируется время включения стабилитрона $t_{вкл}$, а для двухсторонних стабилитронов нормируется несимметричность напряжений стабилизации $\Delta U_{c1} = U_{c11} - U_{c12}$.

Дифференциальное сопротивление стабилитрона — это параметр, который характеризует наклон вольт-амперной характеристики в области пробоя. На рис. 3.8 а приведена линеаризованная характеристика стабилитрона, с помощью которой можно определить его дифференциальное сопротивление и построить схему замещения, приведенную на рис. 3.8 б.

Используя приведенную на рис. 3.8 б схему замещения, можно рассчитать простейший стабилизатор напряжения, изображенный на рис. 3.9 а. Заменяя стабилитрон его схемой замещения, получим расчетную схему, изображенную на рис. 3.9 б. Для этой схемы можно написать систему уравнений

$$\begin{cases} U_{вх} = (I_{c1} + I_{II})R_1 + U_{ввых} \\ U_{c1} = U_{ввых} - I_{c1}r_{c1} \end{cases} \quad (3.9)$$

В результате решения системы уравнений (3.9) получим напряжение на выходе стабилизатора

$$U_{ввых} = U_{вх} \frac{r_{c1}}{r_{c1} + R_1} + U_{c1} \frac{R_1}{r_{c1} + R_1} - I_{II} \frac{r_{c1}R_1}{r_{c1} + R_1}, \quad (3.10)$$

где $I_{II} = U_{ввых}/R_{II}$ — ток нагрузки.

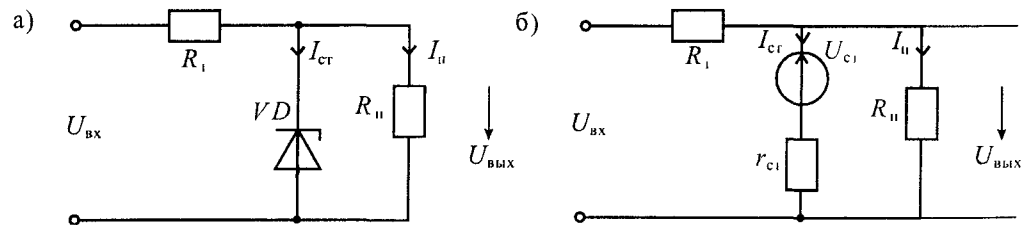


Рис 3.9 Схема простейшего стабилизатора напряжения (а) и его схема замещения (б)

Подставив значение I_n , получим окончательно

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{r_{c1} R_n}{R_n (r_{c1} + R_1) + r_{c1} R_1} + U_{c1} \frac{R_1 R_n}{R_n (r_{c1} + R_1) + r_{c1} R_1}. \quad (3.11)$$

Из выражения (3.11) следует, что выходное напряжение стабилизатора зависит от напряжения на входе стабилизатора $U_{\text{вх}}$, сопротивлений нагрузки R_n и ограничения тока R_1 , а также параметров стабилитрона U_{c1} и r_{c1} .

Условное обозначение стабилитрона включает: материал полупроводника (К — кремний); обозначение подкласса стабилитронов (букву С); цифру, указывающую на мощность стабилитрона; две цифры, соответствующие напряжению стабилизации, и букву, указывающую особенность конструкции или корпуса. Например, стабилитрон КС168А соответствует маломощному стабилитрону (ток менее 0,3 А) с напряжением стабилизации 6,8 В, в металлическом корпусе.

Кроме стабилизации напряжения стабилитроны также используются для ограничения импульсов напряжения и в схемах защиты различных элементов от повышения напряжения на них.

Туннельные диоды. Туннельный эффект заключается в туннельном прохождении тока через p - n -переход. При этом ток начинает проходить через переход при напряжении, значительно меньшем контактной разности потенциалов. Достигается туннельный эффект созданием очень тонкого обедненного слоя, который в туннельном диоде достигает 0,01 мкм. При таком тонком обедненном слое в нем даже при напряжении 0,6...0,7 В напряженность поля достигает $(5...7) \cdot 10^5$ В/см. При этом через такой узкий p - n -переход протекает значительный ток.

Этот ток проходит в обоих направлениях, только в области прямого смещения ток вначале растет, а достигнув значения I_{max} при напряжении U_1 , затем довольно резко убывает до I_{min} при напряжении U_2 . Снижение тока связано с тем, что с ростом напряжения в прямом направлении уменьшается число электронов, способных совершить туннельный переход. При напряжении U_2 число таких электронов становится равным нулю и туннельный ток исчезает.

При дальнейшем повышении напряжения выше U_2 прохождение прямого тока такое же, как у обычного диода, и определяется диффузией.

Ввиду очень малой толщины слоя p - n -перехода время перехода через него очень мало (до 10^{13} – 10^{14} с), поэтому туннельный диод — практически безынерционный прибор. В обычных же диодах электроны проходят через переход благодаря диффузии, т. е. очень медленно. Вольт-амперная характеристика туннельного диода приведена на рис. 3.10 а, а его схематическое изображение — на рис. 3.10 б.

На вольт-амперной характеристике туннельного диода можно выделить три основных участка: начальный участок роста тока от точки 0 до I_{max} , участок спада тока от I_{max} до I_{min} и участок дальнейшего роста тока от I_{min} . Очевидно, что спадающий участок, на котором положительному приращению напряжения $\Delta U > 0$ соответствует отрицательное приращение тока ΔI , имеет отрицательное сопротивление (или отрицательную проводимость $-G$).

Схема замещения туннельного диода в выбранной рабочей точке на участке отрицательного сопротивления для малого сигнала имеет вид, приведенный на рис. 3.10 в. На этой схеме C — общая емкость диода в точке минимума вольт-

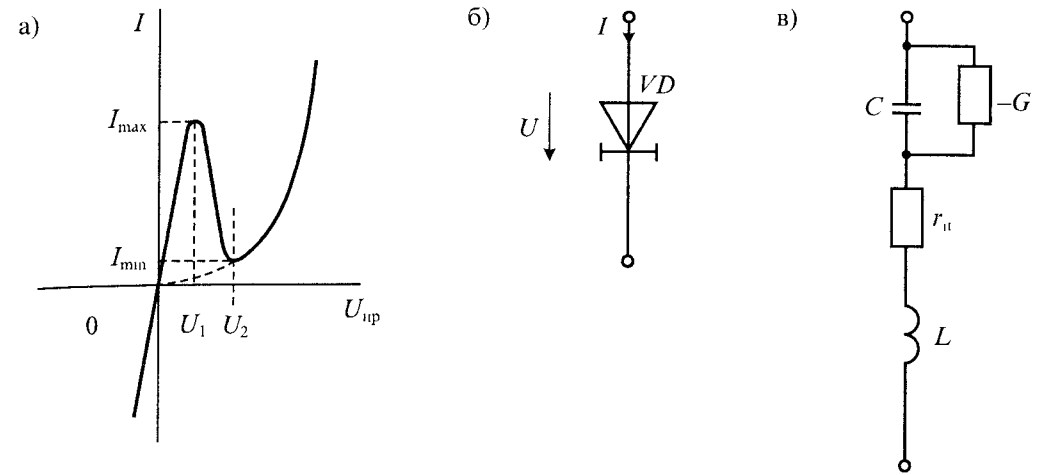


Рис. 3.10. Вольт-амперная характеристика туннельного диода (а), его схематическое изображение (б), и схема замещения (в)

амперной характеристики, $-G$ — отрицательная проводимость на падающем участке, r_n — последовательное сопротивление потерь, L — индуктивность выводов

Схема генератора на туннельном диоде приведена на рис. 3.11 а. В этой схеме туннельный триод ТД включается последовательно с нагрузкой и источником постоянного напряжения E . Для возникновения колебаний в этой схеме необходимо выполнить два условия. Первое условие состоит в том, чтобы напряжение источника E обеспечивало нахождение рабочей точки ТД на участке отрицательного сопротивления (падающем участке). Второе условие заключается в том, чтобы отрицательное сопротивление ТД было больше положительного сопротивления нагрузки R_n (т. е. $1/G > R_n$).

На рис. 3.11 б показано, как нужно выбирать напряжение источника питания E при заданном сопротивлении нагрузки R_n . На осях вольт-амперной характеристики ТД откладываются две точки. На оси напряжения откладывается напряжение источника питания E , что соответствует напряжению на диоде при закороченной нагрузке R_n , а на оси тока откладывается ток E/R_n , что соответствует закороченному ТД. Эти две точки соединяются прямой линией, которая называется нагрузочной. Пересечение линии нагрузки R_n с вольт-амперной характеристикой ТД соответствует их одинаковому току (что необходимо при последовательном их соединении) и определяет положение рабочей точки.

Как видно из рис. 3.11 б, рабочая точка на падающем участке может быть обеспечена двумя способами проведения нагрузочной линии. Нагрузочная линия 1, проведенная через точки E_1 и E_1/R_n , пересекает вольт-амперную характеристику ТД в трех точках А, В и С. Очевидно, что при подключении питания к схеме первой будет рабочая точка А, в которой сопротивление ТД положительное и, следовательно, генерации не будет.

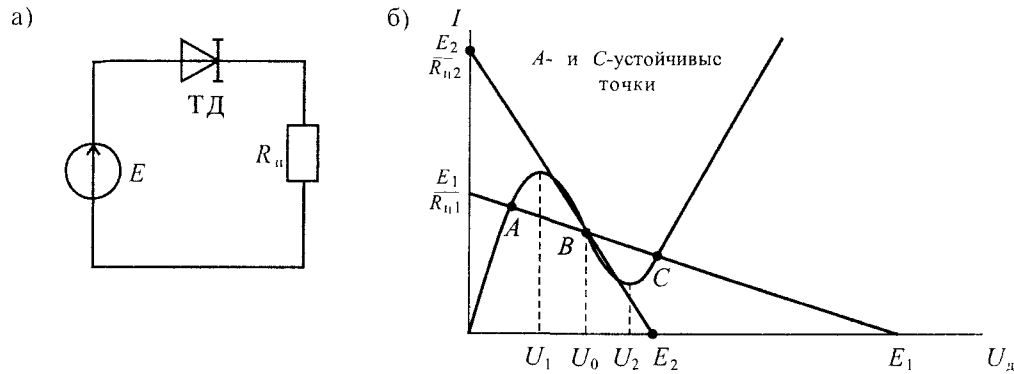


Рис 3.11 Схема генератора на туннельном диоде (а), и определение условий возникновения колебаний (б)

Нагрузочная линия 2, проведенная между точками E_2 и $E_2/R_{н2}$, пересекает вольт-амперную характеристику ТД только в одной точке B . Такой выбор напряжения питания E_2 и нагрузки $R_{н2}$ обеспечивает возможность возникновения колебаний в схеме. Для определения допустимого сопротивления нагрузки найдем отрицательное сопротивление ТД. Для этого определим полное сопротивление ТД, пользуясь его схемой замещения (рис. 3.10 в):

$$Z_{вх} = r_{н} - \frac{G}{G^2 + \omega^2 C^2} + j\left(\omega L - \frac{\omega C}{G^2 + \omega^2 C^2}\right). \quad (3.12)$$

Полное активное сопротивление в схеме рис. 3.11 а будет иметь значение

$$R_a = R_{н} + r_{н} - \frac{G}{G^2 + \omega^2 C^2}. \quad (3.13)$$

Если это сопротивление удовлетворяет условию $R_a \leq 0$, то колебания в схеме возможны. Критическая частота возникновения колебаний определяется при условии, что $R_a = 0$, и имеет значение

$$\omega_{кр} = \frac{G}{C} \sqrt{\frac{1}{Gr_{н}} - 1}, \quad (3.14)$$

т. е. полностью определяется только параметрами ТД.

Для определения частоты собственных колебаний необходимо приравнять к нулю мнимую часть полного сопротивления (3.13):

$$\omega_p L - \frac{\omega_p C}{G^2 + \omega_p^2 C^2} = 0. \quad (3.15)$$

Решая уравнение (3.15) относительно резонансной частоты, найдем частоту колебаний в схеме рис. 3.11 а

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{G}{C}\right)^2}. \quad (3.16)$$

Для существования колебаний в генераторе по схеме рис. 3.11 а необходимо выполнение условия

$$\omega_p < \omega_{кр}. \quad (3.17)$$

Для того чтобы колебания не содержали гармоники, необходимо, чтобы их амплитуда не превышала $0,1U_0$. Поэтому в генераторах на ТД амплитуда колебаний обычно составляет примерно 10...20 мВ. Максимальная амплитуда колебаний равна $U_2 - U_1 \approx 100$ мВ. Рабочая частота генератора на ТД обычно превышает 1 ГГц.

Обращенный диод является вырожденным туннельным диодом. Подбором концентрации примесей таким образом, чтобы границы зон не перекрывались, а совпадали при отсутствии внешнего смещения на переходе, можно получить обычную диодную характеристику в области положительных напряжений. При этом участок отрицательного сопротивления будет отсутствовать. Вольт-амперная характеристика обращенного диода приведена на рис. 3.12 а, а его условное обозначение — на рис. 3.12 б.

Обращенные диоды применяются для выпрямления на сверхвысоких частотах очень малых напряжений. Однако при использовании обращенного диода необходимо поменять местами анод и катод, так как меняются местами области выпрямления. Это и обусловило название диода — обращенный.

Фотодиод (ФД) представляет собой диод с открытым $p-n$ -переходом. Световой поток, падающий на открытый $p-n$ -переход приводит к появлению в одной из областей дополнительных неосновных носителей зарядов, в результате чего увеличивается обратный ток. В общем случае ток фотодиода определяется формулой

$$I = I_s(e^{U/\phi_s} - 1) - I_{ф} = I_{диф} - (I_s + I_{ф}), \quad (3.18)$$

где $I_{ф} = S_f \Phi$ — фототок, S_f — интегральная чувствительность, Φ — световой поток.

Вольт-амперные характеристики ФД приведены на рис. 3.1 а, а его схематическое изображение — на рис. 3.13 б.

Без включения нагрузки фотодиод может работать в двух режимах: 1) короткого замыкания и 2) холостого хода. В режиме короткого замыкания напряжение на диоде равно нулю, и ток в диоде равен фототоку, т. е. $I = -I_{ф} = -S_f \Phi$. Таким образом, в режиме короткого замыкания соблюдается прямая пропорциональность между током в диоде и световым потоком. Такая пропорциональность достаточно хорошо соблюдается в пределах 6-7 порядков.

В режиме холостого хода тока в диоде нет, а напряжение холостого

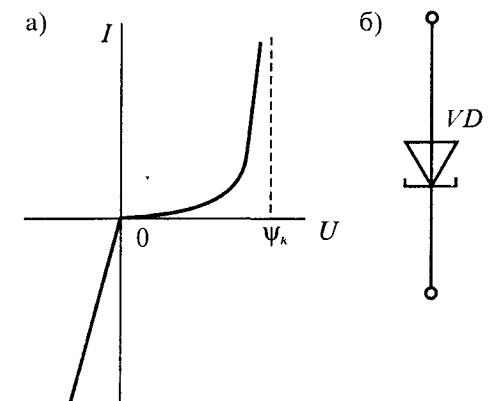


Рис. 3.12. Вольт-амперная характеристика обращенного диода (а), его схематическое изображение (б)

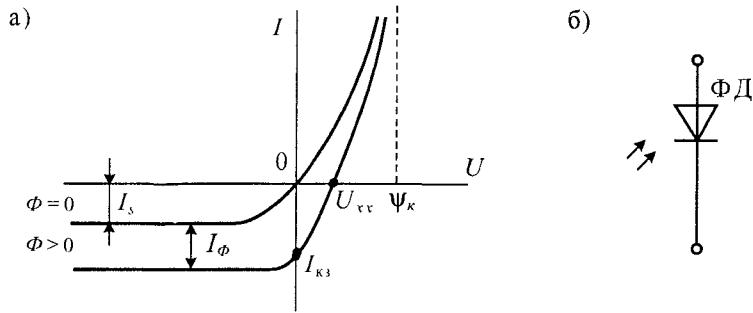


Рис. 3.13. Вольт-амперная характеристика фотодиода (а), его схематическое изображение (б)

хода U_{xx} , отмеченное на рис. 3.13 а, лежит на горизонтальной оси. Для определения этого напряжения можно прологарифмировать выражение (3.18), откуда находим

$$U_{xx} = \varphi_T \ln \left(\frac{I_\phi}{I_s} + 1 \right). \quad (3.19)$$

Таким образом, при $I=0$ область P заряжается положительно, а область N — отрицательно и между электродами фотодиода при освещении появляется разность потенциалов, называемая фото-эдс. Фото-эдс равна напряжению U_{xx} и не может превышать контактной разности потенциалов ψ_k . Для кремниевых фотодиодов напряжения $U_{xx} < 0,7$ В.

Для режима холостого хода характерна логарифмическая зависимость выходного напряжения от освещенности, причем выходное напряжение не превышает некоторого определенного значения при любой освещенности.

Реализовать режим короткого замыкания фотодиода можно только с помощью *операционного усилителя* (см. Лекцию 8), а практическая реализация режима холостого хода вообще затруднительна. В этом случае можно говорить о работе фотодиода на некоторую нагрузку. Схема включения фотодиода на нагрузку приведена на рис. 3.14 а, а нагрузочная характеристика — на рис. 3.14 б.

Для построения нагрузочной прямой можно воспользоваться методикой, приведенной при анализе режима туннельного диода (рис. 3.11 б). Для этого на горизонтальной оси нужно отложить напряжение источника E , а на вертикальной оси — ток короткого замыкания E/R_n . Прямая, соединяющая эти точки, и является нагрузочной прямой. Пересечение нагрузочной прямой с вольт-амперными характеристиками фотодиода позволяет определить напряжение на нагрузке R_n . Для этого нужно из точек пересечения восстановить перпендикуляры до пересечения с горизонтальной осью. Эти точки пересечения и дают значение напряжения на нагрузке.

Из приведенного на рис. 3.14 б построения следует, что при отсутствии освещения напряжение на фотодиоде будет максимальным U_T . При увеличении освещения ток в фотодиоде возрастает, а напряжение на нем падает. Напряжение на

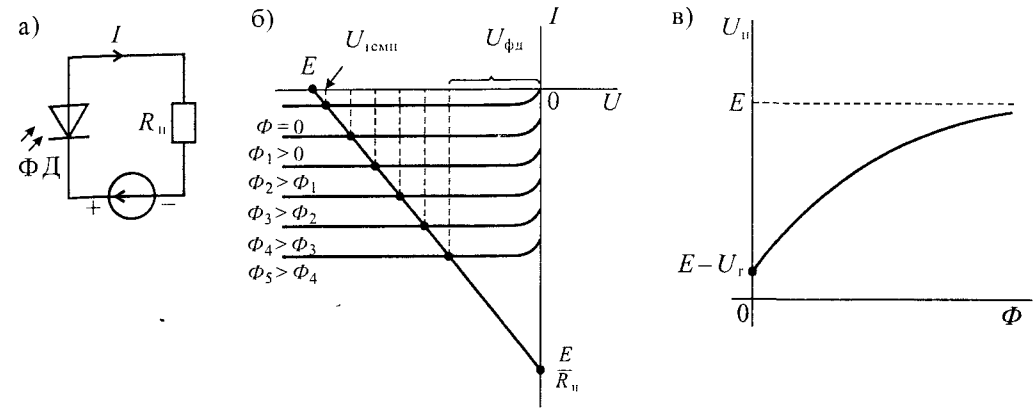


Рис. 3.14. Схема включения фотодиода с нагрузкой (а), построение нагрузочной характеристики (б) и график напряжения на нагрузке (в)

нагрузке определяется как разность напряжения источника питания и напряжения на фотодиоде

$$U_n = E - U_{\text{фд}}.$$

График зависимости $U_n = f(\Phi)$ приведен на рис. 3.14 в.

Фотодиоды находят применение как приемники оптического излучения. Основными характеристиками фотодиодов являются: диапазон длин волн принимаемого излучения, интегральная чувствительность S_i , темновой ток I_t и постоянная времени τ . Большинство фотодиодов работает в широком диапазоне длин волн как видимого, так и невидимого излучения $\Delta\lambda = 0,4 \dots 2$ мкм. Интегральная чувствительность зависит от площади p - n -перехода и может изменяться в пределах $10^{-3} \dots 1$ мкА/люкс. Темновой ток обычно невелик и имеет значение $10^{-2} \dots 1$ мкА.

Фотодиоды имеют очень малую инерционность, т. к. ток в них обусловлен дрейфом неосновных носителей и не связан с диффузией носителей через переход. Постоянная времени τ фотодиодов лежит в пределах $10^{-3} \dots 1$ мкс.

Обозначение фотодиодов состоит из букв ФД и порядкового номера разработки. Например, фотодиод ФД24К имеет интегральную чувствительность 0,5 мкА/лк и темновой ток 1 мкА. В связи со сравнительно небольшим уровнем выходного сигнала фотодиоды обычно работают с усилителем. Усилитель может быть внешним и интегрированным вместе с фотоприемником.

Светоизлучающие диоды (СИД) преобразуют электрическую энергию в световое излучение за счет рекомбинации электронов и дырок. В обычных диодах рекомбинация (объединение) электронов и дырок происходит с выделением тепла, т. е. без светового излучения. Такая рекомбинация вызывается фонной. В СИД преобладает рекомбинация с излучением света, которая называется фотонной. Обычно такое излучение бывает резонансным и лежит в узкой полосе частот. Для изменения длины волны излучения можно менять материал, из которого изготовлен светодиод, или изменять ток. На рис. 3.15 а показано схематическое изображение светодиода, а на рис. 3.15 б приведены спектральные характеристики излучения.

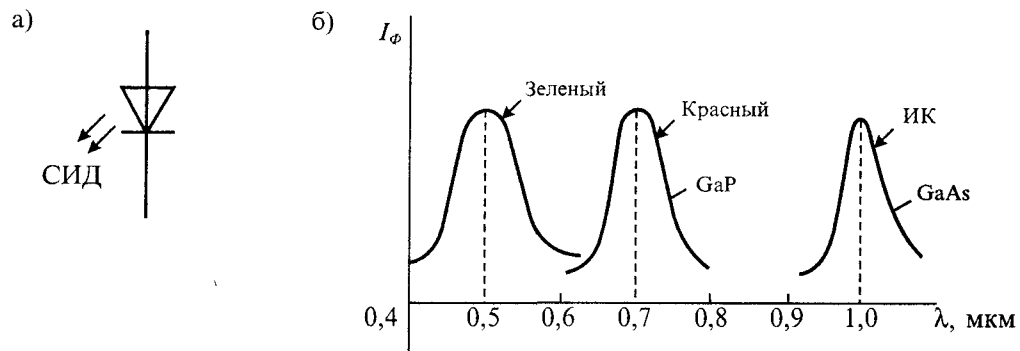


Рис 3.15. Условное схематическое изображение светодиода (а) и спектральные характеристики излучения (б)

Для изготовления светодиодов наиболее часто используют фосфид галлия или арсенид галлия. Для диодов видимого излучения часто используют фосфид-арсенид галлия. Из отдельных светодиодов собирают блоки и матрицы, которые позволяют высвечивать изображения букв и цифр.

Инжекционный лазер — это диод с монохроматическим излучением. Когерентное монохроматическое излучение обеспечивается стимулированной фотонной рекомбинацией, которая возникает при инжекции носителей заряда при определенном токе. Минимальный ток, при котором преобладает стимулированная фотонная рекомбинация, называется пороговым. При увеличении тока выше порогового значения происходит ухудшение монохроматического излучения.

Лекция 4. Биполярные транзисторы

Устройство и принцип действия биполярного транзистора. Биполярным транзистором называется полупроводниковый прибор, имеющий два взаимодействующих между собой *p-n*-перехода. Технология изготовления биполярных транзисторов может быть различной — сплавление, диффузия, эпитаксия, — что в значительной мере определяет характеристики прибора.

В зависимости от последовательности чередования областей с различным типом проводимости различают *n-p-n*-транзисторы и *p-n-p*-транзисторы. Упрощенное устройство плоскостного *n-p-n*-транзистора приведено на рис. 4.1 а, его условное обозначение — на рис. 4.1 б, а схема замещения — на рис. 4.1 в. Аналогичные представления для *p-n-p*-транзистора приведены на рис. 4.1 г, д, е.

Средняя часть рассматриваемых структур называется базой, одна крайняя область — коллектором, а другая — эмиттером. В несимметричных структурах

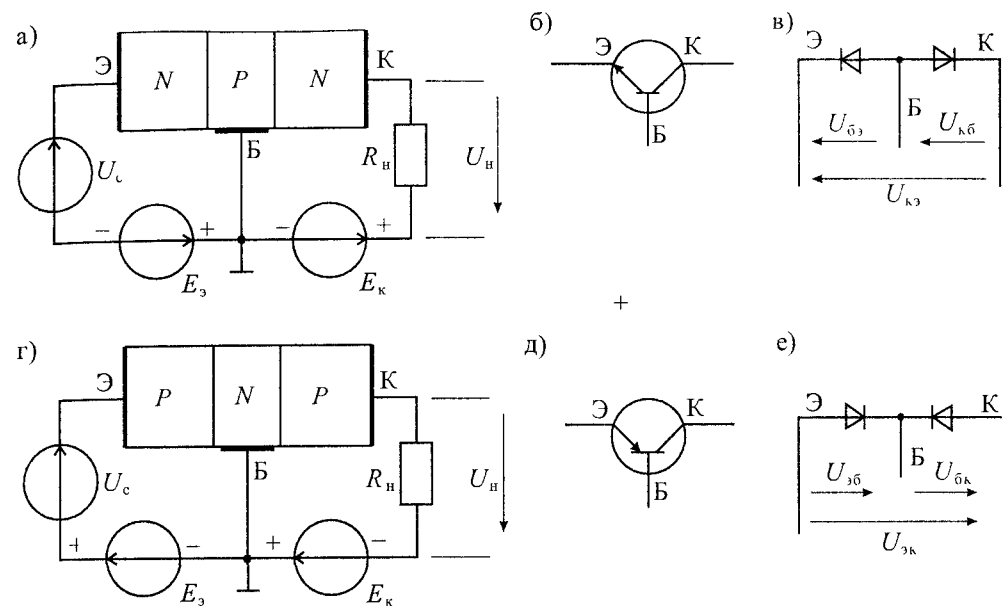


Рис 4.1. Устройство *n-p-n*-транзистора (а), его схематическое изображение (б) и схема замещения (в). Устройство *p-n-p*-транзистора (г), его схематическое изображение (д) и схема замещения (е)

электрод базы располагается ближе к эмиттеру, а ширина базы зависит от частотного диапазона транзистора и с повышением частоты уменьшается. В зависимости от полярности напряжений, приложенных к электродам транзистора, различают следующие режимы его работы: линейный (усилительный), насыщения, отсечки и инверсный.

В линейном режиме работы транзистора эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный — в обратном. В режиме насыщения оба перехода смещены в прямом направлении, а в режиме отсечки — в обратном. И, наконец, в инверсном режиме коллекторный переход смещен в прямом направлении, а эмиттерный — в обратном. Кроме рассмотренных режимов возможен еще один режим, который является не рабочим, а аварийным — это режим пробоя.

Работа транзистора основана на управлении токами электродов в зависимости от приложенных к его переходам напряжений. В линейном режиме, когда переход база-эмиттер открыт благодаря приложенному к нему напряжению $E_3 = U_{бэ}$, через него протекает ток базы $i_б$. Протекание тока базы приводит к инжекции зарядов из области коллектора в область базы, причем ток коллектора определяется как $i_к = B i_б$, где B — коэффициент передачи тока базы. Прямое напряжение $U_б$, на эмиттерном переходе связано с током коллектора уравнением Эберса — Молла

$$i_к = I_{к0} (e^{U_{бэ}/\varphi_T} - 1), \tag{4.1}$$

где $I_{кб0}$ — обратный ток коллекторного перехода при его обратном смещении, ϕ_T — тепловой потенциал.

Из уравнения (4.1) следует, что при прямом смещении эмиттерного перехода в выполнении условия $U_{бэ} > \phi_T$, ток коллектора растет с ростом напряжения $U_{бэ}$ по экспоненциальному закону:

$$i_k \approx I_{кб0} e^{U_{бэ}/\phi_T}, \quad (4.2)$$

где $U_{бэ} \leq \psi_k$ — контактная разность потенциалов.

При изменении полярности напряжения на эмиттерном переходе транзистор переходит в режим отсечки и ток коллектора равен обратному току коллекторного перехода $I_{кобр} = I_{кб0}$. Из уравнения (4.1) легко найти напряжение на эмиттерном переходе

$$U_{бэ} = \phi_T \ln\left(\frac{i_k}{I_{кб0}} + 1\right). \quad (4.3)$$

Поскольку $\phi_T = 25$ мВ при $T = 300$ К, то уже при напряжении $U_{бэ} = 100$ мВ можно считать, что $U_{бэ} = \phi_T \ln(i_k/I_{кб0})$. Выходные вольт-амперные характеристики транзистора приведены на рис. 4.2 а. Линейная область на этих характеристиках отмечена штриховой линией. Транзистор будет находиться в линейной области, если напряжение на коллекторе достаточно большое и выходит за границу штриховой линии.

Отметим некоторые особенности характеристик транзистора в линейной области. Во-первых, приращение тока коллектора пропорционально изменению тока базы. Во-вторых, ток коллектора почти не зависит от напряжения на коллекторе (в соответствии с уравнением (4.1) такой зависимости вообще нет). В-третьих, напряжение на базе не зависит от напряжения на коллекторе и слабо зависит

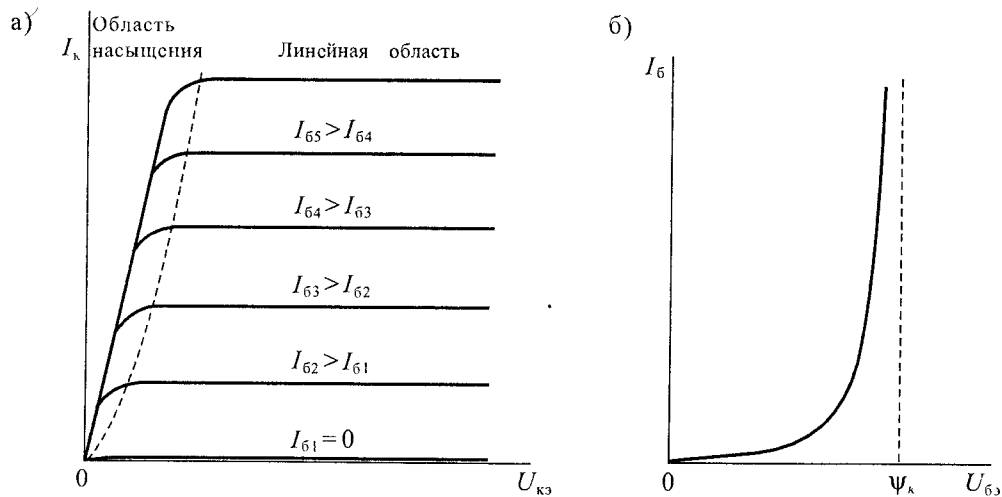


Рис. 4.2. Выходные характеристики биполярного транзистора (а) и его входная характеристика (б)

от тока базы. Из сказанного следует, что в линейном режиме транзистор для малых приращений тока базы можно заменить источником тока коллектора, управляемого током базы. При этом, если пренебречь падением напряжения между базой и эмиттером, то можно считать этот переход коротким замыканием. В результате для линейного режима можно использовать простейшую модель транзистора, приведенную на рис. 4.3 а.

Пользуясь этой моделью, можно легко рассчитать коэффициент усиления каскада, изображенного на рис. 4.3 б. Заменяя транзистор его моделью, получим эквивалентную схему, изображенную на рис. 4.3 в. Для этой схемы находим

$$i_б = \frac{u_с}{R_б}; \quad i_к = \beta i_б; \quad u_н = i_к R_н = \beta i_б R_н,$$

откуда

$$u_н = \frac{u_с \beta R_н}{R_б} \quad \text{или} \quad K_u = \frac{R_н}{R_б} \cdot \beta.$$

Если необходимо сделать расчет более точным, то модель транзистора можно усложнить введением других параметров, которые не учитывались при составлении схемы, изображенной на рис. 4.3 а. Уточненная схема замещения биполярного транзистора приведена на рис. 4.4. Этой схеме замещения соответствуют уравнения, которые называются уравнениями транзистора в H -параметрах

$$\begin{cases} u_{бэ} = H_{11} i_б + H_{12} u_{кэ}, \\ i_к = H_{21} i_б + H_{22} u_{кэ}. \end{cases} \quad (4.4)$$

Физический смысл параметров, приведенных в системе уравнений (4.4), можно легко установить, если воспользоваться режимами холостого хода на входе схемы и

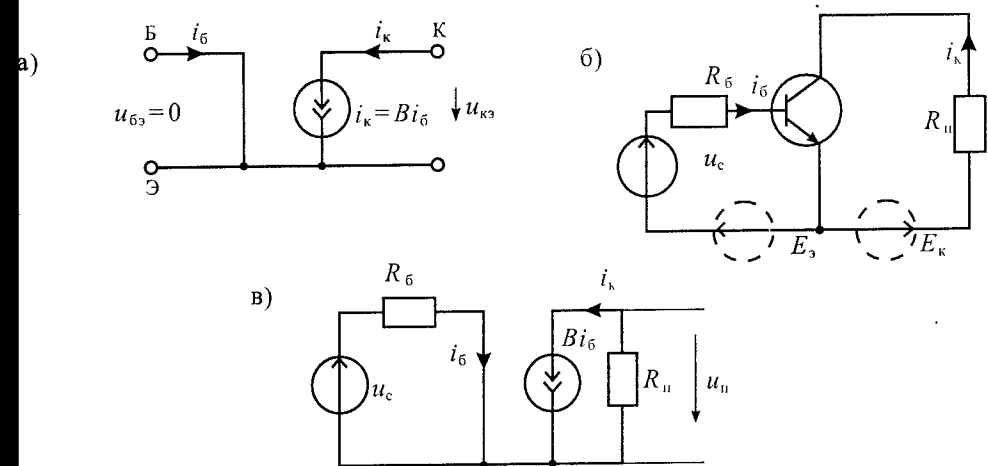


Рис. 4.3. Простейшая схема замещения биполярного транзистора (а), схема усилительного каскада (б) и расчетная схема (в)

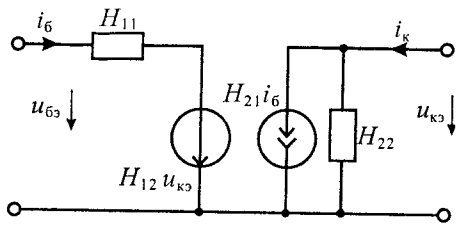


Рис 4.4. Схема замещения биполярного транзистора в H -параметрах

Параметры холостого хода в соответствии с (4.5) обозначаются как: H_{12} — обратная передача по напряжению и H_{22} — выходная проводимость. Параметры короткого замыкания определяются из (4.6) и имеют значения: H_{11} — входное сопротивление, H_{21} — прямая передача по току. Полученная система параметров транзистора не противоречит простейшей схеме замещения, приведенной на рис. 4.3 а. Так, при $H_{11}=H_{12}=H_{22}=0$ получаем вместо схемы рис. 4.4 схему рис. 4.3 а, если положить, что $B=H_{21}$.

Отметим, что в справочниках по транзисторам обычно приводятся не все четыре H -параметра, а только некоторые из них. Обязательно приводится параметр $H_{21}=B$ — коэффициент передачи по току, а остальные, если они не приводятся, иногда можно рассчитать по уравнениям (4.5) и (4.6).

Для перехода из линейного режима в режим насыщения необходимо увеличивать ток базы до тех пор, пока напряжение на коллекторе не понизится до такого значения, при котором произойдет отпирание коллекторного перехода. Такая ситуация может возникнуть в схеме рис. 4.3 б, когда в коллекторной цепи включено сопротивление нагрузки R_n . В этом случае увеличение тока базы i_6 приведет к увеличению тока коллектора i_k . В результате увеличится падение напряжения на нагрузке R_n и уменьшится напряжение на коллекторе $u_{к3}$. Условием насыщения транзистора является равенство нулю напряжения

$$u_{к6} = u_{к3} - u_{63} = 0. \quad (4.7)$$

При глубоком насыщении транзистора выполняется условие $u_{к6} > 0$. В любом случае при переходе в режим насыщения в базе протекает избыточный ток, т. е. ток базы превышает значение, необходимое для получения данного тока коллектора при работе транзистора в линейном режиме. Выполнение условия $u_{к6} = 0$ обычно называют граничным режимом, так как он характеризует переход транзистора из линейного режима в режим насыщения. Глубину насыщения транзистора характеризуют коэффициентом насыщения, который определяют как отношение тока базы $I_{6 \text{ нас}}$ транзистора в насыщенном режиме к току базы $I_{6 \text{ гр}}$ в граничном режиме

$$q = \frac{I_{6 \text{ нас}}}{I_{6 \text{ гр}}}. \quad (4.8)$$

При глубоком насыщении транзистора в базе накапливается большое количество неосновных носителей, которые задерживают выключение транзистора.

короткого замыкания на ее выходе. При холостом ходе на входе $i_6 = 0$, откуда находим два параметра

$$H_{12} = \frac{u_{63}}{u_{к3}} \quad \text{и} \quad H_{22} = \frac{i_k}{u_{к3}}. \quad (4.5)$$

Аналогично при коротком замыкании на выходе ($u_{к3} = 0$) находим два других параметра

$$H_{11} = \frac{u_{63}}{i_6} \quad \text{и} \quad H_{21} = \frac{i_k}{i_6}. \quad (4.6)$$

Поскольку в режиме насыщения напряжение между коллектором и эмиттером достаточно малое, то в этом режиме транзистор можно заменить замкнутым ключом, на котором падает небольшое напряжение. Схема замещения транзистора в режиме насыщения приведена на рис. 4.5 а. В соответствии с этой схемой замещения напряжение на насыщенном ключе определяется по формуле

$$U_{к3 \text{ нас}} = I_k R_{\text{нас}} + E_{\text{п}}, \quad (4.9)$$

где $R_{\text{нас}}$ сопротивление насыщенного ключа, $E_{\text{п}} = 0,5 \dots 0,1$ В. В справочных данных на транзисторы обычно приводится значение $U_{к3 \text{ нас}}$ при заданном токе коллектора.

Другим ключевым режимом биполярного транзистора является режим отсечки. Перевести транзистор в режим отсечки можно приложением между базой и эмиттером обратного напряжения. Граничным режимом в этом случае является выполнение условия $u_{63} = 0$. В режиме отсечки транзистор можно заменить разомкнутым ключом, схема замещения которого приведена на рис. 4.5 б. В соответствии с этой схемой замещения транзистор в режиме отсечки имеет некоторое достаточно большое сопротивление R_0 и параллельно включенный ему генератор небольшого тока утечки $I_{y1} \approx I_{к60}$. На вольт-амперных характеристиках транзистора, приведенных на рис. 4.2 а, режиму отсечки соответствует горизонтальная линия при $i_6 = 0$.

В справочных данных на транзисторы для режима отсечки обычно приводится обратный ток коллектор — эмиттер $I_{к3R}$ при заданном напряжении на коллекторе и при заданном сопротивлении R , включенном между базой и эмиттером. Таким образом, два ключевых режима транзистора — режимы насыщения и отсечки — позволяют использовать транзистор как замкнутый или разомкнутый ключ S . Остальные элементы на схемах замещения, приведенных на рис. 4.5, соответствуют неидеальности транзисторного ключа.

Транзисторные ключи находят широкое применение в различных электронных устройствах: измерительных усилителях для коммутации сигналов, в силовых преобразователях частоты и др. Во всех этих применениях транзистор попеременно переводится из режима насыщения в режим отсечки и обратно. В связи с этим очень важным является скорость переключения такого ключа, которая обычно характеризуется временем переключения или максимальной частотой коммутации.

Последним режимом работы транзистора является инверсный режим, при котором коллекторный переход смещается в прямом направлении, а эмиттерный

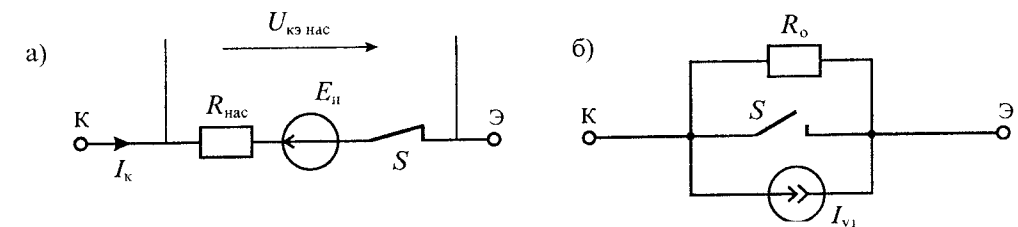


Рис. 4.5. Схемы замещения транзисторного ключа в режиме насыщения (а) и отсечки (б)

в обратном. По сути дела, в этом режиме коллектор и эмиттер меняются местами и роль коллектора теперь выполняет эмиттер. Если транзистор несимметричный, то обычно в инверсном режиме падает усиление транзистора ($B_{инв} < B_{лин}$).

Наиболее часто инверсный режим транзистора используется в двунаправленных ключах. В этом случае транзистор делается симметричным и его усиление практически не изменяется при замене коллектора и эмиттера. В таких транзисторах области коллектора и эмиттера имеют одинаковые свойства и геометрические размеры, поэтому любая из них может работать как эмиттер или коллектор. Для симметричных транзисторов характеристики в инверсном режиме подобны характеристикам в линейном режиме.

Динамические характеристики биполярного транзистора. Динамические характеристики транзистора по-разному описывают его поведение в линейном или ключевом режимах. Для ключевых режимов очень важным является время переключения транзистора из одного состояния в другое. В то же время для усилительного режима транзистора более важными являются его свойства, которые показывают возможность транзистора усиливать сигналы различных частот.

Процессы включения и выключения транзисторного ключа показаны на рис. 4.6. При включении транзистора (рис. 4.6 а) в его базу подается прямоугольный импульс тока с крутым фронтом. Ток коллектора достигает установившегося значения не сразу после подачи тока в базу. Имеется некоторое время задержки $t_{зад}$, спустя которое появляется ток в коллекторе. Затем ток в коллекторе плавно нарастает и после времени $t_{нар}$ достигает установившегося значения $I_{к вкл}$, таким образом

$$t_{вкл} = t_{зад} + t_{нар}, \quad (4.10)$$

где $t_{вкл}$ — время включения транзистора.

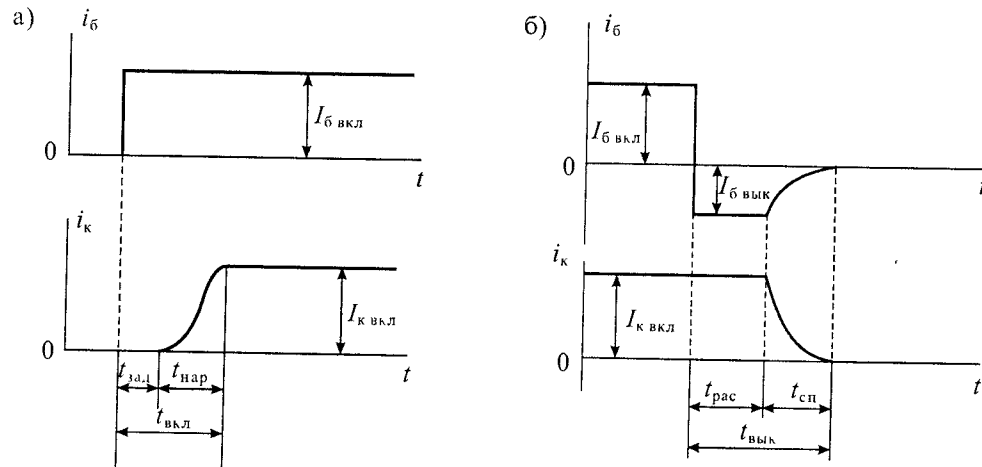


Рис 4.6 Процессы при включении транзистора (а) и выключении (б)

При выключении транзистора на его базу подается обратное напряжение, в результате чего ток базы меняет свое направление и становится равным $I_{б вык}$. Пока происходит рассасывание неосновных носителей заряда в базе, этот ток не меняет своего значения. Это время называется временем рассасывания $t_{рас}$. После окончания процесса рассасывания происходит спад тока базы, который продолжается в течение времени $t_{сп}$. Таким образом, время выключения транзистора равно

$$t_{вык} = t_{рас} + t_{сп}. \quad (4.11)$$

Следует особо отметить, что при выключении транзистора, несмотря на изменение направления тока базы, транзистор в течение времени $t_{рас}$ остается включенным и коллекторный ток не меняет своего значения. Спад тока коллектора начинается одновременно со спадом тока базы и заканчиваются они практически одновременно.

Время рассасывания сильно зависит от степени насыщения транзистора перед его выключением. Минимальное время выключения получается при граничном режиме насыщения. Для ускорения процесса рассасывания в базу пропускают обратный ток, который зависит от обратного напряжения на базе. Однако прикладывать к базе большое обратное напряжение нельзя, так как может произойти пробой перехода база-эмиттер. Максимальное обратное напряжение на базе обычно не превышает 5...7 В.

Если к базе транзистора в процессе запириания не прикладывается обратное напряжение (например, база замыкается на эмиттер), то такое запириание транзистора называется пассивным. При пассивном запириании время рассасывания значительно увеличивается, а обратный ток базы уменьшается. Форма тока коллектора при подаче в базу прямоугольного импульса тока показана на рис. 4.7. Из этого рисунка видно, что форма импульса тока коллектора не только изменяется за счет растягивания длительности фронтов, но и сам импульс увеличивается по длительности на время $t_{рас}$. В справочных данных обычно приводят времена включения, спада и рассасывания. Для наиболее быстрых транзисторов время рассасывания имеет значение 0,1...0,5 мкс, однако для многих силовых транзисторов оно достигает 10 мкс.

Динамические свойства транзистора в усилительном режиме принято характеризовать не временем включения или выключения, а его частотными характеристиками. Имеется много различных моделей транзисторов, работающих на высоких частотах, однако наиболее распространенными являются модели, основанные на схеме замещения Джиаколетто и аппроксимации зависимости коэффициента передачи тока базы (или эмиттера) на высокой частоте.

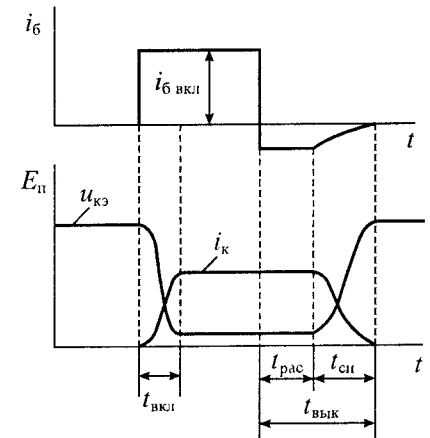


Рис. 4.7. Изменение формы импульса при работе транзисторного ключа

Рассмотрим вначале схему замещения транзистора, предложенную Джиаколетто. Эта схема приведена на рис. 4.8 а и представляет собой П-образную схему в которой усилительные свойства транзистора учтены крутизной S его вольт-амперной характеристики (т.е. проводимостью прямой передачи), а частотная зависимость усилительных свойств определяется учетом емкостей между базой и коллектором — C_k и базой и эмиттером — $C_э$. Достоинство этой схемы замещения заключается в том, что она с достаточной для практических расчетов точностью отражает реальные свойства транзисторов на высоких частотах. Кроме того, все параметры элементов этой схемы замещения можно легко измерить или рассчитать.

На схеме замещения (рис. 4.8 а) точки B , K и \mathcal{E} являются реальными выводами базы, коллектора и эмиттера транзистора. Точка B' находится внутри транзистора и, следовательно, доступа к ней нет. Сопротивление $r_б$, разделяющее точки B и B' , называют распределенным сопротивлением базы. Активная проводимость $g_э$ и емкость $C_э$ совместно отражают полную проводимость эмиттерного перехода. Отношение этих величин называется постоянной времени эмиттерного перехода $\tau_э = C_э/g_э$ и от режима работы транзистора практически не зависит.

Влияние коллекторного перехода учтено его полной проводимостью, состоящей из g_k и C_k . Отношение этих параметров называется постоянной времени коллекторного перехода $\tau_k = C_k/g_k$ и также почти не зависит от режима работы транзистора. Проводимость g_k обычно очень мала, а емкость C_k несколько уменьшается с увеличением напряжения на коллекторе.

Наличие связи между эмиттером и коллектором учтено в схеме замещения активной проводимостью $g_{эк}$. Для высокочастотных транзисторов эта проводимость настолько мала, что ее можно не учитывать. Источник тока $Su_{бэ}$, включенный между коллектором и эмиттером, аналогичен источнику тока $H_{21}i_б$, приведенному в схеме замещения рис. 4.4, однако в отличие от последнего он управляется не током базы $i_б$, а напряжением $u_{бэ}$.

Эта схема объясняет причины, приводящие к уменьшению усиления транзистора с повышением частоты. Во-первых, с ростом частоты увеличивается полная

проводимость эмиттерного перехода, что приводит к увеличению тока $i_б$ и увеличению падения напряжения на $r_б$. Таким образом, управляющее напряжение $u_{бэ}$ для источника тока уменьшается с ростом частоты и, следовательно, уменьшается усиление транзистора.

Дополнительное снижение усиления обусловлено влиянием коллекторной проводимости, которая тоже увеличивается с ростом частоты. В результате ток базы еще больше увеличивается, что приводит к дополнительному снижению напряжения $u_{бэ}$.

Другим способом учета влияния частоты на усилительные свойства транзистора является аппроксимация зависимости коэффициента передачи тока базы от частоты, т.е. вместо постоянного значения коэффициента передачи тока базы B используется частотно-зависимый коэффициент

$$\beta(\omega) = h_{21}(\omega) = \frac{\beta_0}{1 + j\omega/\omega_\beta}, \quad (4.12)$$

где: $\beta_0 = B$ — коэффициент передачи тока базы на низкой частоте, ω_β — предельная частота коэффициента передачи тока базы.

Модуль частотной зависимости коэффициента передачи тока базы определяется по формуле

$$|\beta(\omega)| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_\beta)^2}}. \quad (4.13)$$

На частоте $\omega = \omega_\beta$ модуль коэффициента передачи уменьшается по сравнению с β_0 в $\sqrt{2} = 1,41$ раза. Если $\omega > 3\omega_\beta$, то частотная зависимость коэффициента передачи тока базы принимает вид

$$|\beta(\omega)| \approx \frac{\beta_0 \omega_\beta}{\omega} = \frac{\omega_T}{\omega}, \quad (4.14)$$

где $\omega_T = \beta_0 \omega_\beta$ граничная частота коэффициента передачи тока базы, на которой коэффициент передачи тока снижается до единицы.

Рассмотренная частотная зависимость коэффициента передачи тока базы приведена на рис. 4.8 б. Следует учесть, что помимо падения усиления с ростом частоты имеет место фазовый сдвиг выходного сигнала по сравнению с входным, определяемый формулой

$$\varphi = \arctg \frac{\omega}{\omega_\beta}. \quad (4.15)$$

Поскольку фазовый сдвиг зависит от частоты, то сигналы с широким спектром частот будут дополнительно искажаться за счет фазового сдвига гармоник.

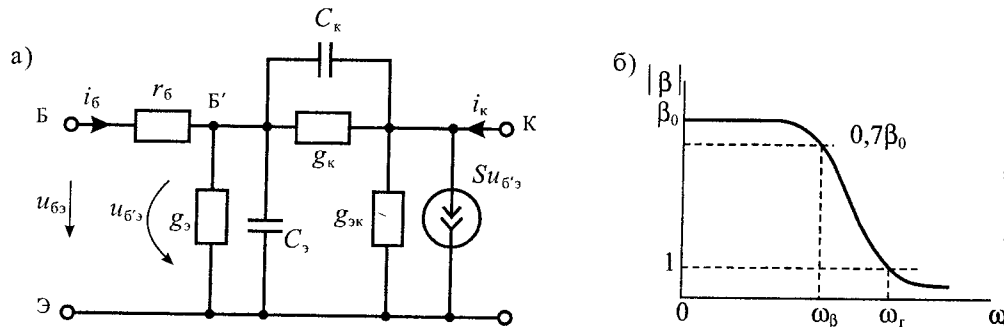


Рис. 4.8. Схема замещения транзистора на высокой частоте (а) и частотная зависимость коэффициента передачи тока базы (б)

Лекция 5. Униполярные транзисторы

Устройство и принцип действия униполярного транзистора. Униполярными, или полевыми, транзисторами называются полупроводниковые приборы, в которых регулирование тока производится изменением проводимости проводящего канала с помощью электрического поля, перпендикулярного направлению тока. Оба названия этих транзисторов достаточно точно отражают их основные особенности: прохождение тока в канале обусловлено только одним типом зарядов, и управление током канала осуществляется при помощи электрического поля.

Электроды, подключенные к каналу, называются *стоком* (Drain) и *истоком* (Source), а управляющий электрод называется *затвором* (Gate). Напряжение управления, которое создает поле в канале, прикладывается между затвором и истоком. В зависимости от выполнения затвора униполярные транзисторы делятся на две группы: с управляющим *p-n*-переходом и с изолированным затвором.

Устройство полевого транзистора с изолированным затвором (ПТИЗ) приведено на рис. 5.1 а, а полевого транзистора с управляющим переходом (ПТУП) — на рис. 5.1 б.

В полевых транзисторах с изолированным затвором электрод затвора изолирован от полупроводникового канала с помощью слоя диэлектрика из двуокиси кремния SiO_2 . Электроды стока и истока располагаются по обе стороны затвора и имеют контакт с полупроводниковым каналом. Ток утечки затвора пренебрежимо мал даже при повышенных температурах. Полупроводниковый канал может быть обеднен носителями зарядов или обогащен ими. При обедненном канале электрическое поле затвора повышает его проводимость, поэтому канал называется *индуцированным*. Если канал обогащен носителями зарядов, то он называется *встроенным*. Электрическое поле затвора в этом случае приводит к обеднению канала носителями зарядов.

Проводимость канала может быть электронной или дырочной. Если канал имеет электронную проводимость, то он называется *n*-каналом. Каналы с дырочной проводимостью называются *p*-каналами. В результате полевые транзисторы с изолированным затвором могут быть четырех типов: с каналом *n*- или *p*-типов,

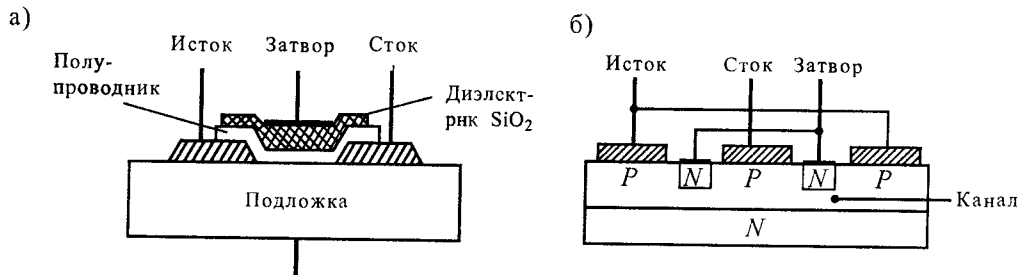


Рис. 5.1. Устройство униполярного транзистора с изолированным затвором (а) и с управляющим *p-n*-переходом (б)

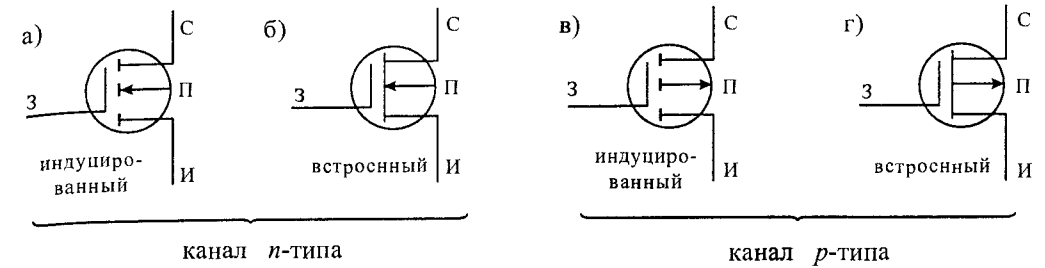


Рис. 5.2. Схематические изображения полевых транзисторов с изолированным затвором

каждый из которых может иметь индуцированный или встроенный канал. Условные схематические изображения этих типов транзисторов приведены на рис. 5.2. Графическое обозначение транзисторов содержит максимальную информацию о его устройстве. Канал транзистора изображается вертикальной штриховой или сплошной линией. Штриховая линия обозначает индуцированный канал, а сплошная — встроенный. Исток и сток действуют как невыпрямляющие контакты, поэтому изображаются под прямым углом к каналу. Подложка изображается как электрод со стрелкой, направление которой указывает тип проводимости канала. Затвор изображается вертикальной линией, параллельной каналу. Вывод затвора обращен к электроду истока.

Условное обозначение полевых транзисторов состоит из ряда букв и цифр. Первая буква указывает материал, из которого изготовлен прибор (К — кремний, А — арсенид галлия). Вторая буква, П, указывает на принадлежность к группе полевых транзисторов. Первая цифра указывает на допустимую рассеиваемую мощность и максимальную рабочую частоту. Далее идет двухзначный номер разработки транзистора. Шестая буква соответствует разбраковке по параметрам. Например, транзистор КП302А — кремниевый, полевой, малой мощности, высокочастотный.

Устройство полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом приведено на рис. 5.1 б. В таком транзисторе затвор выполнен в виде обратного смещенного *p-n*-перехода. Изменение обратного напряжения на затворе позволяет регулировать ток в канале. На рис. 5.1 б приведен полевой транзистор с каналом *p*-типа и затвором, выполненным из областей *n*-типа. Увеличение обратного напряжения на затворе приводит к снижению проводимости канала, поэтому полевые транзисторы с управляющим *p-n*-переходом работают только на обеднение канала носителями зарядов.

Условное схематическое изображение полевых транзисторов с управляющим *p-n*-переходом приведено на рис. 5.3. Поскольку ПТУП могут работать только с обеднением канала, то наличие встроенного канала показано на этом изображении

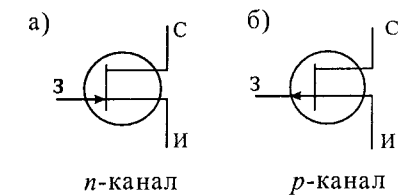


Рис. 5.3. Условные обозначения полевых транзисторов с управляющим *p-n*-переходом

сплошной линией, которая имеет контакты с электродами стока и истока. Направление стрелки на выводе затвора указывает тип проводимости канала.

Таким образом, полный набор разновидностей полевых транзисторов, имеющихся в справочной литературе, исчерпывается шестью разновидностями. Их типовые передаточные характеристики приведены на рис. 5.4. Пользуясь этими характеристиками, можно установить полярность управляющего напряжения, направление тока в канале и диапазон изменения управляющего напряжения. Из всех приведенных разновидностей транзисторов в настоящее время не выпускаются только ПТИЗ со встроенным каналом *p*-типа.

Рассмотрим некоторые особенности этих характеристик. Все характеристики полевых транзисторов с каналом *n*-типа расположены в верхней половине графика и, следовательно, имеют положительный ток, что соответствует положительному напряжению на стоке. Наоборот, все характеристики приборов с каналом *p*-типа расположены в нижней половине графика и, следовательно, имеют отрицательное значение тока и отрицательное напряжение на стоке. Характеристики

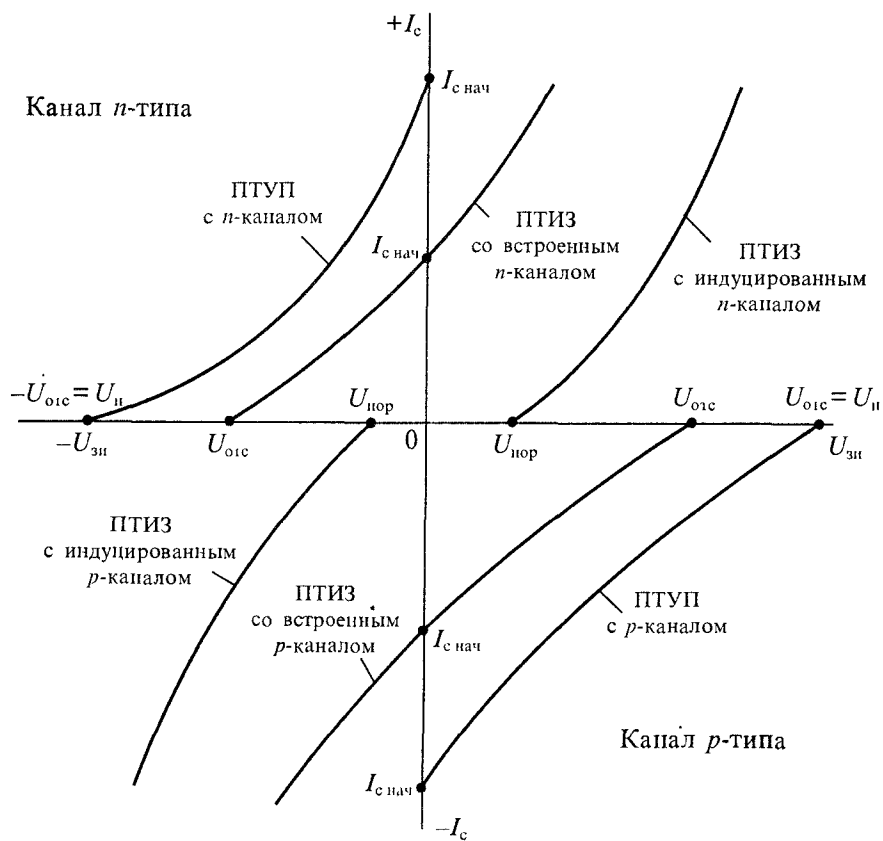


Рис. 5.4. Типовые передаточные характеристики полевых транзисторов

ПТУП при нулевом напряжении на затворе имеют максимальное значение тока, которое называется начальным $I_{c \text{ нач}}$. При увеличении запирающего напряжения ток стока уменьшается и при напряжении отсечки $U_{отс}$ становится близким к нулю.

Характеристики ПТИЗ с индуцированным каналом при нулевом напряжении на затворе имеют нулевой ток. Появление тока стока в таких транзисторах происходит при напряжении на затворе больше порогового значения $U_{пор}$. Увеличение напряжения на затворе приводит к увеличению тока стока.

Характеристики ПТИЗ со встроенным каналом при нулевом напряжении на затворе имеют начальное значение тока $I_{c \text{ нач}}$. Такие транзисторы могут работать как в режиме обогащения, так и в режиме обеднения. При увеличении напряжения на затворе канал обогащается и ток стока растет, а при уменьшении напряжения на затворе канал обедняется и ток стока снижается.

На рис. 5.5 приведены выходные вольт-амперные характеристики ПТУП с каналом *n*-типа. Характеристики других типов транзисторов имеют аналогичный вид, но отличаются напряжением на затворе и полярностью приложенных напряжений. На этих вольт-амперных характеристиках можно выделить две области: линейную и насыщения.

В линейной области вольт-амперные характеристики вплоть до точки перегиба представляют собой прямые линии, наклон которых зависит от напряжения на затворе. В области насыщения вольт-амперные характеристики идут практически горизонтально, что позволяет говорить о независимости тока стока от напряжения на стоке. В этой области выходные характеристики полевых транзисторов всех типов сходны с характеристиками электровакуумных пентодов. Особенности этих характеристик обуславливают применение полевых транзисторов. В линейной области полевой транзистор используется как сопротивление, управляемое напряжением на затворе, а в области насыщения — как

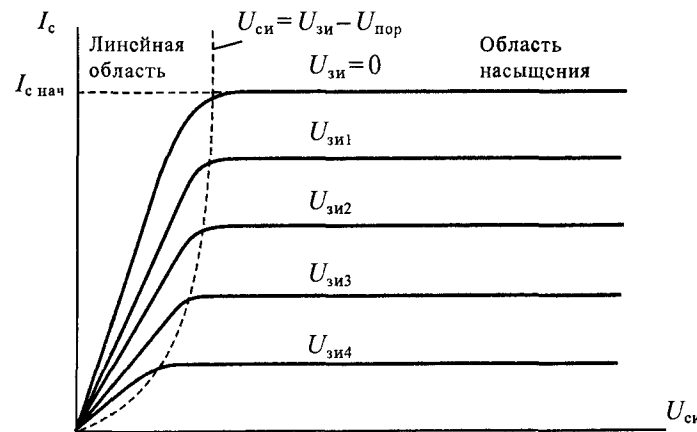


Рис. 5.5. Выходные характеристики полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом и каналом *n*-типа

усилительный элемент. Рассмотрим особенности работы полевых транзисторов в этих областях.

Линейная область. В линейной области ток стока полевого транзистора определяется уравнением

$$i_c = 2k \left[(U_{п} - u_{зи}) u_{си} - \frac{u_{си}^2}{2} \right], \quad (5.1)$$

где k — постоянный коэффициент, зависящий от конструкции транзистора, $U_{п}$ — пороговое напряжение (или напряжение отсечки), $u_{зи}$ — напряжение между затвором и истоком, $u_{си}$ — напряжение между стоком и истоком.

На начальном участке линейной области (до перегиба) можно при малом значении напряжения на стоке воспользоваться упрощенным выражением, полагая в (5.1) $u_{си} \approx 0$:

$$i_c \approx 2k (U_{п} - u_{зи}) u_{си}. \quad (5.2)$$

Выражение (5.2) позволяет определить сопротивление канала в линейной области

$$R_c = \frac{u_{си}}{i_c} = \frac{1}{2k (U_{п} - u_{зи})}. \quad (5.3)$$

Из выражения (5.3) следует, что при $u_{зи} = 0$ сопротивление канала будет минимальным $R_{\min} = 1/(2kU_{п})$. Если напряжение на затворе стремится к пороговому значению $u_{зи} \rightarrow U_{п}$, то сопротивление канала возрастает до бесконечности: $R_c \rightarrow \infty$. График зависимости сопротивления канала от управляющего напряжения на затворе приведен на рис. 5.6 а.

При приближении к точке перегиба вольт-амперных характеристик сопротивление канала начинает увеличиваться, так как сказывается второй член в выражении (5.1). В этом случае можно определить дифференциальную проводимость канала, пользуясь формулой (5.1):

$$g_c = \frac{\partial i_c}{\partial u_{си}} = 2k (u_{зи} - U_{п} - u_{си}),$$

откуда получаем значение дифференциального сопротивления канала

$$r_{c.диф} = \frac{1}{2k (u_{зи} - U_{п} - u_{си})}. \quad (5.4)$$

Зависимость сопротивления канала от напряжения на стоке $U_{си}$ нарушает линейность сопротивления, однако при малом уровне сигнала этой зависимостью можно пренебречь. Таким образом, основное применение полевых транзисторов в линейной области определяется их способностью изменять сопротивление при изменении напряжения на затворе. Это сопротивление для мощных полевых транзисторов с изолированным затвором достигает долей ома (0,5...2,0 Ома), что позволяет использовать их в качестве замкнутого ключа с весьма малым собственным сопротивлением канала.

С другой стороны, если напряжение на затворе сделать равным пороговому значению (или больше его), то сопротивление канала транзистора увеличивается,

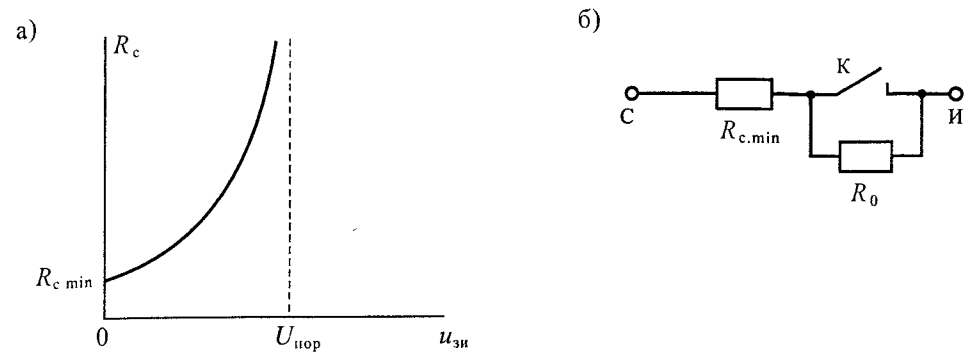


Рис. 5.6. Зависимость сопротивления канала от напряжения на затворе (а) и схема замещения ключа на полевом транзисторе (б)

что соответствует разомкнутому ключу с весьма малой собственной проводимостью. Таким образом, полевой транзистор можно использовать как ключ, управляемый напряжением на затворе. Такой ключ способен пропускать достаточно большой ток (до 10 А и выше). Уменьшить сопротивление канала можно параллельным включением транзисторов с общим управляющим напряжением, чем обычно и пользуются при создании силовых ключей. Схема замещения ключа на полевом транзисторе приведена на рис. 5.6 б.

Область насыщения. В области насыщения ток стока полевого транзистора определяется уравнением

$$i_c = k (U_{п} - u_{зи})^2, \quad (5.5)$$

из которого следует его полная независимость от напряжения на стоке. Практически такая зависимость есть, но в большинстве случаев она слабо выражена. Из уравнения (5.5) можно найти начальный ток стока при условии, что $u_{зи} = 0$:

$$i_{c.нач} = k U_{п}^2. \quad (5.6)$$

Выражение (5.6) показывает, что значение коэффициента k , введенного в формуле (5.1), можно установить экспериментально, измерив начальный ток стока $i_{c.нач}$ и пороговое напряжение $U_{п}$ (или напряжение отсечки $U_{отс}$), так как

$$k = \frac{i_{c.нач}}{U_{п}^2}. \quad (5.7)$$

Поскольку полевые транзисторы в области насыщения используются в основном как усилительные приборы, то для оценки их усилительных свойств найдем значение крутизны вольт-амперной характеристики:

$$S = \left| \frac{di_c}{du_{зи}} \right| = 2k (U_{п} - u_{зи}). \quad (5.8)$$

Из уравнения (5.8) следует, что максимальное значение крутизна имеет при $u_{зи} = 0$. С увеличением напряжения на затворе крутизна уменьшается и при $U_{зи} = U_{п}$ становится

равной нулю. Используя максимальное значение крутизны $S_{\max} = 2kU_n$, уравнение (5.8) можно записать в виде

$$S = S_{\max} \left(1 - \frac{U_{3н}}{U_n} \right). \quad (5.9)$$

Схему замещения полевого транзистора для области насыщения можно представить в виде источника тока стока, управляемого напряжением на затворе $U_{3н}$. При этом для большого сигнала нужно пользоваться уравнением (5.9), а для малого сигнала, используя (5.8), получим

$$\Delta i_c = S \Delta U_{3н}, \quad (5.10)$$

где крутизну S в выбранной рабочей точке можно считать величиной постоянной и не зависящей от напряжения на затворе. Схема замещения полевого транзистора приведена на рис. 5.7 а. В этой схеме цепь затвора представлена как разомкнутая, поскольку ток затвора очень мал и его можно не учитывать. Пользуясь этой схемой замещения, легко найти усиление простейшего усилительного каскада на полевом транзисторе, изображенного на рис. 5.7 б. Заменив полевой транзистор его эквивалентной схемой, получим схему замещения усилительного каскада, приведенную на рис. 5.7 в, для которой можно найти напряжение на нагрузке:

$$\begin{cases} U_n = -i_c R_n = -U_{3н} S R_n \\ U_{3н} = U_c \end{cases}$$

откуда

$$K_y = \frac{U_n}{U_c} = S R_n.$$

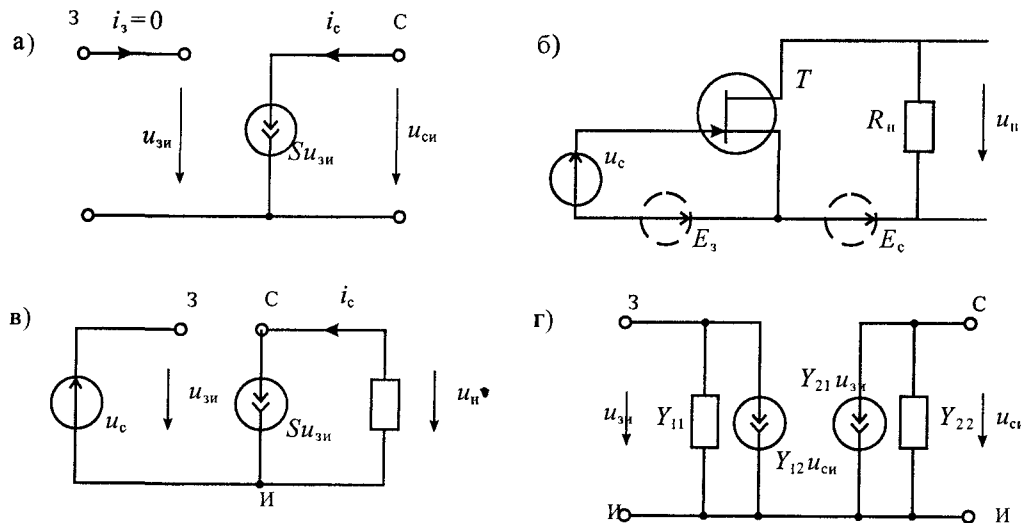


Рис. 5.7 Простейшая схема замещения полевого транзистора (а), схема усилителя на полевом транзисторе (б), эквивалентная схема (в) и схема замещения в у-параметрах (г)

Если необходимо сделать расчет более точным, то модель полевого транзистора усложняют введением других параметров, которые учитывают неидеальность транзистора. Уточненная схема замещения полевого транзистора для малых сигналов приведена на рис. 5.7 г. Этой схеме замещения соответствуют уравнения, которые называют уравнениями транзистора в у-параметрах (параметрах проводимости):

$$\begin{cases} i_3 = y_{11} u_{3н} + y_{12} u_{сн}, \\ i_c = y_{21} u_{3н} + y_{22} u_{сн}. \end{cases} \quad (5.11)$$

Физический смысл параметров, используемых в уравнениях (5.11), можно установить, если воспользоваться режимами короткого замыкания на входе и выходе схемы замещения. При коротком замыкании на выходе ($U_c = 0$) находим два параметра

$$y_{11} = i_3 / u_{3н} \quad \text{и} \quad y_{21} = i_c / u_{3н}. \quad (5.12)$$

Аналогично при коротком замыкании на входе ($U_3 = 0$) находим два других параметра

$$y_{12} = i_3 / u_{сн} \quad \text{и} \quad y_{22} = i_c / u_{сн}. \quad (5.13)$$

Из уравнений (5.12) и (5.13) следует, что y_{11} является проводимостью утечки затвора полевого транзистора, а y_{22} — его выходной проводимостью, y_{12} называется проводимостью обратной передачи и учитывает влияние напряжения на стоке на ток затвора, а $y_{21} = S$ — это крутизна полевого транзистора (или проводимость прямой передачи). Из схемы замещения, приведенной на рис. 5.7 г, можно получить простейшую схему замещения, изображенную на рис. 5.7 а, если положить $y_{11} = y_{12} = y_{22} = 0$.

Отметим, что в справочниках по полевым транзисторам обычно приводятся не все, а только некоторые из рассмотренных характеристик. Всегда приводится значение крутизны S , вместо входной проводимости иногда приводятся ток утечки затвора и входная емкость, а вместо проводимости обратной передачи в большинстве случаев приводится так называемая проходная емкость $C_{зс}$, т. е. емкость с затвора на сток (или на канал). Для мощных полевых транзисторов, работающих в ключевом режиме, обычно приводится значение сопротивления открытого канала, максимальный ток стока и предельное напряжение на стоке.

Динамические характеристики полевых транзисторов. Динамические характеристики полевых транзисторов по-разному описывают их поведение в ключевом и линейном (усилительном) режимах работы. В усилительном режиме транзистор обычно работает при малом уровне сигнала и, соответственно, рассматриваются его малосигнальные схемы замещения, по которым определяют частотные зависимости токов и напряжений. В ключевом режиме более существенными являются времена включения и выключения транзистора, максимальная частота его коммутации и искажения фронтов импульсов.

Полная схема замещения полевого транзистора в усилительном режиме при малом уровне сигнала приведена на рис. 5.8 а. В этой схеме учтены проводимости $g_{зс}$, $g_{зи}$ и емкости $C_{зс}$, $C_{зи}$ — с затвора на области стока и истока, управляемый источник

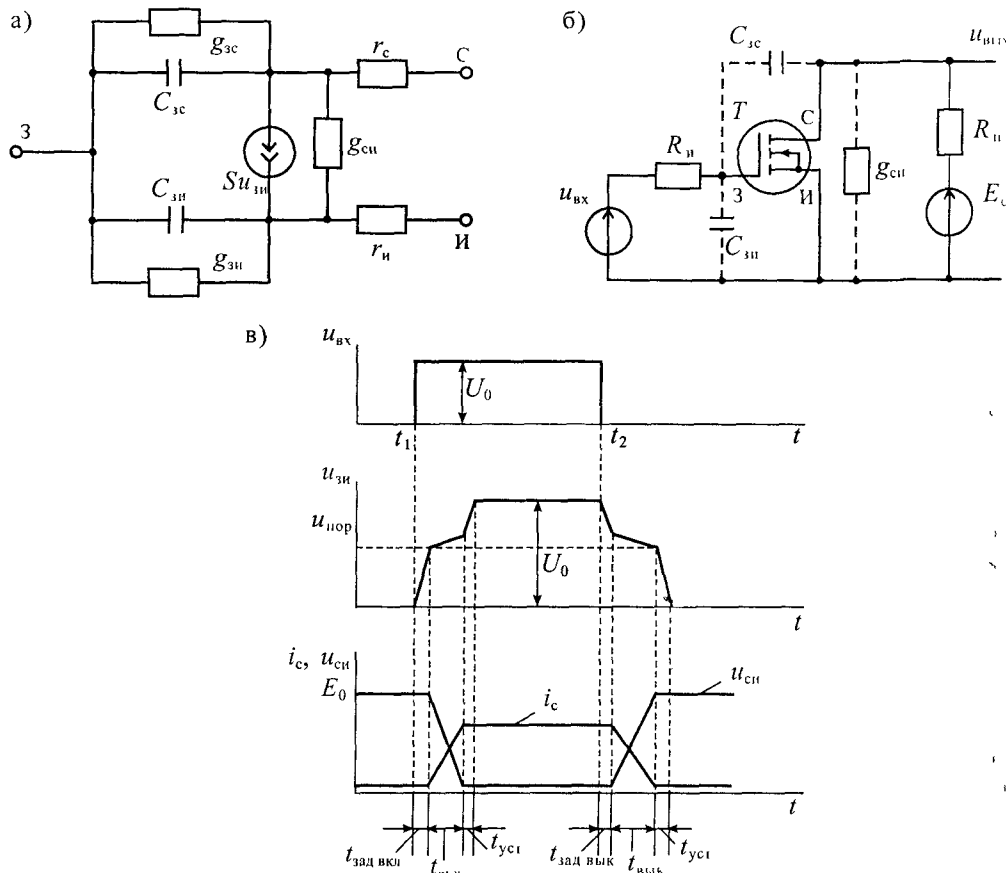


Рис 5.8 Схема замещения полевого транзистора при малом сигнале на высокой частоте (а), схема включения ПТИЗ с индуцированным каналом на резистивную нагрузку (б) и графики прохождения прямоугольного импульса через транзисторный ключ (в)

тока стока $SU_{зи}$, выходная проводимость g_{cn} , а также объемные сопротивления r_c и r_i участков канала, примыкающих к электродам стока и истока. Если пренебречь небольшими объемными сопротивлениями контактов стока и истока, а также утечками с затвора на канал, то комплексные проводимости схемы замещения будут иметь значения

$$y_{11} = y_{вх} = j\omega(C_{zc} + C_{zn}), y_{22} = y_{вык} = g_{cn} + j\omega C_{zc}; y_{12} = +j\omega C_{zc} \text{ и } y_{21} = S + j\omega C_{zc}. \quad (5.14)$$

Из выражения (5.14) следует, что с повышением частоты уменьшается входное сопротивление $1/y_{вх}$ полевого транзистора и сопротивление обратной связи со стока на затвор $1/y_{12}$. В результате возрастает емкостной ток с затвора на канал и напряжение на затворе уменьшается. При этом снижается усиление транзистора на высокой частоте.

Следует, однако, отметить, что многие из параметров схемы замещения, приведенной на рис. 5.8 а, зависят от режима работы транзистора, т. е. от постоянных напряжений на его электродах. Так, например, крутизна S зависит от напряжения на затворе $U_{зи}$ (см. формулу 5.9). Для транзисторов с p - n -переходом емкости затвора C_{zn} и C_{zc} являются барьерными и с увеличением обратного напряжения на затворе уменьшаются.

Переходные процессы при ключевом режиме работы рассмотрим на примере процессов включения и выключения полевого транзистора с индуцированным каналом n -типа, пользуясь схемой, изображенной на рис. 5.8 б. Для переключения транзистора на его затвор подается прямоугольный импульс напряжения $U_{вх}$, изображенный на рис. 5.8 в. При рассмотрении переходных процессов использована упрощенная модель транзистора, приведенная на рис. 5.8 а.

При подаче прямоугольного импульса от источника $U_{вх}$ вначале происходит заряд емкости C_{zn} через сопротивление источника сигнала $R_{и}$. До тех пор, пока напряжение на емкости C_{zn} не достигнет порогового напряжения $U_{пор}$, ток стока равен нулю и напряжение на стоке равно напряжению источника питания E_c .

Когда емкость C_{zn} зарядится до $U_{пор}$, транзистор некоторое время будет находиться в области насыщения, а его коэффициент усиления, как показано раньше, будет иметь значение $K_v = SR_{и}$. В этом случае входная емкость транзистора резко увеличится и будет равна

$$C_{вх} = C_{zn} + (1 + K_v) C_{zc}. \quad (5.15)$$

Скорость нарастания напряжения на затворе транзистора уменьшается обратно пропорционально увеличению емкости $C_{вх}$. По мере увеличения напряжения на $C_{вх}$ будет постепенно нарастать ток стока и уменьшаться напряжение на стоке. Таким образом, процесс заряда емкости $C_{вх}$ будет продолжаться до тех пор, пока напряжение на стоке не уменьшится до значения, при котором транзистор окажется в линейной области и потеряет усилительные свойства. При этом входная емкость станет равной C_{zn} и скорость ее заряда резко увеличится. В результате в конце процесса включения транзистора на затворе будет напряжение U_0 .

Следует отметить, что в результате процесса включения выходной импульс тока стока задерживается относительно поступления импульса управления на время $t_{зад\ вкл}$, а его фронт растягивается на время $t_{вкл}$. Аналогичный процесс происходит при выключении транзистора: имеется время задержки выключения $t_{зад\ вык}$, время выключения $t_{вык}$, в течение которого спадает импульс тока стока, и время $t_{усл}$ установления исходного состояния.

Лекция 6. Силовые полупроводниковые приборы

К силовым полупроводниковым приборам относятся управляемые приборы, используемые в различных силовых устройствах: электроприводе, источниках питания, мощных преобразовательных установках и др. Для снижения потерь эти приборы в основном работают в ключевом режиме. Основные требования, предъявляемые к силовым приборам, сводятся к следующим:

- малые потери при коммутации;
- большая скорость переключения из одного состояния в другое;
- малое потребление по цепи управления;
- большой коммутируемый ток и высокое рабочее напряжение.

Силовая электроника непрерывно развивается и силовые приборы непрерывно совершенствуются. Разработаны и выпускаются приборы на токи до 1000 А и рабочее напряжение свыше 6 кВ. Быстродействие силовых приборов таково, что они могут работать на частотах до 1 МГц. Значительно снижена мощность управления силовыми ключами.

Разработаны и выпускаются мощные биполярные и униполярные транзисторы. Специально для целей силовой электроники разработаны и выпускаются мощные четырехслойные приборы — тиристоры и симисторы. К последним достижениям силовой электроники относится разработка новых типов транзисторов: со статической индукцией (СИТ и БСИТ) и биполярных транзисторов с изолированным затвором (БИТЗ). Новые типы транзисторов могут коммутировать токи свыше 500 А при напряжении до 2000 В. В отличие от тиристоров эти приборы имеют полное управление, высокое быстродействие и малое потребление по цепи управления.

Тиристоры делятся на две группы: диодные тиристоры (динисторы) и триодные (тиристоры). Для коммутации цепей переменного тока разработаны специальные симметричные тиристоры — симисторы.

Динисторы. Динистором называется двухэлектродный прибор диодного типа, имеющий три *p-n*-перехода. Крайняя область *P* называется анодом, а другая крайняя область *N* — катодом. Структура динистора приведена на рис. 6.1 а. Три *p-n*-перехода динистора обозначены как J_1 , J_2 и J_3 . Схематическое изображение динистора приведено на рис. 6.1 б.

Схему замещения динистора можно представить в виде двух триодных структур, соединенных между собой. Деление динистора на составляющие

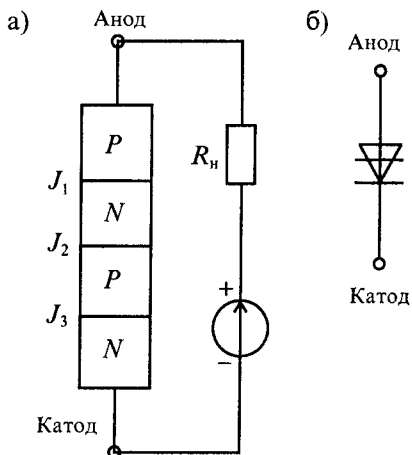


Рис. 6.1. Структура динистора (а) и его схематическое изображение (б)

транзисторы и схема замещения приведены на рис. 6.2. При таком соединении коллекторный ток первого транзистора является током базы второго, а коллекторный ток второго транзистора является током базы первого. Благодаря этому внутреннему соединению внутри прибора есть положительная обратная связь.

Если на анод подано положительное напряжение по отношению к катоду, то переходы J_1 и J_3 будут смещены в прямом направлении, а переход J_2 — в обратном, поэтому все напряжение источника E будет приложено к переходу J_2 . Примем, что коэффициенты передачи по току эмиттера транзисторов T_1 и T_2 имеют значения α_1 и α_2 соответственно. Пользуясь схемой замещения, приведенной на рис. 6.2 б, найдем ток через тиристор, равный сумме токов коллекторов обоих транзисторов и тока утечки $I_{к0}$

$$I = \alpha_1 I_{\beta 1} + \alpha_2 I_{\beta 2} + I_{к0} \quad (6.1)$$

Ток во внешней цепи равен $I_{\beta 1} = I_{\beta 2} = I$, поэтому после подстановки I в (6.1) найдем

$$I(1 - \alpha_1 - \alpha_2) = I_{к0},$$

откуда получим значение внешнего тока

$$I = \frac{I_{к0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (6.2)$$

Пока выполняется условие $(\alpha_1 + \alpha_2) < 1$ ток в динисторе будет равен $I_{к0}$. Если же сделать $(\alpha_1 + \alpha_2) \geq 1$, то динистор включается и начинает проводить ток. Таким образом, получено условие включения динистора.

Для увеличения коэффициентов передачи тока α_1 или α_2 имеются два способа. По первому способу можно увеличивать напряжение на динисторе. С ростом напряжения при $U = U_{вкл}$ один из транзисторов будет переходить в режим насыщения.

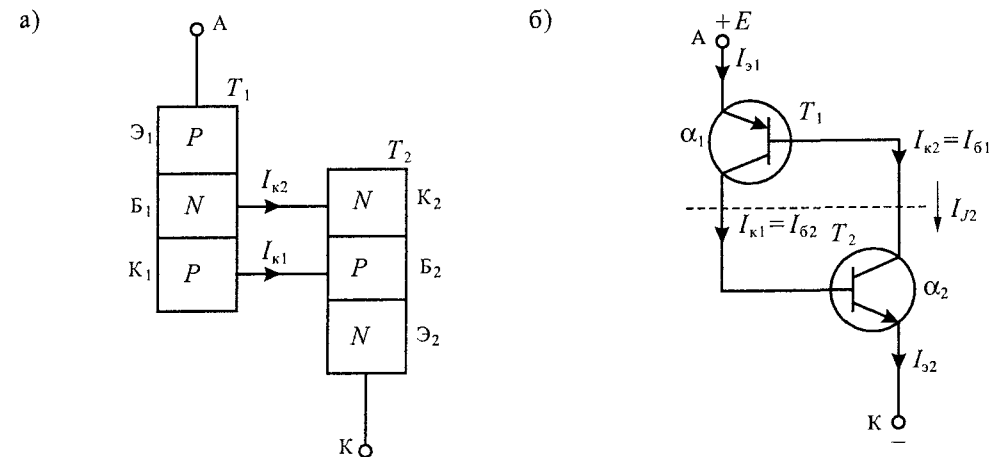


Рис. 6.2. Деление динистора на две структуры (а) и схема замещения (б)

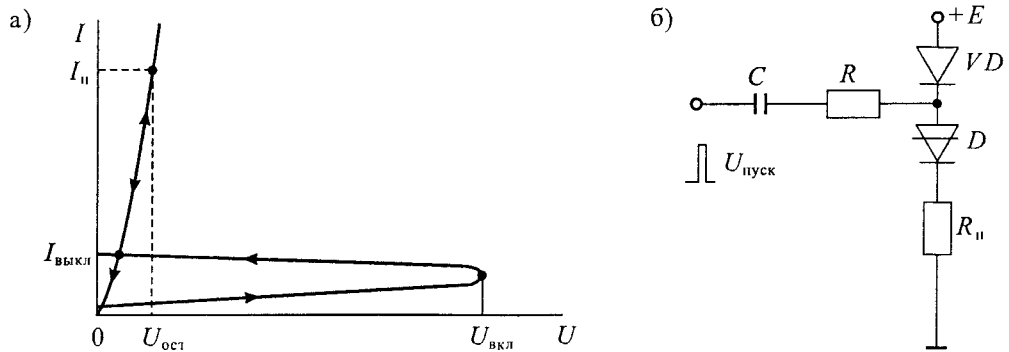


Рис 6.3. Вольт-амперная характеристика динистора (а) и схема его включения (б)

Коллекторный ток этого транзистора, протекая в цепи базы второго транзистора, открывает его, а последний, в свою очередь, увеличит ток базы первого. В результате коллекторные токи транзисторов будут лавинообразно нарастать, пока оба транзистора не перейдут в режим насыщения.

После включения транзисторов динистор замкнется и ток I будет ограничиваться только сопротивлением внешней цепи. Падение напряжения на открытом приборе меньше 2 В, что примерно равно падению напряжения на обычном диоде. Вольт-амперная характеристика динистора приведена на рис. 6.3 а, а схема импульсного включения изображена на рис. 6.3 б.

Выключить динистор можно, понизив ток в нем до значения $I_{\text{выкл}}$ или поменяв полярность напряжения на аноде. Различные способы выключения динистора приведены на рис. 6.4. В первой схеме прерывается ток в цепи динистора. Во второй схеме напряжение на динисторе делается равным нулю. В третьей схеме ток динистора понижается до $I_{\text{выкл}}$ включением добавочного резистора R_d .

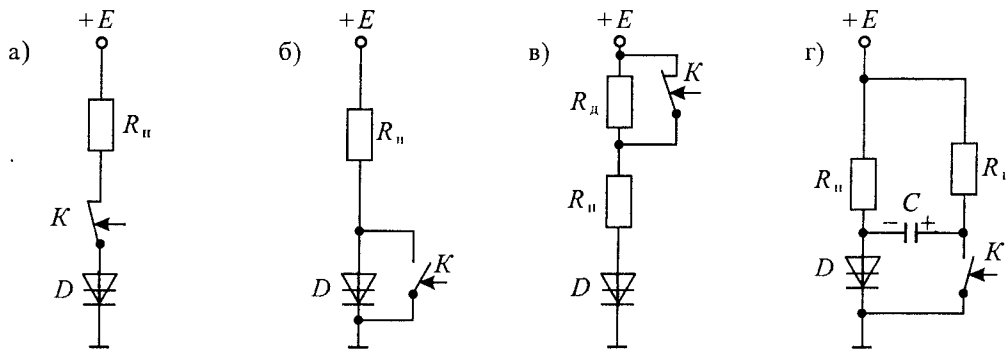


Рис. 6.4. Схемы выключения динистора: размыканием цепи (а), шунтированием прибора (б), снижением тока анода (в), подачей обратного напряжения (г)

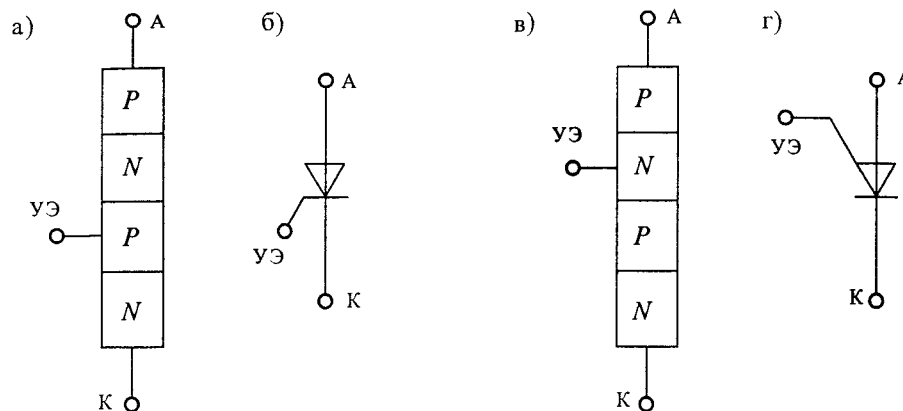


Рис. 6.5. Структура тиристора с катодным управлением (а) и его условное схематическое обозначение (б), структура тиристора с анодным управлением (в) и его условное схематическое обозначение (г)

В четвертой схеме при замыкании ключа K на анод динистора подается напряжение противоположной полярности при помощи конденсатора C .

Тиристор. Второй способ включения четырехслойной структуры реализован в тиристоре. Для этого в нем имеется вывод от одной из баз эквивалентных транзисторов T_1 или T_2 . Если подать в одну из этих баз ток управления, то коэффициент передачи соответствующего транзистора увеличится и произойдет включение тиристора.

В зависимости от расположения управляющего электрода (УЭ) тиристоры делятся на тиристоры с катодным управлением и тиристоры с анодным управлением. Расположение этих управляющих электродов и схематические обозначения тиристоров приведены на рис. 6.5. Вольт-амперная характеристика тиристора приведена на рис. 6.6. Она отличается от характеристики динистора тем, что напряжение включения регулируется изменением тока в цепи управляющего электрода. При увеличении тока управления снижается напряжение включения. Таким образом, тиристор эквивалентен динистору с управляемым напряжением включения.

После включения управляющий электрод теряет управляющие свойства и, следовательно, с его помощью выключить тиристор нельзя. Основные схемы выключения тиристора такие же, как и для динистора.

Как динисторы, так и тиристоры подвержены самопроизвольному включению при быстром изменении напряжения на аноде. Это явление получило название «эффекта dU/dt ». Оно связано с зарядом емкости перехода C_{j2} при быстром изменении на-

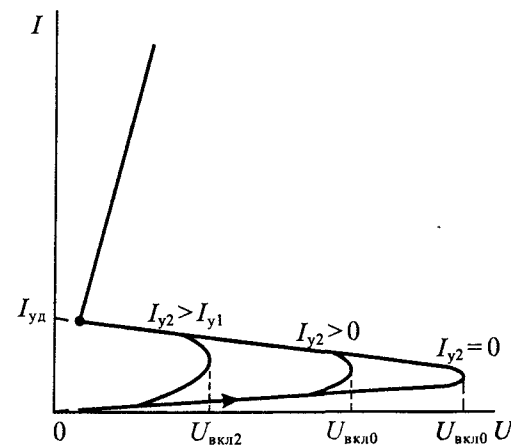


Рис. 6.6. Вольт-амперные характеристики тиристора

пряжения на аноде тиристора (или динистора): $i_{c2} = C_2 dU/dt$. Даже при небольшом напряжении на аноде тиристор может включиться при большой скорости его изменения.

С начала разработок и производства тиристорov сложились две системы условных обозначений тиристорov диодных (динисторов) и тиристорov триодных.

Согласно ГОСТ 10862-72 условные обозначения импульсных тиристорov, средний ток которых не превышает 20А, содержит 4 элемента: первый — буква или цифра, соответствующая материалу, из которого изготовлен прибор (например, Г или 1 — германий или его соединения; К или 2 — кремний или его соединения; А или 3 — соединения галлия); второй — буква, указывающая на вид прибора (Н — тиристор диодный; У — тиристор триодный); третий — число, указывающее назначение и качественные свойства приборов (малой мощности — от 101 до 199, средней мощности — от 201 до 299); четвертый — буквы, указывающие на определенные сочетания основных параметров (например: КУ201А — кремниевый триодный тиристор средней мощности ($0,3A \leq I_{cp} \leq 10A$) с сочетанием параметров А).

На силовые тиристоры на средний ток 10А и более, согласно ГОСТ 20859-79, условные обозначения содержат следующие четыре элемента: первый — тип тиристора (Т — незапираемый, ТЛ — лавинный и т. д.); второй — буква, определяющая подвид прибора (4 — высокочастотный; Б — быстродействующий; И — импульсный); третий — определяет конструкцию прибора (бескорпусная, таблеточная и т. д.); четвертый — цифры, указывающие максимально допустимый средний ток в открытом состоянии.

Тиристоры каждого типа всех видов и подвидов подразделяются на классы по значениям повторяющегося импульсного напряжения в закрытом состоянии и повторяющегося импульсного обратного напряжения в открытом состоянии. Кроме того, тиристоры подразделяются на группы по du/dt . Например: ТЛ-320-10-6 — тиристор лавинный, первой модификации, размер шестигранника «под ключ» 41 мм, конструктивное исполнение — штыревое с гибким выводом, средний ток в открытом состоянии 320А, повторяющееся напряжение 1000В (10 класс), критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии 500В/мкс.

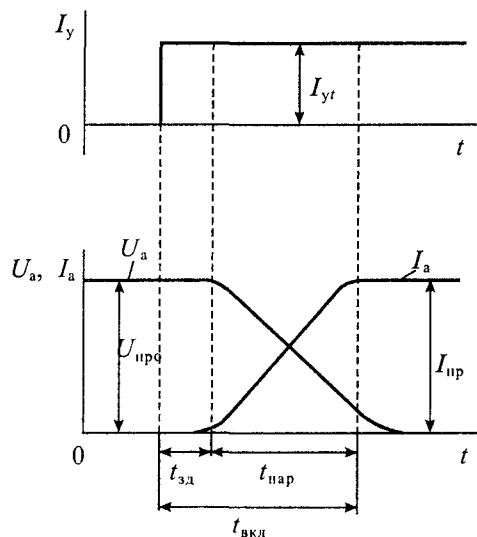


Рис. 6.7. Переходные процессы при включении тиристора

К основным параметрам динисторов и тиристорov относятся:

- допустимое обратное напряжение $U_{обр}$;
- напряжение в открытом состоянии $U_{пр}$ при заданном прямом токе;
- допустимый прямой ток $I_{пр}$;
- времена включения $t_{вкл}$ и выключения $t_{выкл}$.

При включении тиристора током управления после подачи импульса тока I_{yt} в управляющий электрод проходит некоторое время, необходимое для включения тиристора. Кривые мгновенных значений токов и напряжений в тиристорe при его включении на резистивную нагрузку приведены на

рис. 6.7. Процесс нарастания тока в тиристорe начинается спустя некоторое время задержки $t_{зд}$, которое зависит от амплитуды импульса тока управления I_{yt} . При достаточно большом токе управления время задержки снижается до долей микросекунды (от 0,1 до 1...2 мкс).

Затем происходит нарастание тока через прибор, которое обычно называют временем лавинного нарастания. Это время существенно зависит от начального прямого напряжения $U_{пр0}$ на тиристорe и прямого тока $I_{пр}$ через включенный тиристор. Включение тиристора обычно осуществляется импульсом тока управления. Для надежного включения тиристора необходимо, чтобы параметры импульса тока управления: его амплитуда I_{yt} , длительность t_{iy} , скорость нарастания dI_y/dt отвечали определенным требованиям, которые обеспечивают включение тиристора в заданных условиях. Длительность импульса тока управления должна быть такой, чтобы к моменту его окончания анодный ток тиристора был больше тока удержания $I_{ауд}$.

Если тиристор выключается приложением обратного напряжения $U_{обр}$, то процесс выключения можно разделить на две стадии: время восстановления обратного сопротивления $t_{об.в}$ и время выключения $t_{вык}$. После окончания времени восстановления $t_{об.в}$ ток в тиристорe достигает нулевого значения, однако он не выдерживает приложения прямого напряжения. Только спустя время $t_{вык}$ к тиристору можно повторно прикладывать прямое напряжение $U_{пр0}$.

Потери в тиристорe состоят из потерь при протекании прямого тока, потерь при протекании обратного тока, коммутационных потерь и потерь в цепи управления. Потери при протекании прямого и обратного токов рассчитываются так же, как в диодах. Коммутационные потери и потери в цепи управления зависят от способа включения и выключения тиристора.

Симистор — это симметричный тиристор, который предназначен для коммутации в цепях переменного тока. Он может использоваться для создания реверсивных выпрямителей или регуляторов переменного тока. Структура симметричного тиристора приведена на рис. 6.8 а, а его схематическое обозначение на рис. 6.8 б. Полупроводниковая структура симистора содержит пять слоев полупроводников с различным типом проводимостей и имеет более сложную конфигурацию по сравнению с тиристором. Вольт-амперная характеристика симистора приведена на рис. 6.9.

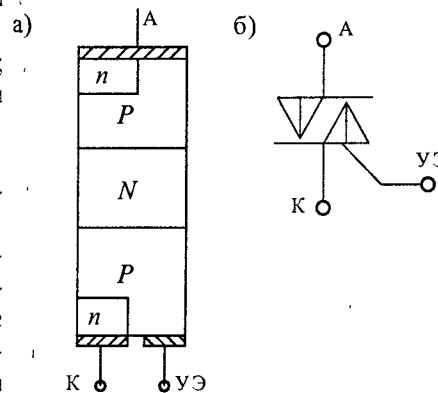


Рис. 6.8. Структура симметричного тиристора (а) и его схематическое изображение (б)

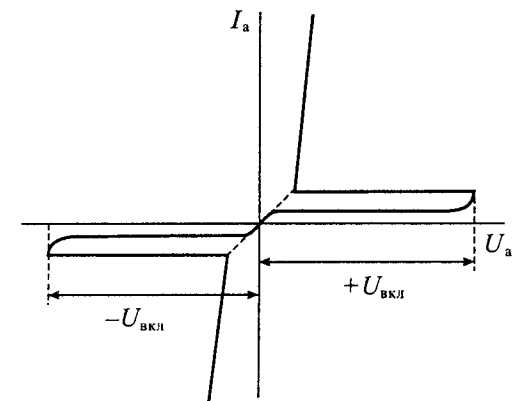


Рис. 6.9. Вольт-амперная характеристика симистора

Как следует из вольт-амперной характеристики симистора, прибор включается в любом направлении при подаче на управляющий электрод УЭ положительного импульса управления. Требования к импульсу управления такие же, как и для тиристора. Основные характеристики симистора и система его обозначений такие же, как и для тиристора. Симистор можно заменить двумя встречно параллельно включенными тиристорами с общим электродом управления. Так, например, симистор КУ208Г может коммутировать переменный ток до 10 А при напряжении до 400 В. Отпирающий ток цепи управления не превышает 0,2 А, а время включения — не более 10 мкс.

Фототиристоры и фотосимисторы — это тиристоры и симисторы с фотоэлектронным управлением, в которых управляющий электрод заменен инфракрасным светодиодом и фотоприемником со схемой управления. Основным достоинством таких приборов является гальваническая развязка цепи управления от силовой цепи. В качестве примера рассмотрим устройство фотосимистора, выпускаемого фирмой «Сименс» под названием СИТАК. Структурная схема прибора СИТАК приведена на рис. 6.10 а, а его условное схематическое изображение — на рис. 6.10 б.

Такой прибор потребляет по входу управления светодиодом ток около 1,5 мА и коммутирует в выходной цепи переменный ток 0,3 А при напряжении до 600 В. Такие приборы находят широкое применение в качестве ключей переменного тока с изолированным управлением. Они также могут использоваться при управлении более мощными тиристорами или симисторами, обеспечивая при этом гальваническую развязку цепей управления. Малое потребление цепи управления позволяет включать СИТАК к выходу микропроцессоров и микро-ЭВМ. В качестве примера на рис. 6.11 приведено подключение прибора СИТАК к микропроцессору для регулирования тока в нагрузке, подключенной к сети переменного напряжения 220 В при максимальной мощности до 66 Вт.

Биполярные транзисторы с изолированным затвором (БТИЗ) выполнены как сочетание входного униполярного (полевого) транзистора с изолированным затвором

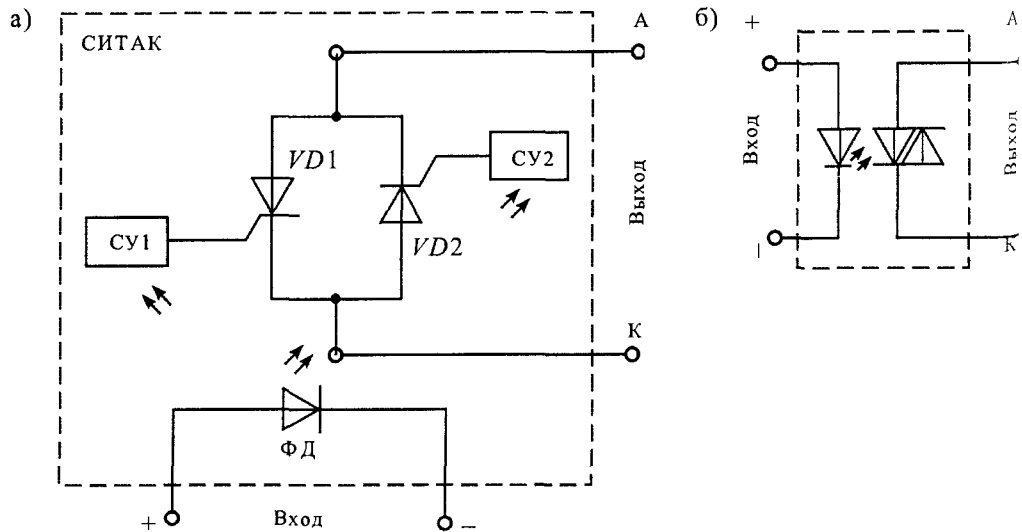


Рис. 6.10. Структура фотосимистора СИТАК (а) и его схематическое изображение (б)

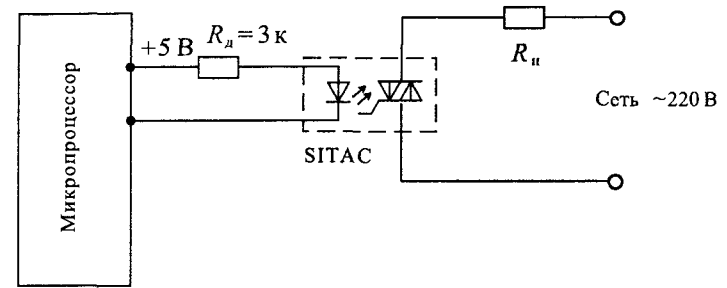


Рис. 6.11. Подключение фотосимистора СИТАК к микропроцессору

(ПТИЗ) и выходного биполярного *n-p-n*-транзистора (БТ). Имеется много различных способов создания таких приборов, однако наибольшее распространение получили приборы IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), в которых удачно сочетаются особенности полевых транзисторов с вертикальным каналом и дополнительного биполярного транзистора.

При изготовлении полевых транзисторов с изолированным затвором, имеющих вертикальный канал, образуется паразитный биполярный транзистор, который не нашел практического применения. Схематическое изображение такого транзистора приведено на рис. 6.12 а. На этой схеме *VT* — полевой транзистор с изолированным затвором, *T1* — паразитный биполярный транзистор, *R1* — последовательное сопротивление канала полевого транзистора, *R2* — сопротивление, шунтирующее переход база-эмиттер биполярного транзистора *T1*. Благодаря сопротивлению *R2* биполярный транзистор заперт и не оказывает существенного влияния на работу полевого транзистора *VT*. Выходные вольт-амперные характеристики ПТИЗ, приведенные на рис. 6.12 б, характеризуются крутизной *S* и сопротивлением канала *R1*.

Структура транзистора IGBT аналогична структуре ПТИЗ, но дополнена еще одним *p-n*-переходом, благодаря которому в схеме замещения (рис. 6.12 в) появляется еще один *p-n-p*-транзистор *T2*.

Образовавшаяся структура из двух транзисторов *T1* и *T2* имеет глубокую внутреннюю положительную обратную связь, так как ток коллектора транзистора *T2* влияет на ток базы транзистора *T1*, а ток коллектора транзистора *T1* определяет ток базы транзистора *T2*. Принимая, что коэффициенты передачи тока эмиттера транзисторов *T1* и *T2* имеют значения α_1 и α_2 соответственно, найдем $I_{k2} = I_{s2} \alpha_2$, $I_{k1} = I_{s1} \alpha_1$ и $I_s = I_{k1} + I_{k2} + I_c$. Из последнего уравнения можно определить ток стока полевого транзистора

$$I_c = I_s (1 - \alpha_1 - \alpha_2). \tag{6.3}$$

Поскольку ток стока I_c ПТИЗ можно определить через крутизну *S* и напряжение *U*, на затворе $I_c = S U_s$, определим ток IGBT транзистора

$$I_k = I_s = \frac{S U_s}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} = S_s U_s, \tag{6.4}$$

где $S_s = S / [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)]$ — эквивалентная крутизна биполярного транзистора с изолированным затвором.

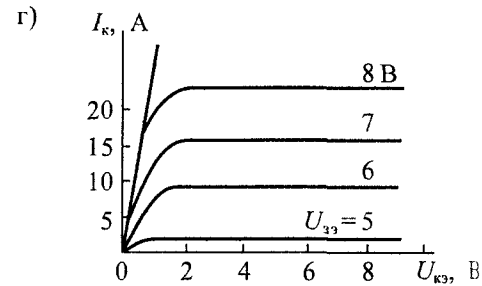
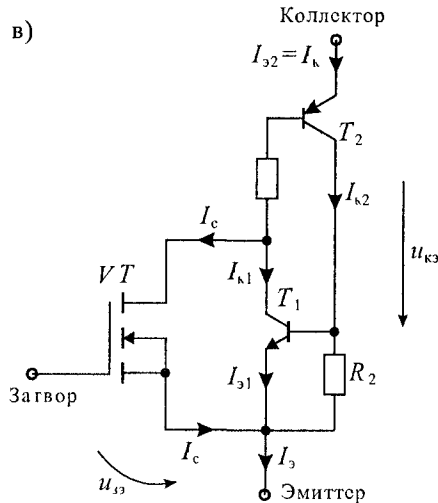
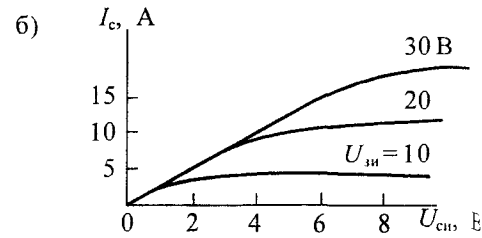
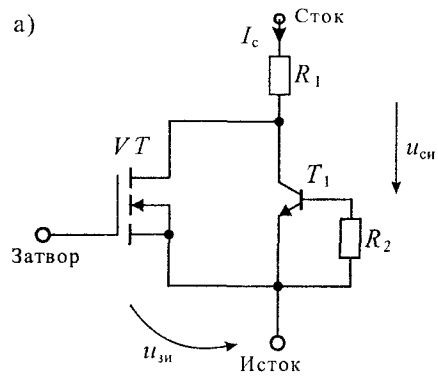


Рис 6.12 Схема замещения ПТИЗ с вертикальным каналом (а) и его вольт-амперные характеристики (б), схема замещения транзистора типа IGBT (в) и его вольт-амперные характеристики (г)

Очевидно, что при $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$ эквивалентная крутизна значительно превышает крутизну ПТИЗ. Регулировать значения α_1 и α_2 можно изменением сопротивлений R_1 и R_2 при изготовлении транзистора. На рис. 6.12 г приведены вольт-амперные характеристики IGBT транзистора, которые показывают значительное увеличение крутизны по сравнению с ПТИЗ. Так, например, для транзистора BUP 402 получено значение крутизны 15 А/В.

Другим достоинством IGBT транзисторов является значительное снижение последовательного сопротивления и, следовательно, снижение падения напряжения на замкнутом ключе. Последнее объясняется тем, что последовательное сопротивление канала R_2 шунтируется двумя насыщенными транзисторами T_1 и T_2 , включенными последовательно.

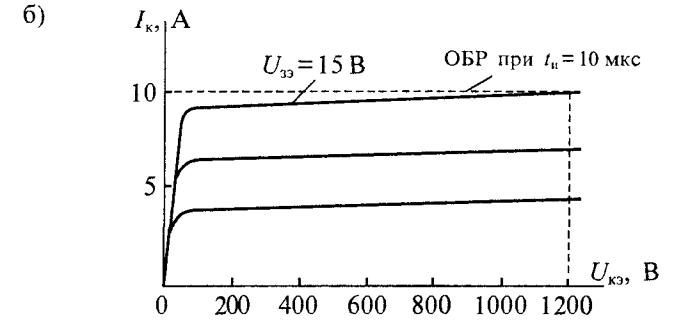
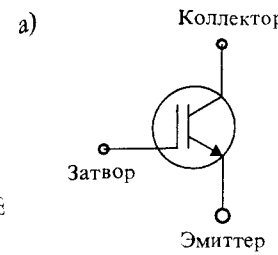


Рис. 6.13. Условное схематическое изображение транзистора БТИЗ (а) и его область безопасной работы (б)

Условное схематическое изображение БТИЗ приведено на рис. 6.13. Это обозначение подчеркивает его гибридность тем, что изолированный затвор изображается как в ПТИЗ, а электроды коллектора и эмиттера изображаются как у биполярного транзистора.

Область безопасной работы БТИЗ подобна ПТИЗ, т. е. в ней отсутствует участок вторичного пробоя, характерный для биполярных транзисторов. На рис. 6.13 б приведена область надежной (безотказной) работы (ОБР) транзистора типа IGBT с максимальным рабочим напряжением 1200 В при длительности импульса 10 мкс. Поскольку в основу транзисторов типа IGBT положены ПТИЗ с индуцированным каналом, то напряжение, подаваемое на затвор, должно быть больше порогового напряжения, которое имеет значение 5...6 В.

Быстродействие БТИЗ несколько ниже быстродействия полевых транзисторов, но значительно выше быстродействия биполярных транзисторов. Исследования показали, что для большинства транзисторов типа IGBT времена включения и выключения не превышают 0,5...1,0 мкс.

Статический индукционный транзистор (СИТ) представляет собой полевой транзистор с управляющим $p-n$ -переходом, который может работать как при обратном смещении затвора (режим полевого транзистора), так и при прямом смещении затвора (режим биполярного транзистора). В результате смешанного управления открытый транзистор управляется током затвора, который в этом случае работает как база биполярного транзистора, а при запираии транзистора на затвор подается обратное запирающее напряжение. В отличие от биполярного транзистора обратное напряжение, подаваемое на затвор транзистора, может достигать 30 В, что значительно ускоряет процесс рассасывания неосновных носителей, которые появляются в канале при прямом смещении затвора.

В настоящее время имеются две разновидности СИТ транзисторов. Первая разновидность транзисторов, называемых просто СИТ, представляет собой нормально открытый прибор с управляющим $p-n$ -переходом. В таком приборе при нулевом напряжении на затворе цепь сток-исток находится в проводящем состоянии. Перевод транзистора в непроводящее состояние осуществляется при

Таблица 6.1

Сравнительные характеристики СИТ и БСИТ транзисторов

Тип транзистора	Устройство	Напряжение, В	Ток стока, А	Напряжение отсечки, В	Время рассасывания, мкс
КП926	СИТ	400	16	-15	<5
КП955	БСИТ	450	25	0	<1,5
КП810	БСИТ	1300	7	0	<3

помощи запирающего напряжения $U_{зи}$ отрицательной полярности, прикладываемого между затвором и истоком. Существенной особенностью такого СИТ транзистора является возможность значительного снижения сопротивления канала $R_{си}$ в проводящем состоянии пропусканием тока затвора при его прямом смещении.

СИТ транзистор, как и ПТИЗ, имеет большую емкость затвора, перезаряд которой требует значительных токов управления. Достоинством СИТ по сравнению с биполярными транзисторами является повышенное быстродействие. Время включения практически не зависит от режима работы и составляет 20...25 нс при задержке не более 50 нс. Время выключения зависит от соотношения токов стока и затвора.

Для снижения потерь в открытом состоянии СИТ вводят в насыщенное состояние подачей тока затвора. Поэтому на этапе выключения, так же как и в биполярном транзисторе, происходит процесс рассасывания неосновных носителей заряда, накопленных в открытом состоянии. Это приводит к задержке выключения и может лежать в пределах от 20 нс до 5 мкс.

Специфической особенностью СИТ транзистора, затрудняющей его применение в качестве ключа, является его нормально открытое состояние при отсутствии управляющего сигнала. Для его

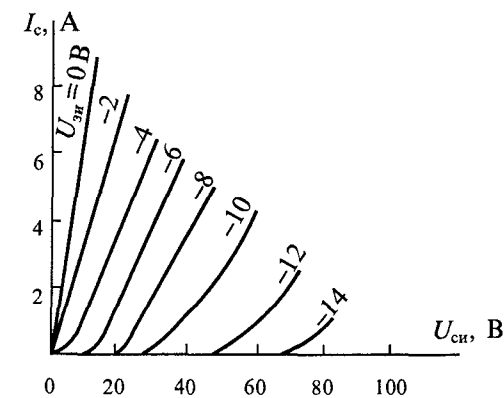


Рис. 6.14. Вольт-амперные характеристики СИТ транзистора

запирающего необходимо подать на затвор отрицательное напряжение смещения, которое должно быть больше напряжения отсечки.

Этого недостатка лишены БСИТ транзисторы, в которых напряжение отсечки технологически приемами сведено к нулю. Благодаря этому БСИТ транзисторы при отсутствии напряжения на затворе заперты, так же как и биполярные транзисторы, что и отражено в названии транзистора — биполярные СИТ транзисторы.

Поскольку СИТ и БСИТ транзисторы относятся к разряду полевых транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом, их схематическое изображение и условные обозначения такие же. Таким образом, определить СИТ транзисторы можно только по номеру разработки, что весьма затруднительно, если нет справочника. Сравнительные характеристики некоторых типов СИТ и БСИТ транзисторов приведены в табл. 6.1.

Несмотря на высокие характеристики СИТ и БСИТ транзисторов, они уступают ПТИЗ по быстродействию и мощности управления. Типовые вольт-амперные характеристики СИТ транзистора приведены на рис. 6.14. К достоинствам СИТ транзисторов следует отнести малое сопротивление канала в открытом состоянии, которое составляет 0,1...0,025 Ом.

Лекция 7. Предельные режимы работы транзисторов

Параметры предельных режимов. Предельно допустимые режимы работы транзисторов определяются максимально допустимыми напряжениями и токами, максимальной рассеиваемой мощностью и допустимой температурой корпуса прибора. Основными причинами, вызывающими выход транзистора из строя или нарушение нормальной работы схемы в результате изменения основных параметров транзисторов, могут быть: слишком высокое обратное напряжение на одном из переходов и перегрев прибора при увеличении тока через переходы.

В справочных данных на транзисторы обычно оговариваются предельные эксплуатационные параметры:

- максимально допустимое постоянное напряжение коллектор-эмиттер $U_{кз.макс}$ или сток-исток $U_{си.макс}$;
- максимально допустимое импульсное напряжение коллектор-эмиттер $U_{кз.и.макс}$ или сток-исток $U_{си.и.макс}$;
- постоянный или импульсный токи коллектора $I_{к.макс}$ и $I_{к.и.макс}$ и такие же значения тока стока полевых транзисторов;
- постоянный или импульсный токи базы $I_{б.макс}$ и $I_{б.и.макс}$;
- постоянное или импульсное напряжение на затворе $U_{з.макс}$ и $U_{з.и.макс}$;
- постоянная или импульсная рассеиваемая мощность коллектора $P_{к.макс}$ или $P_{к.и.макс}$, или аналогичные мощности, рассеиваемые стоками $P_{с.макс}$ и $P_{с.и.макс}$;
- предельная температура перехода $T_{п.макс}$ или корпуса прибора $T_{к.макс}$.

Все перечисленные параметры предельных режимов обусловлены развитием одного из видов пробоя: по напряжению — лавинного, по току — токового или теплового, по мощности — вызванного достижением максимальной температуры перехода.

Виды пробоев. Механизмы развития пробоев в транзисторах могут быть различными, однако независимо от этого все виды пробоев можно условно разделить на первичные и вторичные. *Первичные* пробои транзистора отличаются тем, что

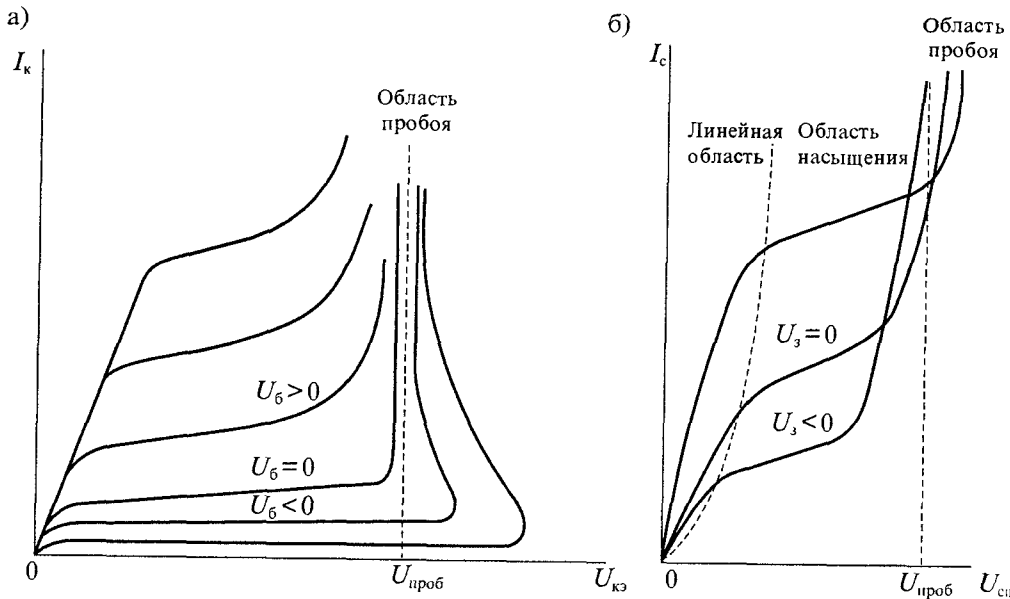


Рис. 7.1. Вольт-амперные характеристики биполярного транзистора (а) и полевого транзистора (б) при лавинном пробое

они являются обратимыми. Если транзистор попадает в режим первичного пробоя, то его нормальная работа нарушается, однако при выходе из режима пробоя его работоспособность восстанавливается. Любой *вторичный пробой* необратим, так как после него происходит деградация транзистора, обусловленная порчей переходов. Основными видами первичных пробоев являются: лавинный, тепловой и токовый.

Лавинный пробой иногда называют электрическим, так как он возникает при высоком значении напряжения обратного смещенного перехода. Коэффициент лавинного размножения носителей можно приблизительно оценить по формуле

$$M = [1 - (U_{обр} / U_{проб})^2]^{-1}, \quad (7.1)$$

где $U_{обр}$ — приложенное к переходу обратное напряжение, $U_{проб}$ — напряжение лавинного пробоя. Когда $U_{обр} \rightarrow U_{проб}$, коэффициент лавинного размножения неограниченно возрастает ($M \rightarrow \infty$).

Пробой в транзисторе имеет некоторые особенности, связанные с взаимным влиянием эмиттерного и коллекторного переходов. Пробивное напряжение коллектор-эмиттер всегда меньше пробивного напряжения коллекторного перехода. Это объясняется влиянием эмиттерного перехода на коллекторный. Ток коллектора транзистора с учетом коэффициента лавинного размножения носителей определяется формулой

$$I_k = (B \cdot I_3 + I_{к0})M. \quad (7.2)$$

Ток базы транзистора в режиме лавинного пробоя

$$I_6 = I_3 - I_k = I_3 - (B \cdot I_3 + I_{к0})M. \quad (7.3)$$

Если транзистор работает с отключенной базой (или в базе включено большое сопротивление), то $I_6 \approx 0$ и, следовательно, ток коллектора примет значение

$$I_k = I_3 = \frac{MI_{к0}}{1 - BM}. \quad (7.4)$$

Из формулы (7.4) следует, что ток коллектора будет неограниченно возрастать при приближении произведения $M \cdot B$ к единице. В то же время пробой одного коллекторного перехода происходит при условии, что произведение $M \cdot B \rightarrow \infty$, т. е. при более высоком напряжении на коллекторе.

Это явление объясняется тем, что при отключенной базе внутри транзистора действует положительная обратная связь. Заряды, образующиеся в результате лавинного размножения, скапливаются в базе, увеличивая ее заряд. Это вызывает приток неосновных носителей из эмиттера, которые увеличивают ток коллектора. Этот процесс нарастает лавинообразно и называется лавинным пробоем с эмиттерным умножением. На величину этой положительной обратной связи можно влиять схемным путем. Так, например, если подать на эмиттер транзистора запирающее напряжение, то его влияние резко уменьшается и пробивное напряжение увеличивается. Такой же эффект можно получить введением в цепь эмиттера сопротивления, так как ток эмиттера, проходя по этому сопротивлению, создает напряжение отрицательной обратной связи и уменьшает действие эмиттера на лавинный процесс.

В большинстве применений, особенно для мощных транзисторов, рекомендуют между базой и эмиттером включать небольшое сопротивление R_6 . Для определения напряжения лавинного пробоя в этом случае можно пользоваться формулой

$$U_{кэR} = U_{кб,проб} \sqrt{1 - \frac{R_6 B}{R_3 + R_6}}, \quad (7.5)$$

где U — пробивное напряжение при включении между эмиттером и базой сопротивления R_6 , $U_{кб,проб}$ — напряжение лавинного пробоя перехода коллектор — база, R_6 — сопротивление между базой и эмиттером, R_3 — сопротивление в цепи эмиттера.

Таким образом, в справочных данных транзистора можно найти три различных значения напряжений лавинного пробоя:

- напряжение $U_{кэ0}$ — напряжение пробоя при отключенной базе ($I_6 = 0$);
- напряжение $U_{кэR} > U_{кэ0}$ — напряжение пробоя при включении между базой и эмиттером сопротивления R_6 (при $R_3 = 0$);
- напряжение $U_{кэк}$ — напряжение лавинного пробоя при базе, закороченной с эмиттером ($R_6 = 0$). Все эти напряжения лавинного пробоя меньше напряжения пробоя перехода коллектор — база $U_{кб,проб}$, т. е. $U_{кб,проб} > U_{кэк} > U_{кэR} > U_{кэ0}$.

На рис. 7.2 показаны вольт-амперные характеристики транзистора в режиме лавинного пробоя при различных условиях в его базе. Отсюда видно, что при использовании транзистора при напряжениях, близких к пробоя, можно существенно влиять на напряжение пробоя схемным путем.

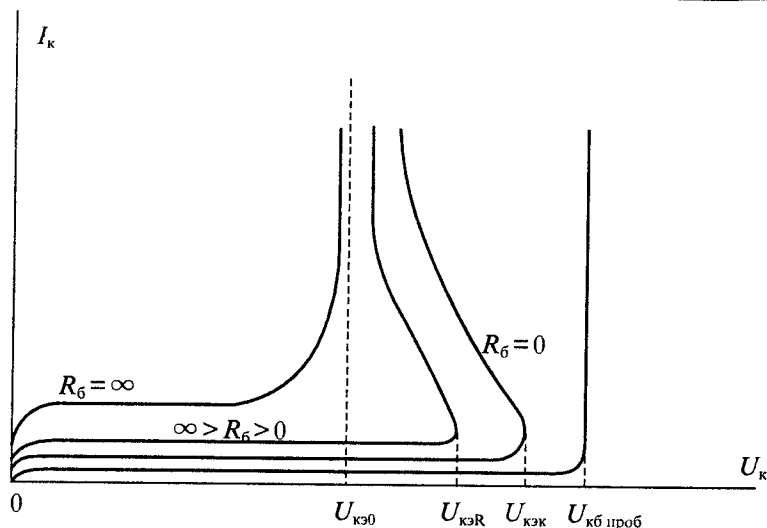


Рис. 7.2. Вольт-амперные характеристики биполярного транзистора в режиме лавинного пробоя при различных сопротивлениях в его базе

Тепловой пробой транзистора возникает вследствие лавинообразного нарастания температуры *p-n*-перехода. С ростом температуры перехода возрастают токи утечки и полупроводник переходит в проводящее состояние, а *p-n*-переход исчезает. Такое явление называют переходом кристаллов в состояние собственной проводимости.

В реальных условиях это явление не всегда ограничивает рост температуры, так как уже при более низких температурах может наблюдаться резкая зависимость от температуры одного или нескольких из основных параметров, например, коэффициента передачи тока или предельного рабочего напряжения.

Рас рассеяние мощности транзистором имеет место при любом режиме работы, однако оно максимально, когда транзистор находится во включенном состоянии или выключается. При высокой частоте коммутации потери растут пропорционально частоте. С увеличением потребляемой мощности растет и температура транзистора.

Для оценки теплового режима транзистора используют понятие **теплового сопротивления**, под которым понимают сопротивление элементов транзистора распространению теплового потока от коллекторного перехода к корпусу или в окружающую среду. Тепловое сопротивление между переходом и корпусом определяют как отношение разности температур перехода $T_{п}$ и корпуса $T_{к}$ к мощности $P_{пот}$, потребляемой транзистором. Таким образом, тепловое сопротивление определяется как перепад температуры на единицу греющей мощности:

$$R_{т.п-к} = \frac{T_{п} - T_{к}}{P_{пот}} \quad (7.6)$$

Аналогично, тепловое сопротивление переход-среда определяется как отношение разности температур перехода $T_{п}$ и окружающей среды $T_{с}$ к мощности потерь $P_{пот}$ в транзисторе:

$$R_{т.п-с} = \frac{T_{п} - T_{с}}{P_{пот}} \quad (7.7)$$

Если в транзисторе протекает импульсный ток, то тепловое сопротивление будет зависеть от времени. В этом случае оно называется переходным и зависит от формы импульсов тока и момента времени, в который оно определяется.

В справочных данных на транзисторы обычно приводятся:

- тепловое сопротивление переход-корпус (или переход-среда) $R_{т.п-к}$;
- предельно допустимая температура перехода $T_{п.макс}$;
- предельная средняя (или импульсная) мощность потерь в транзисторе $P_{пот.макс}$;
- предельно допустимая температура корпуса прибора $T_{к.макс}$.

Температуру корпуса транзистора можно измерять непосредственно. Для этого на мощных приборах может быть указана точка, в которой следует производить это измерение. Непосредственно измерить температуру перехода транзистора в процессе эксплуатации практически невозможно. В связи с этим используют косвенные методы, основанные на температурной зависимости какого-либо параметра. Такие методы обычно не дают возможности определить температуру в наиболее горячих точках структуры, которые возникают из-за разброса электрофизических свойств кристалла или дефектов конструкции. Для определения усредненной температуры перехода используют тепловое сопротивление. Эффективная температура перехода в установившемся режиме может быть определена по формулам

$$T_{п} = T_{к} + P_{пот} R_{т.п-к} \quad (7.8)$$

или

$$T_{п} = T_{с} + P_{пот} R_{т.п-с} \quad (7.8a)$$

С другой стороны, располагая сведениями о максимально допустимой температуре перехода $T_{п.макс}$ можно определить допустимую мощность потерь в транзисторе

$$P_{пот.макс} = \frac{T_{п.макс} - T_{с}}{R_{т.п-с}}, \quad (7.9)$$

где $T_{п.макс} = 200^{\circ}\text{C}$ для кремния и 150°C — для германия.

Из формулы (7.9) следует, что при температуре среды, равной $T_{с} = T_{п.макс}$, транзистор использовать практически невозможно, так как допустимая мощность потерь в нем равна нулю. Поскольку мощность, потребляемая транзистором, в основном расходуется на коллекторном переходе, то

$$P_{пот.макс} = U_{к} I_{к} = \text{const}, \quad (7.10)$$

что определяет гиперболу максимальной потребляемой мощности, график которой приведен на рис. 7.3.

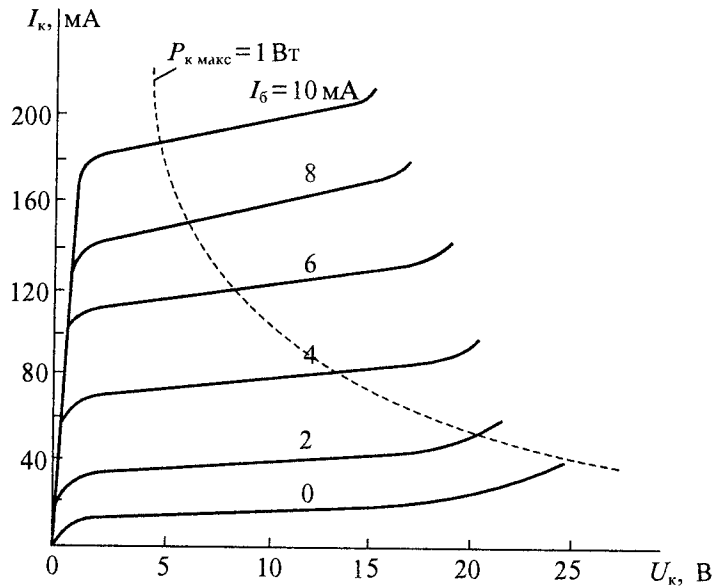


Рис. 7.3. Построение гиперболы максимальной потребляемой мощности

Поскольку при постоянных значениях T_c и R_{1-nc} потребляемая транзистором мощность однозначно определяет температуру перехода, то гипербола максимальной потребляемой мощности является границей развития теплового пробоя.

Токовый пробой транзистора возникает при достижении током максимально допустимого значения. Теоретическое значение максимального тока коллектора определяется равенством общего подвижного заряда в области коллектор-эмиттер и общего постоянного пространственного заряда, определяемого по формуле

$$I_{к макс} = C_k E_{np} V_d, \quad (7.11)$$

где C_k — емкость коллектор-база (пропорциональная площади коллекторного перехода), $E_{np} \approx 10^5$ В/см — пробивная напряженность поля, $V_d = 6 \cdot 10^6$ см/с — скорость насыщения дрейфа носителей заряда.

На практике это значение тока никогда не достигается и обычно значение $I_{к макс}$ определяется возможностью повреждения соединений (перегоранием проводников) внутри транзистора. Значение максимального допустимого тока $I_{к макс}$ обычно указывается в справочных данных транзистора.

В ряде случаев максимально допустимый ток транзистора определяется по снижению коэффициента передачи тока ниже определенного значения. Если токовый пробой не связан с перегоранием соединительных проводников, то он является обратимым.

Вторичный пробой транзистора возникает или после развития одного из видов первичного пробоя, или непосредственно, минуя развитие первичного пробоя. Непосредственное развитие вторичного пробоя происходит обычно в области

сравнительно высоких напряжений на коллекторе и связано с развитием так называемого «токового шнура». При этом коллекторный ток концентрируется в очень малой области коллектора, которая проплавляется и замыкает коллектор с базой. Вторичный пробой происходит при значениях тока и напряжения, меньших гиперболы максимальной мощности (рис 7.3).

Если транзистор работает в усилительном режиме, то развитие вторичного пробоя и возникновение токового шнура связано с потерей термической устойчивости, при которой увеличение тока в каком-либо месте структуры приводит к повышению ее температуры, а повышение температуры увеличивает ток. Этот процесс нарастает лавинообразно и приводит к проплавлению структуры.

Электрический и тепловой механизмы развития вторичного пробоя являются не единственными. В реальных транзисторах концентрация тока и развитие вторичного пробоя могут быть результатом наличия дефектов в кристалле, плохого качества пайки и др. Но какова бы ни была причина развития вторичного пробоя, результатом его является шнурование тока и локальный перегрев с проплавлением кристалла.

Для развития вторичного пробоя требуется определенное время, которое может составлять 1...100 мкс. Это время называют временем задержки развития вторичного пробоя. Если время нахождения транзистора в опасном режиме меньше времени развития вторичного пробоя, то вторичный пробой не возникает. Поэтому при коротких длительностях импульсов тока в транзисторе вторичный пробой может и не развиваться. Исследования показали, что при развитии вторичного пробоя (во время задержки) в цепи базы могут возникать автоколебания сравнительно высокой частоты, которые могут быть использованы для предсказания опасного значения тока и защиты транзистора.

На рис. 7.4 показаны вольт-амперные характеристики транзистора при развитии вторичного пробоя из различных областей: из области усилительного режима (а), области пассивного запирания (б) и области активного запирания (при обратном смещении эмиттерного перехода) (в). Во всех трех случаях при развитии вторичного пробоя происходит резкое увеличение тока коллектора и снижение напряжения на коллекторе, связанное с проплавлением коллекторного перехода.

Вторичный пробой отсутствует в полевых транзисторах. Так, например, для полевых транзисторов с управляющим *p-n*-переходом с увеличением температуры ток

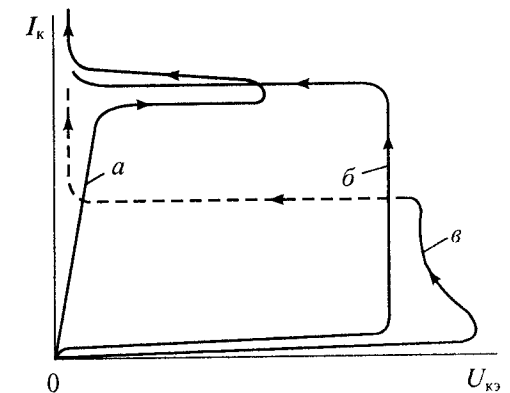


Рис 7.4 Графики развития вторичного пробоя из области усилительного режима (а), области пассивного запирания (б), и области активного запирания (в)

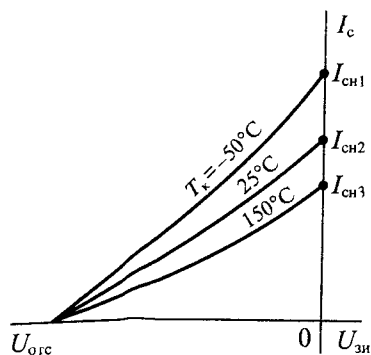


Рис. 7.5. Температурная зависимость тока стока полевого транзистора с p-n-переходом

стока уменьшается, как показано на рис. 7.5. Таким образом, разогрев структуры при протекании тока стока приведет к его снижению, а не к увеличению, как в биполярном транзисторе. Последнее говорит об отсутствии положительной тепловой обратной связи и невозможности саморазогрева полевого транзистора.

Область безопасной работы транзистора определяет границы интервала надежной работы транзистора без захода в область одного из видов пробоя. Обычно область безопасной работы (ОБР) строится в координатах $I_k (U_{кз})$. Различают статическую и импульсную ОБР. Статическая ОБР (рис. 7.6 а) ограничивается участками:

тока пробоя (1), теплового пробоя (2), вторичного пробоя (3) и лавинного пробоя (4). При построении ОБР в логарифмическом масштабе все ее участки имеют вид прямых линий.

Импульсная ОБР определяется максимальным импульсным током коллектора $I_{к и макс}$ и максимальным импульсным напряжением пробоя $U_{кз и макс}$. При малых

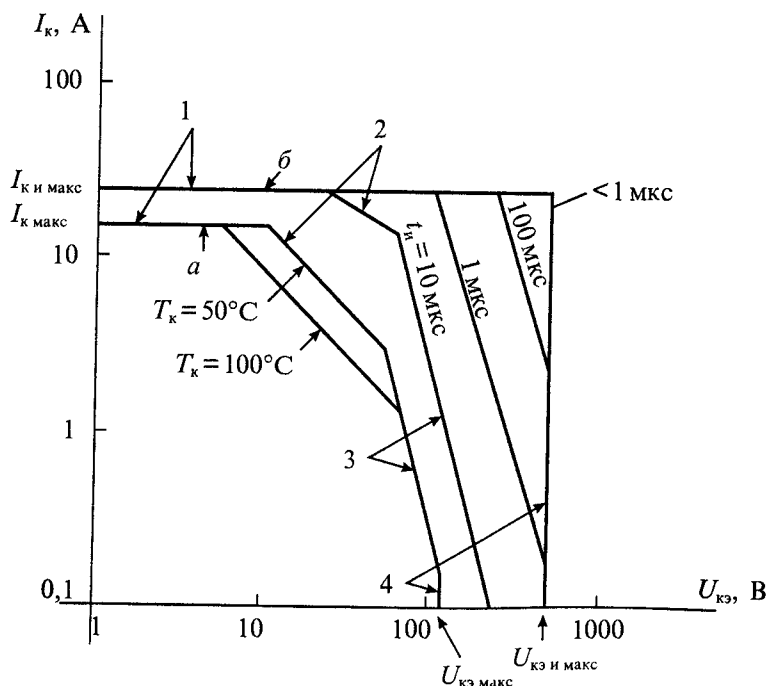


Рис 7.6. Области безопасной работы биполярного транзистора в статическом режиме (а) и импульсном режиме (б) при различных длительностях импульсов тока коллектора

длительностях импульсов на ней могут отсутствовать участки, обусловленные тепловым пробоем. При длительности импульса менее 1 мкс импульсная ОБР имеет только две границы $I_{к и макс}$ и $U_{кз и макс}$. При увеличении длительности импульса появляются участки, ограничивающие ОБР за счет развития вторичного пробоя (3) и теплового пробоя (2).

Границы областей безопасной работы транзистора зависят от температуры его корпуса. С увеличением температуры корпуса транзистора границы ОБР, обусловленные тепловым пробоем, перемещаются влево. Границы ОБР, обусловленные лавинным или вторичным пробоем, практически от температуры не зависят.

Защита транзисторов от пробоя. При использовании транзистора необходимо обеспечить нахождение его рабочей точки внутри ОБР без выхода за ее пределы. Даже кратковременный выход рабочей точки за пределы соответствующей ОБР влечет за собой попадание транзистора в область пробоя. С целью защиты транзистора от возможного пробоя обычно формируют траекторию его переключения при работе в ключевом режиме. Для этого к транзистору подключают дополнительные цепи, содержащие резисторы, емкости, диоды и стабилитроны. Параметры этих цепей или рассчитывают, или находят экспериментальным путем. Некоторые из таких схем приведены на рис. 7.7.

Простейшая цепь, используемая при индуктивной нагрузке транзистора, состоит из последовательно соединенных элементов R и C , как показано на рис. 7.7 а. Эта цепь работает следующим образом. При запираании транзистора с индуктивной нагрузкой ток в индуктивности, не меняя своего значения и направления, поступает в RC -цепь и заряжает конденсатор C . При этом часть энергии, запасенной в индуктивности, будет израсходована в резисторе R . Благодаря этому

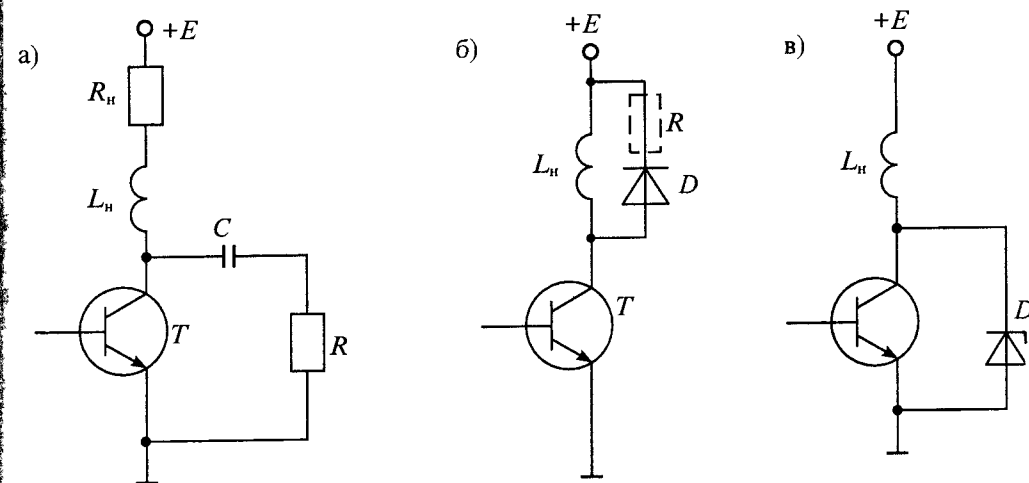


Рис 7.7 Защита транзистора от лавинного пробоя при помощи RC-цепи (а), шунтирующего диода (б) и стабилитрона (в)

исключается импульс большой амплитуды на коллекторе транзистора, который вывел бы рабочую точку за пределы ОБР. Элементы такой цепи рассчитываются по формулам:

$$C \geq \frac{2L_n E_k^2}{U_M R_n}, \quad R = \frac{U_M R_n}{\sqrt{2} E_k}, \quad (7.12)$$

где U_M — разность между напряжением источника питания E_k и максимально допустимым напряжением коллектор-эмиттер, определяемым по соответствующей ОБР.

Вместо RC -цепи можно использовать диодно-резистивную цепь, представленную на рис. 7.7б. В этой схеме при запираании транзистора отпирается диод D , и через него проходит ток индуктивной нагрузки. Для снижения амплитуды импульса тока в диоде последовательно с ним иногда включается сопротивление R . Перепад напряжения на транзисторе равен прямому падению напряжения на диоде, т. е. практически отсутствует.

Для ограничения выброса напряжения на коллекторе транзистора при его запираании можно использовать ограничитель на стабилитроне D , как показано на рис. 7.7в. Все рассмотренные цепи ограничивают предельное напряжение на транзисторе и тем самым предохраняют транзистор от попадания в режим лавинного пробоя.

Для защиты транзистора от перегрева и связанного с этим теплового пробоя применяют охладители, к которым крепится корпус транзистора. Применение охладителей позволяет уменьшить перегрев транзистора.

Наиболее сложной проблемой является защита транзисторов от вторичного пробоя. При развитии вторичного пробоя транзистор теряет управление по базе, и даже подавая на базу обратное смещение, запереть его нельзя. Единственным способом защиты транзистора в этом случае является распознавание развития вторичного пробоя во время задержки и шунтирование выводов коллектор-эмиттер транзистора с помощью быстродействующего тиристора.

Упрощенная схема защиты транзистора от вторичного пробоя приведена на рис. 7.8. Схема содержит устройство управления тиристором D защиты, который шунтирует транзистор T при появлении в его базе колебаний, предшествующих развитию вторичного пробоя.

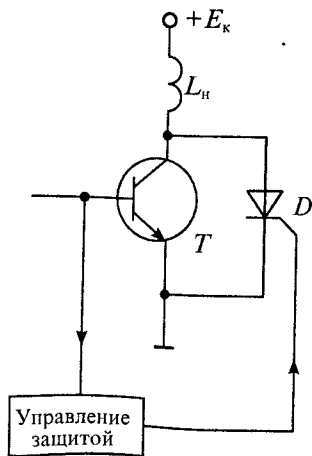


Рис 7.8 Защита транзистора от вторичного пробоя

АНАЛОГОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

Лекция 8. Операционные усилители

Устройство и принцип действия. Операционным усилителем (ОУ) называют усилитель напряжения, предназначенный для выполнения различных операций с аналоговыми сигналами: их усиление или ослабление, сложение или вычитание, интегрирование или дифференцирование, логарифмирование или потенцирование, преобразование их формы и др. Все эти операции ОУ выполняет с помощью цепей положительной и отрицательной обратной связи, в состав которых могут входить сопротивления, емкости и индуктивности, диоды, стабилитроны, транзисторы и некоторые другие электронные элементы. Поскольку все операции, выполняемые при помощи ОУ, могут иметь нормированную погрешность, то к его характеристикам предъявляются определенные требования.

Требования эти в основном сводятся к тому, чтобы ОУ как можно ближе соответствовал идеальному источнику напряжения, управляемому напряжением с бесконечно большим коэффициентом усиления. А это значит, что входное сопротивление ОУ должно быть равно бесконечности, а следовательно, входной ток должен быть равен нулю. Выходное сопротивление должно быть равно нулю, а следовательно, нагрузка не должна влиять на выходное напряжение. Частотный диапазон усиливаемых сигналов должен простирается от постоянного напряжения до очень высокой частоты. Поскольку коэффициент усиления ОУ очень велик, то при конечном значении выходного напряжения напряжение на его входе должно быть близким к нулю.

Входная цепь ОУ обычно выполняется по дифференциальной схеме, а это значит, что входные сигналы можно подавать на любой из двух входов, один из которых изменяет полярность выходного напряжения и поэтому называется *инвертирующим*, а другой не изменяет полярности выходного напряжения и называется — *неинвертирующим*. Условное схематическое обозначение дифференциального операционного усилителя приведено на рис. 8.1а. Инвертирующий вход можно отмечать кружочком или писать около него знак минус (-). Неинвертирующий вход или совсем не отмечается, или около него пишется знак плюс (+). Два вывода ОУ используются для подачи на него напряжения питания $+E_n$ и $-E_n$. Положительное и отрицательное напряжение питания обычно имеют одно и то же значение, а их общий вывод одновременно является общим выводом для входных и выходного сигналов (в дальнейшем выводы питания изображаться не будут).

Если один из двух входов ОУ соединить с общим выводом, то можно получить два ОУ с одним входом, один из которых будет инвертирующим (рис. 8.1б),

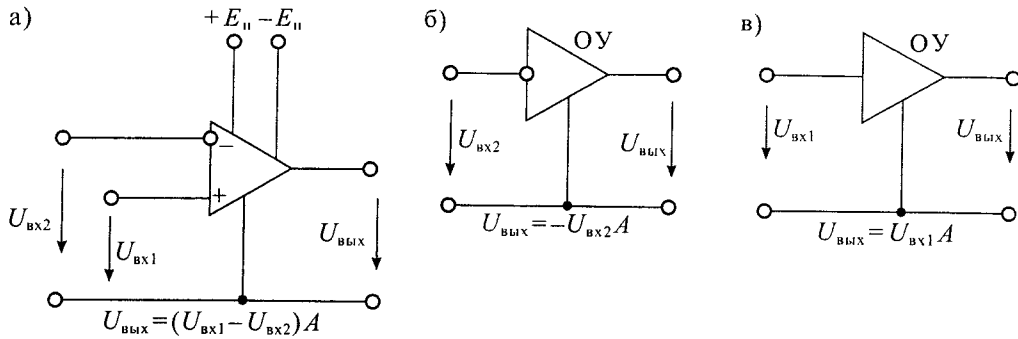


Рис. 8.1. Схематическое изображение дифференциального операционного усилителя (а), инвертирующего (б) и неинвертирующего (в)

а другой — неинвертирующим (рис. 8.1 в). Выходное напряжение для дифференциального усилителя определяется по формуле

$$U_{\text{вых}} = (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}})A, \quad (8.1)$$

где $A \rightarrow \infty$ — коэффициент усиления ОУ.

Для инвертирующего ОУ выходное напряжение равно $U_{\text{вых}} = -U_{\text{вх2}}A$, а для неинвертирующего $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх1}}A$. Разностное напряжение $(U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) = U_{\text{диф}}$ — называют **дифференциальным** входным сигналом. По сути дела, это напряжение приложено между инвертирующим и неинвертирующим входами ОУ.

Если оба входа ОУ соединить вместе, то получившаяся схема будет иметь только один вход, а приложенный к нему сигнал называют **синфазным** $U_{\text{сф}} = U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}}$. Для синфазного сигнала в соответствии с формулой (8.1) выходное напряжение должно быть равно нулю, однако в реальных усилителях этого не происходит и выходной сигнал присутствует, хотя и имеет малое значение. Схемы подачи на входы ОУ дифференциального и синфазного сигналов приведены на рис. 8.2.

Дифференциальный ОУ можно заменить его схемой замещения. Для идеального ОУ можно воспользоваться схемой замещения, приведенной на рис. 8.3 а. В этой схеме замещения на выходе включен источник напряжения $U_{\text{вых}}$, управляемый

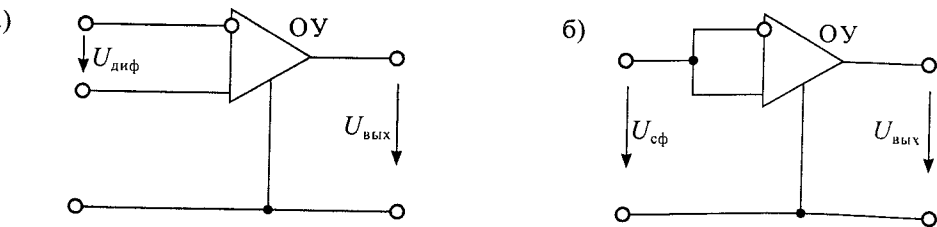


Рис. 8.2. Подача на вход ОУ дифференциального (а) и синфазного (б) сигналов

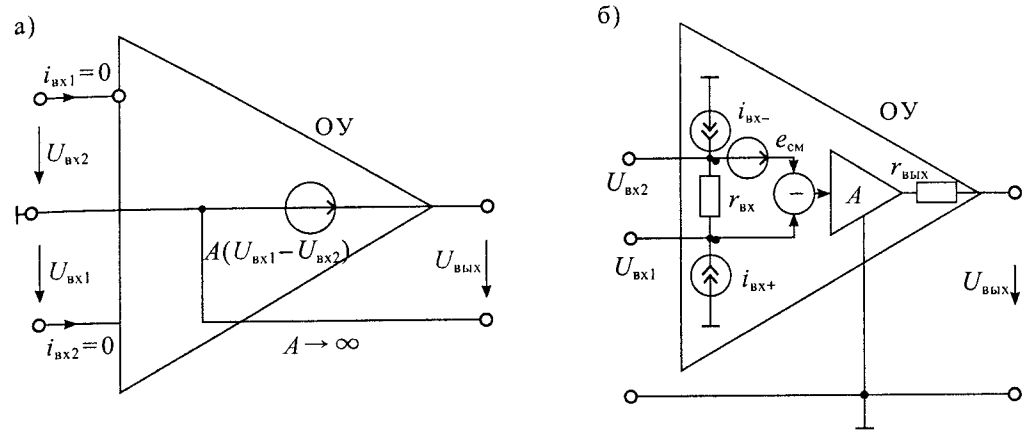


Рис. 8.3. Схема замещения дифференциального операционного усилителя: идеального (а) и реального (б)

дифференциальным входным напряжением $U_{\text{диф}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}$, в соответствии с уравнением (8.1). Входные токи в этой схеме отсутствуют, так как входное сопротивление считается равным бесконечности.

Если учесть свойства реального усилителя, то схема замещения дифференциального ОУ, приведенная на рис. 8.3 б, будет содержать источники входных токов $i_{\text{вх+}}$ и $i_{\text{вх-}}$, входное сопротивление $r_{\text{вх}}$, источник напряжения смещения нулевого уровня $e_{\text{см}}$ и выходное сопротивление $r_{\text{вых}}$. Использование этой схемы замещения позволяет учесть влияние на выходной сигнал внутренних сопротивлений источников сигнала и сопротивления нагрузки, а также смещение нулевого уровня, обусловленное наличием источников входных токов $i_{\text{вх+}}$ и $i_{\text{вх-}}$ и напряжения $e_{\text{см}}$.

Схемы замещения ОУ, приведенные на рис. 8.3, можно использовать для расчета схем с ОУ в статическом режиме, однако для анализа динамических свойств ОУ они непригодны. В интегральных ОУ для обеспечения устойчивости в широкой полосе частот используется частотная коррекция усиления, которая обеспечивает снижение усиления с ростом частоты. Обычно эта частотная коррекция представляет собой интегрирующее звено, у которого коэффициент усиления обратно пропорционален частоте. Схема замещения ОУ с учетом частотной коррекции приведена на рис. 8.4 а. Она содержит входной дифференциальный каскад с коэффициентом передачи K_1 , который преобразует входной дифференциальный сигнал в выходной ток, поступающий на интегрирующее звено с коэффициентом передачи K_2 . Выходной каскад с коэффициентом передачи K_3 является усилителем мощности и обычно представляет собой повторитель напряжения. Упрощенная принципиальная схема такого ОУ приведена на рис. 8.4 б.

Дифференциальный каскад выполнен на транзисторах $T1 \dots T4$. Транзисторы $T1, T2$ образуют дифференциальный усилитель, а транзисторы $T3, T4$ являются его динамической нагрузкой. Выходным сигналом дифференциального каскада является ток $2i_1$, который поступает в интегрирующее звено, выполненное на транзисторах $T5, T6$ и

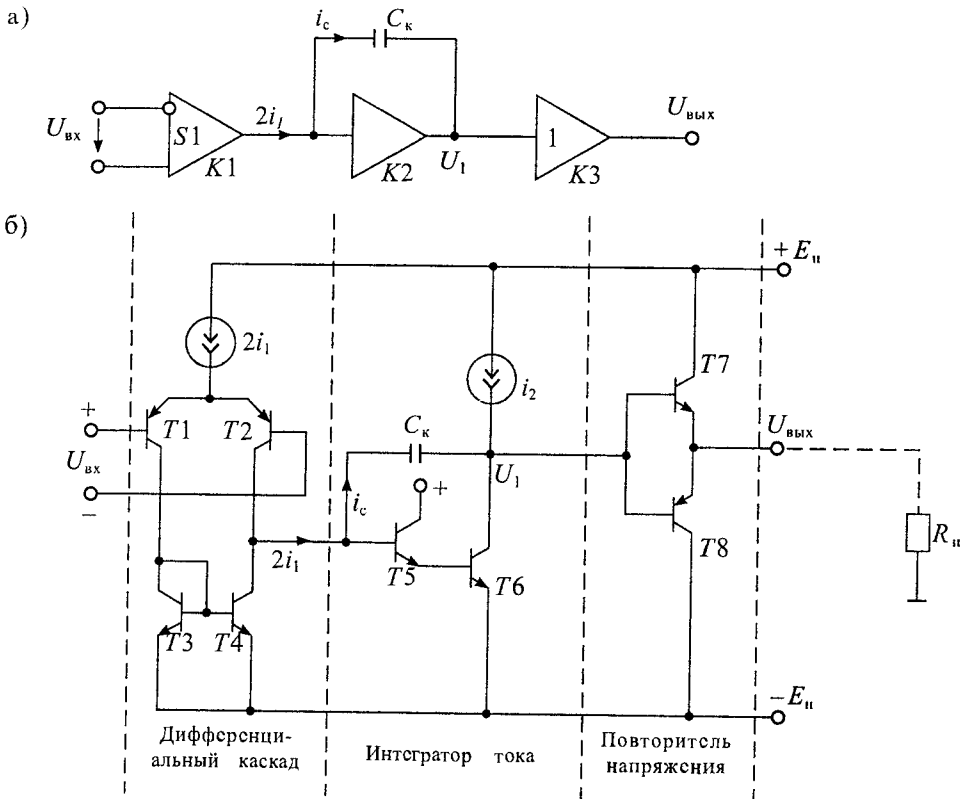


Рис. 8.4. Упрощенная структурная схема (а) и принципиальная схема (б) дифференциального ОУ

корректирующей емкости C_k . Выходным сигналом интегратора тока является напряжение U_1 , равное напряжению на конденсаторе C_k . Повторитель напряжения выполнен на транзисторах $T7, T8$ по схеме с эмиттерной нагрузкой. Анализ упрощенной схемы ОУ, приведенной на рис. 8.4, позволяет выявить взаимосвязь основных динамических характеристик ОУ.

Будем считать, что входной дифференциальный каскад характеризуется крутизной составляющих его транзисторов $T1$ и $T2$, для которых ток коллектора и напряжение на базе связаны выражением $i_1 = I_s e^{u_{вх}/\varphi_T}$ (см. Лекцию 4). В этом случае крутизна дифференциального каскада будет иметь значение:

$$K_1 = S_1 = \frac{\partial i_1}{\partial u_{вх}} = \frac{i_1}{\varphi_T} \quad (8.2)$$

где i_1 — коллекторный ток транзисторов дифференциального каскада, φ_T — тепловой потенциал.

Для определения коэффициента передачи интегратора тока воспользуемся зависимостью напряжения и тока в емкости C_k :

$$2i_1 = i_c = C_k \frac{du_1}{dt} \quad (8.2a)$$

Для переменного гармонического сигнала с частотой ω эта зависимость может быть представлена в виде

$$2I_1 = \omega C_k U_1,$$

откуда находим коэффициент передачи интегратора:

$$K_2 = \frac{U_1}{I_c} = \frac{U_1}{2I_1} = \frac{1}{\omega C_k} \quad (8.3)$$

Учитывая, что коэффициент передачи выходного повторителя напряжения $K_3 = 1$, найдем полный коэффициент передачи ОУ:

$$K = K_1 K_2 K_3 = \frac{S_1}{\omega C_k} \quad (8.4)$$

Формула (8.4) показывает, что с ростом частоты ω коэффициент усиления ОУ понижается. Крутизна S_1 дифференциального каскада и емкость коррекции C_k влияют на скорость снижения коэффициента усиления ОУ. В то же время этой формулой нельзя пользоваться, если частота $\omega \rightarrow 0$, так как в этом случае $K \rightarrow \infty$. Иначе говоря, эта формула отражает на постоянном токе свойства идеального операционного усилителя. Поэтому в реальном усилителе рост коэффициента усиления будет продолжаться до тех пор, пока он не станет равным значению $K(0)$ на постоянном напряжении. График зависимости коэффициента усиления ОУ от частоты входного сигнала приведен на рис. 8.5 а. Этот график построен в логарифмическом масштабе по формуле

$$K = 20 \lg \frac{S_1}{\omega C_k} \text{ [дБ]}, \quad (8.5)$$

где K [дБ] — коэффициент усиления в децибелах.

Пользуясь частотной зависимостью коэффициента усиления (8.4), можно определить предельную частоту ОУ, на которой коэффициент усиления становится равным единице (или $K(\omega_{пр}) = 0$ дБ):

$$\omega_{пр} = \frac{S_1}{C_k} \quad (8.6)$$

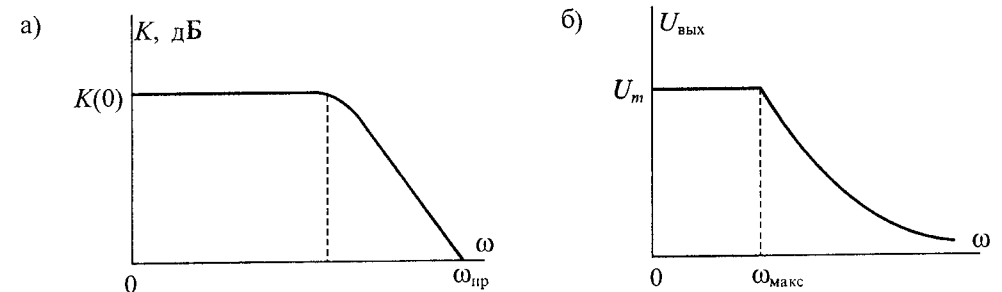


Рис. 8.5. Графики частотной зависимости коэффициента усиления ОУ (а) и максимальной амплитуды выходного сигнала (б)

Динамические свойства ОУ часто описывают при помощи скорости нарастания выходного напряжения $V_{u_{\text{вых}}}$. Учитывая, что $u_{\text{вых}} = u_1$ из формулы (8.2 а), найдем скорость нарастания $u_{\text{вых}}$

$$V_{u_{\text{вых}}} = \frac{du_{\text{вых}}}{dt} = \frac{2i_1}{C_k} = \frac{2\varphi_T S_1}{C_k}. \quad (8.7)$$

Из формулы (8.7) следует, что для увеличения скорости нарастания следует увеличивать крутизну S_1 дифференциального каскада и снижать емкость коррекции C_k . Скорость нарастания связана с предельной частотой усиления ОУ. Если в формуле (8.7) подставить значение емкости из (8.6), то получим эту зависимость

$$V_{u_{\text{вых}}} = \frac{2i_1 \omega_{\text{пр}}}{S_1} = 2\varphi_T \omega_{\text{пр}}, \quad (8.8)$$

откуда следует, что чем больше предельная частота (т. е. частота единичного усиления) тем выше скорость нарастания выходного напряжения.

Следует отметить, что для определения скорости нарастания на вход ОУ необходимо подавать столь большое входное напряжение, чтобы дифференциальный каскад полностью переключался из одного состояния в другое. В этом случае весь ток $2i_1 = i_c$ проходит в интегратор, и поэтому скорость нарастания, определяемая по формуле (8.8), будет максимальной.

В данном рассмотрении принималось, что емкость C_k настолько велика, что усилитель имеет достаточный запас устойчивости по фазе на частоте $\omega_{\text{пр}}$ (т. е. дополнительный набег фазы не превышает 90°). Это позволяет использовать ОУ с замкнутой обратной связью без опасности его самовозбуждения. Уменьшение емкости C_k приводит к увеличению усиления и максимальной скорости нарастания, однако это можно сделать только в том случае, если коррекция выполняется с помощью внешних элементов. При внутренней коррекции емкость C_k является элементом интегральной микросхемы и уменьшить ее нельзя.

В справочных данных на ОУ иногда приводится значение максимальной частоты усиления большого сигнала. Смысл этого параметра состоит в том, что он позволяет установить максимальную частоту гармонического сигнала, при которой на выходе ОУ можно получить без значительных искажений выходной сигнал синусоидальной формы с заданной амплитудой U_m . Очевидно, что этот параметр связан с максимальной скоростью нарастания гармонического сигнала на выходе ОУ. Если принять, что $u_{\text{вых}} = U_m \sin \omega t$, то его скорость изменения будет равна $du_{\text{вых}}/dt = \omega U_m \cos \omega t$ и при $\cos \omega t = 1$ она будет иметь максимальное значение

$$\left(\frac{du_{\text{вых}}}{dt}\right)_{\text{макс}} = \omega_{\text{макс}} U_m. \quad (8.9)$$

Из формулы (8.9) найдем максимальную частоту усиления большого сигнала

$$\omega_{\text{макс}} = \frac{(du_{\text{вых}}/dt)_{\text{макс}}}{U_m} = \frac{(V_{u_{\text{вых}}})_{\text{макс}}}{U_m}. \quad (8.10)$$

Выражение (8.10) показывает, что до частоты $\omega_{\text{макс}}$ на выходе ОУ можно получить неискаженный сигнал с амплитудой U_m . С повышением частоты амплитуда

неискаженного сигнала на выходе уменьшается по гиперболическому закону. График такой зависимости приведен на рис. 8.5 б.

Пример. В качестве примера рассмотрим взаимосвязь основных параметров ОУ типа К140УД7 (аналог усилителя $\mu A741$). Исходными данными для анализа этого усилителя являются: ток дифференциального каскада $i_1 = 10$ мкА, емкость коррекции $C_k = 30$ пФ, $K(0) = 130$ дБ.

По формуле (8.2) найдем его крутизну:

$$S_1 = 10^{-5} / 25 \cdot 10^{-3} = 400 \text{ мкА/В.}$$

Предельную частоту усиления найдем по формуле (8.6):

$$f_{\text{пр}} = 4 \cdot 10^{-4} / (3 \cdot 10^{-11} \cdot 2\pi) = 2,1 \text{ МГц.}$$

Максимальную скорость нарастания определим по формуле (8.7):

$$V_{u_{\text{вых}}} = 2 \cdot 10^{-5} / 30 \cdot 10^{-12} = 0,67 \text{ В/мкс.}$$

Максимальную частоту усиления при выходном напряжении $U_{m_{\text{вых}}} = 10$ В найдем по формуле (8.10):

$$f_{\text{макс}} = \frac{\omega_{\text{макс}}}{2\pi} = \frac{670 \cdot 10^3}{10 \cdot 2\pi} = 10,6 \text{ кГц.}$$

Основные характеристики операционных усилителей можно разделить на две группы: статические и динамические. К статическим относятся характеристики, определяющие работу ОУ в установившемся режиме:

- коэффициент усиления на постоянном напряжении $K(0) = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}}$;
- напряжение смещения нулевого уровня $e_{\text{см}}$ — это напряжение, которое нужно приложить ко входу ОУ, чтобы сделать $U_{\text{вых}} = 0$;
- входные токи $i_{\text{вх}+}$ и $i_{\text{вх}-}$ — это токи, протекающие через входные цепи ОУ;
- разность входных токов $\Delta i_{\text{вх}} = i_{\text{вх}+} - i_{\text{вх}-}$;
- температурный коэффициент напряжения смещения нулевого уровня $\Delta e_{\text{см}} / \Delta T$;
- температурный коэффициент разности входных токов $\Delta i_{\text{вх}} / \Delta T$;
- коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{\text{осс}}$ — это отношение коэффициента усиления дифференциального сигнала к коэффициенту усиления синфазного сигнала $K_{\text{диф}} / K_{\text{сф}} = K_{\text{осс}}$;
- максимальный выходной ток $I_{\text{вых макс}}$.

Динамические характеристики ОУ описываются обычно двумя параметрами: предельной частотой (частотой единичного усиления) $f_{\text{пр}} = f_1$ и максимальной скоростью нарастания выходного напряжения $V_{u_{\text{вых макс}}}$. Параметры динамического режима во многом зависят от цепей частотной коррекции, которая осуществляется с помощью RC-цепей, подключаемых к соответствующим зажимам ОУ. Основное назначение коррекции — предотвращать возникновение автоколебаний в ОУ при охвате его цепью отрицательной обратной связи.

Причина возникновения автоколебаний кроется в том, что в самом ОУ и в цепях обратной связи имеются фазовые сдвиги, вследствие чего отрицательная обратная связь на некоторой частоте превращается в положительную. Цепи

коррекции снижают коэффициент усиления на частоте, на которой фазовый сдвиг в замкнутом контуре составляет 360° . Иногда используют цепи коррекции, которые уменьшают фазовый сдвиг на тех частотах, на которых коэффициент усиления в замкнутом контуре больше единицы. Такую коррекцию называют опережающей, так как она обеспечивает опережение по фазе. Корректирующие цепи обычно рекомендуются предприятием, изготовителем и приводятся в справочных руководствах. В то же время имеется большое количество ОУ с внутренней коррекцией. Внутренняя коррекция упрощает использование ОУ, но не позволяет полностью реализовать его динамические свойства.

Классификация ОУ. В соответствии с ГОСТ 4.465-86 все ОУ делятся на следующий группы по совокупности их параметров:

- универсальные, или общего применения ($K(0)=10^3 \dots 10^5$, $f_{np}=1,0 \dots 10$ МГц, $e_{см} > 0,5$ мВ);
- прецизионные, или инструментальные ($K(0) > 0,5 \cdot 10^6$, $e_{см} < 0,5$ мВ);
- быстродействующие ($V_{U_{вых}} > 20$ В/мкс, $f_{np} > 15$ МГц);
- микромощные ($I_{ногр} < 1$ мА).

В табл. 8.1 приведены сравнительные данные для некоторых типов ОУ из различных групп. Следует отметить, что прецизионные ОУ имеют весьма малые значения напряжения смещения нулевого уровня и его температурного коэффициента, кроме того они отличаются большим значением коэффициента усиления, что приближает их к идеальным ОУ. В свою очередь быстродействующие усилители отличаются широкой полосой пропускания и высокой скоростью нарастания выходного напряжения. Микромощные усилители отличаются высокой экономичностью. Они могут работать при напряжении питания от 1,5 В и потреблять ток $10 \dots 1000$ мкА.

Операционные усилители продолжают совершенствоваться; появляются новые типы, обладающие некоторыми особыми свойствами. Так, например, появились ОУ с внутренней гальванической развязкой входа и выхода. С этой целью в них введен оптрон, с помощью которого входные и выходные цепи ОУ оказываются разделенными.

Таблица 8.1

Сравнительные характеристики ОУ

Тип ОУ	Группа	$K(0) \times 10^3$	$e_{см}$, мВ	$\Delta e_{см} / \Delta T$, мкВ/К	$\Delta I_{вх}$, нА	$K_{осц}$, дБ	f_{np} , МГц	$V_{U_{вых}}$, В/мкс
К140УД7	Универсальные	50	4000	6,00	50	70	0,8	10,0
К140УД24	Прецизионные	1000	5	0,05	10^{-2}	120	2,0	2,5
154УД2	Быстродействующие	10	2000	10,00	10	100	$> 50,0$	75,0
К1423УД1	Микромощные	10	5000	5,00	$5 \cdot 10^{-4}$	70	0,05...1,4	$1,6 \dots 10^{-2}$

Применение ОУ. Инвертирующие и неинвертирующие усилители. Схема инвертирующего усилителя приведена на рис. 8.6 а. На инвертирующий вход ОУ в этой схеме подается сигнал, определяемый суммой входного и выходного напряжений и делителем на сопротивлениях R_1 и R_2 . Так как неинвертирующий вход ОУ соединен с общим выводом, а $U_{диф} \approx 0$, то напряжение на инвертирующем входе также будет равно нулю. В результате для схемы рис. 8.6 а можно записать уравнение

$$\frac{U_{вх}}{R_1} = -\frac{U_{вых}}{R_2},$$

откуда находим коэффициент усиления усилителя:

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (8.11)$$

Схема неинвертирующего усилителя приведена на рис. 8.6 б. В этой схеме входной сигнал подается непосредственно на неинвертирующий вход ОУ, а к инвертирующему входу подводится напряжение обратной связи с выхода ОУ. Поскольку напряжение между входами равно нулю, то на инвертирующем входе также будет напряжение

$$U_{вх} = U_{вых} \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Таким образом, коэффициент усиления определяется формулой

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (8.12)$$

В частном случае при $R_2 = 0$ и любом значении R_1 (кроме нуля) получаем повторитель напряжения с коэффициентом передачи $K = 1$.

Схемы интеграторов тока и напряжения приведены на рис. 8.7. Для схемы интегратора тока (рис. 8.7 а) можно записать уравнения $i_{вх} = -i_c$, $U_c = \frac{1}{C} \int i_c dt$, откуда получаем значение выходного напряжения

$$U_{вых} = U_c = -\frac{1}{C} \int i_{вх} dt. \quad (8.13)$$

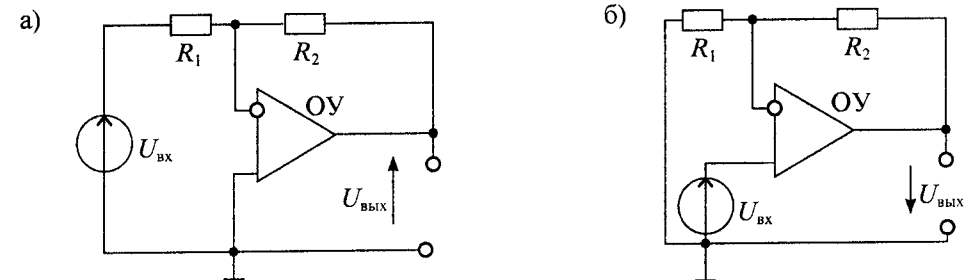


Рис. 8.6. Схема инвертирующего усилителя (а) и неинвертирующего усилителя (б) на дифференциальном ОУ

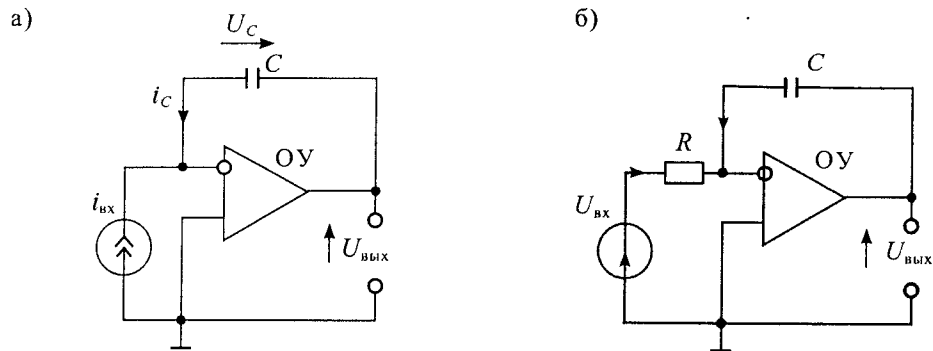


Рис. 8.7. Схема интегратора тока (а) и интегратора напряжения (б) на дифференциальном ОУ

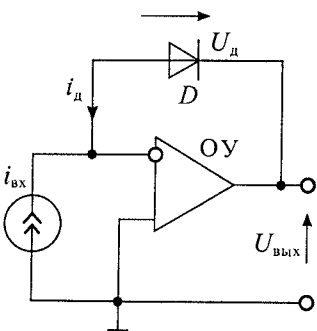


Рис. 8.8. Схема логарифматора тока на дифференциальном ОУ

Аналогично, можно записать для интегратора напряжения (рис. 8.7 б) значение выходного напряжения, если учесть, что $i_{вх} = u_{вх} / R$,

$$u_{вых} = -\frac{1}{RC} \int u_{вх} dt. \quad (8.14)$$

Кроме линейных элементов в цепи обратной связи ОУ могут быть включены различные нелинейные элементы: диоды, стабилитроны, транзисторы и др. Так, например, в схеме логарифматора тока (рис. 8.8) в цепи отрицательной обратной связи включен диод D. Для этой схемы можно записать уравнения: $i_{вх} = -i_d$, $u_{вых} = u_d$. Учитывая связь между током и напряжением на диоде $i_d \approx I_s e^{u_d / \varphi_T}$, получим значение выходного напряжения

$$u_{вых} = -\varphi_T \ln(i_{вх} / I_s). \quad (8.15)$$

инвертирующим сигнальными входами положительна и, наоборот, когда разностное напряжение отрицательно, то выходное напряжение компаратора соответствует логическому нулю $U_{вых}^0$. Это правило записывают следующими образом:

$$U_{вых} = \begin{cases} U_{вых}^1 & \text{при } U_{вх+} > U_{вх-}, \text{ или } \Delta U_{вх} > 0, \\ U_{вых}^0 & \text{при } U_{вх+} < U_{вх-}, \text{ или } \Delta U_{вх} < 0. \end{cases} \quad (9.1)$$

Графическая зависимость выходного напряжения от разности входных напряжений приведена на рис. 9.1 а, а условное схематическое обозначение компаратора приведено на рис. 9.1 б. Как видно из обозначения, компаратор напряжения помимо основных сигнальных входов может иметь служебные входы различного назначения: стробирования, балансировки, согласования уровней и др.

Упрощенная структурная схема компаратора напряжения приведена на рис. 9.2. Она состоит из входного дифференциального каскада ДК, устройства смещения уровней и выходной логики. Входной дифференциальный каскад формирует и обеспечивает основное усиление разностного сигнала. Помимо этого, он позволяет осуществлять балансировку выхода при помощи внешнего подстроечного резистора и позволяет скорректировать напряжение смещения нулевого уровня в пределах до 1...2 мВ, возникающее в дифференциальном каскаде. С помощью балансировки можно также установить предпочтительное начальное состояние выхода.

Входы стробирования предназначены для фиксации момента времени, когда производится сравнение входных сигналов и выдача результата сравнения на выход. Для этого на вход стробирования подается импульсный сигнал разрешения сравнения. Результаты сравнения могут появляться на выходе компаратора только во время строба или могут фиксироваться в элементах памяти компаратора до прихода очередного импульса строба. Таким образом, стробируемые компараторы могут быть без памяти и с памятью. Кроме этого, стробирование может выполняться по уровню импульса или по его фронту (перепаду уровней). Для указания стробирования по фронту на входе стробирования изображается направление перепада от низкого уровня к высокому \nearrow или, наоборот, от высокого уровня к низкому \searrow . Пример такого обозначения стробирования приведен на рис. 9.1 в.

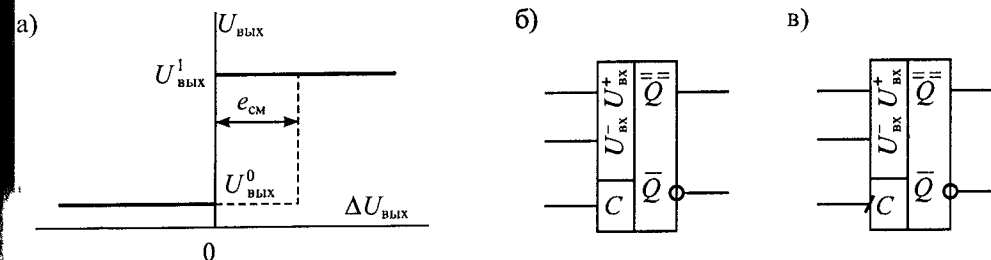


Рис. 9.1. Передаточная характеристика (а) и условное изображение стробируемых компараторов со стробированием по уровню (б) и по фронту (в)

Лекция 9. Аналоговые компараторы напряжений

Устройство и принцип действия. Компараторами напряжений называют интегральные микросхемы, предназначенные для сравнения двух напряжений и выдачи результата сравнения в логической форме: больше или меньше. По сути дела, компаратор напряжения чувствителен к полярности напряжения, приложенного между его сигнальными входами. Напряжение на выходе будет иметь высокий уровень $U_{1вых}$ всякий раз, когда разность напряжений между неинвертирующим и

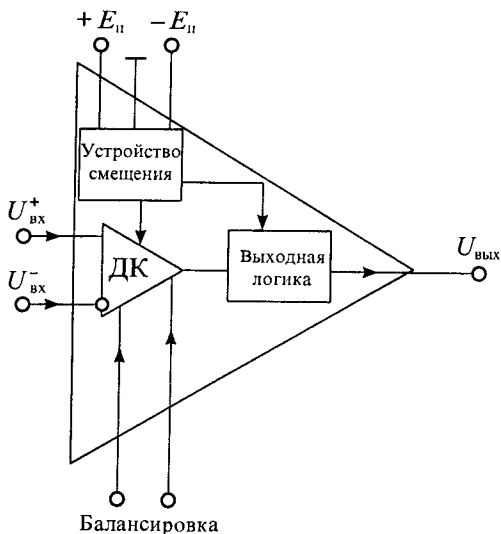


Рис. 9.2. Упрощенная структурная схема компаратора

Поскольку импульс строба приходит одновременно с изменяющимся входным сигналом, то минимальная длительность строба (или его фронта) должна быть такой, чтобы входной сигнал успел пройти через дифференциальный каскад, прежде чем сработает ячейка памяти. Это время называют обычно *временем разрешения выборки*. Применение стробирования повышает помехозащищенность компаратора, так как помеха может изменить состояние выхода только в узкое время разрешения выборки.

Цепь смещения, подключаемая к дифференциальному каскаду, обеспечивает получение оптимальных уровней токов в элементах дифференциального каскада и исключает его насыщение при большом уровне входных сигналов. Кроме этого, устройство смещения устанавливает также соответствующие уровни напряжения и тока в выходном логическом каскаде. Благодаря этому обеспечивается работа компаратора с определенным типом логики — ТТЛ, ЭСЛ или КМОП (см. Лекцию 12).

Характеристики аналоговых компараторов. Аналоговые компараторы описываются набором параметров, которые нужно учитывать при их использовании. Основные параметры можно разделить на статические и динамические. К статическим параметрам относятся такие, которые определяют его состояние в установившемся режиме:

- пороговая чувствительность — минимальный разностный сигнал, который можно обнаружить компаратором и зафиксировать на выходе как логический сигнал;
- напряжение смещения $e_{см}$ — определяет смещение передаточной характеристики компаратора относительно идеального положения (см. рис. 9.1а) (для коррекции этого смещения используют балансировку);
- входные токи $I_{вх}^+$ и $I_{вх}^-$ — токи, протекающие через входные выводы компаратора;
- разность входных токов $\Delta I_{вх} = I_{вх}^+ - I_{вх}^-$ — ток, протекающий через закороченные входы;
- напряжение гистерезиса U_T — разность входных напряжений, вызывающих срабатывание компаратора при увеличении или уменьшении входного напряжения;
- коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{осс}$ — отношение синфазного сигнала $U_{снф}$ к дифференциальному сигналу $\Delta U_{вх}$, вызывающему срабатывание компаратора $K_{осс} = 20 \lg(U_{снф} / \Delta U_{вх})$;

- входное сопротивление — полное входное сопротивление для малого разностного сигнала;
- выходные логические уровни — значение напряжения $U_{вых}^1$ и $U_{вых}^0$;
- выходной ток $I_{вых}$ — ток, отдаваемый компаратором в нагрузку.

Некоторые из перечисленных статических параметров компаратора влияют на его суммарную погрешность. К таким параметрам относятся: напряжение смещения $e_{см}$ нулевого уровня и его температурный коэффициент $de_{см}/dT$, входные токи $I_{вх}$ и их разность $\Delta I_{вх}$, а также напряжение гистерезиса U_T .

Гистерезис компаратора проявляется в том, что переход из состояния $U_{вых}^0$ в состояние $U_{вых}^1$ происходит при входном напряжении $\Delta U_{вх1}$, а возвращение из $U_{вых}^1$ в $U_{вых}^0$ — при напряжении $\Delta U_{вх2}$. Разность $\Delta U_{вх1} - \Delta U_{вх2} = U_T$ называется напряжением гистерезиса. Напряжение гистерезиса входит в полную погрешность компаратора, если $\Delta U_{вх}$ изменяет знак. Наличие гистерезиса связано с использованием в компараторе положительной обратной связи, которая позволяет устранить дрейбг $U_{вых}$ при $\Delta U_{вх} = 0$. Наличие гистерезиса приводит к появлению зоны неопределенности, внутри которой невозможно установить значение $\Delta U_{вх}$.

Основным динамическим параметром компаратора, определяющим его быстродействие, является время задержки распространения скачкообразного входного сигнала. Иногда это время называют временем переключения компаратора. Это время отсчитывают от момента подачи входного сигнала $\Delta U_{вх}$ до момента, когда выходной сигнал достигнет уровней $U_{вых}^1$ или $U_{вых}^0$. Время задержки распространения существенно зависит от уровня входного дифференциального сигнала $\Delta U_{вх}$. При увеличении напряжения $\Delta U_{вх}$ время задержки распространения уменьшается. На рис. 9.4а показаны переходные характеристики компаратора при различных значениях уровня входного сигнала $\Delta U_{вх} = 2 \dots 20$ мВ. Из приведенного графика следует, что при изменении входного напряжения на порядок время задержки изменяется примерно в 2,5 раза. График зависимости времени задержки распространения от уровня входного сигнала приведен на рис. 9.4б.

В дополнение к перечисленным выше стробируемые компараторы характеризуются дополнительными параметрами, обусловленными использованием импульса строба: временем разрешения выборки и максимальной частотой стробирования. Качество стробируемых компараторов тем выше, чем меньше время разрешения выборки и чем больше допустимая частота стробирования.

Классификация компараторов. Интегральные микросхемы компараторов можно разделить по совокупности параметров на три группы:

- общего применения ($t_{зд\ p} < 300$ нс, $K_y < 100$ дБ);
- быстродействующие ($t_{зд\ p} < 30$ нс);

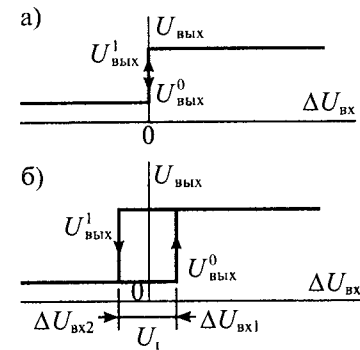


Рис. 9.3. Передаточная характеристика компаратора без гистерезиса (а) и с гистерезисом (б)

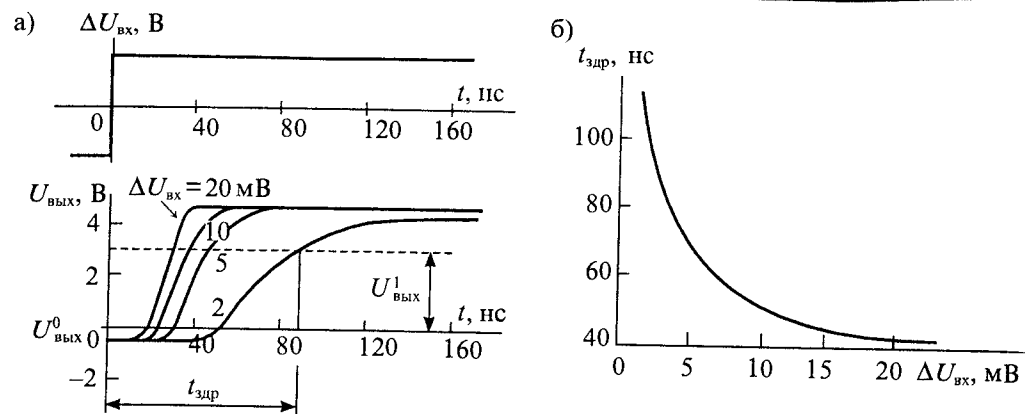


Рис. 9.4. Переходные характеристики компаратора напряжения (а) и зависимость времени задержки распространения от уровня входного сигнала (б)

- прецизионные ($K_v > 100$ дБ, $e_{см} < 3$ мВ, $\Delta i_{вх} < 10$ нА).

Кроме того, компараторы можно разделить на стробируемые и нестробируемые, а также с памятью и без памяти.

В табл. 9.1 приведены основные параметры двух быстродействующих компараторов со стробированием. Оба компаратора содержат по три дифференциальных каскада, что обеспечивает достаточно высокую пороговую чувствительность.

Таблица 9.1

Основные параметры быстродействующих компараторов

Параметр	Тип компаратора	
	КМ597СА1	КМ597СА2
Выходные логические сигналы	ЭСЛ	ТТЛ
Пороговая чувствительность, мВ	0,25	0,25
Напряжение смещения, мВ	2	2
Температурный коэффициент напряжения смещения, мкВ/К	10	10
Входной ток, мкА	10	10
Разность входных токов, мкА	1	1
Коэффициент ослабления синфазного сигнала, дБ	80	80
Время задержки распространения, нс	6,5	12
Время разрешения выборки, нс	3	6
Максимальная частота стробирования, МГц	125	80
Наличие памяти	нет	есть

Кроме того, они обладают повышенным быстродействием в режиме непрерывного стробирования.

Компараторы общего применения имеют более скромные характеристики по сравнению с приведенными в табл. 9.1. Однако эти компараторы имеют свои преимущества — они потребляют меньшую мощность, могут работать при низком напряжении питания и в одном корпусе располагается до четырех компараторов. Так, например, счетверенные компараторы среднего быстродействия и небольшого тока потребления типов К1401СА1 и К1401СА2 имеют время задержки распространения меньше 3 мкс, ток потребления 2 мА, коэффициент усиления 90 дБ и напряжение смещения нулевого уровня меньше 5 мВ.

Многие компараторы общего применения имеют на выходе транзистор с открытым коллектором, что позволяет подключать нагрузку этого транзистора к внешнему источнику питания, напряжение которого выбирается в зависимости от типа используемой логики. Схема включения внешней нагрузки к выходу компаратора приведена на рис. 9.5 а. Значение сопротивления нагрузочного резистора выбирают в пределах 100...1000 Ом. Меньшие сопротивления обеспечивают более высокую скорость переключения.

Прецизионные компараторы отличаются от компараторов общего применения рядом улучшенных характеристик. Они имеют повышенный коэффициент усиления, меньшее пороговое напряжение переключения, пониженное напряжение смещения нулевого уровня и малый входной ток. Быстродействие этих компараторов обычно не очень высокое, время переключения обычно меньше 300 нс. В качестве примера в табл. 9.2 приведены характеристики некоторых типов прецизионных компараторов. Наиболее высокие параметры имеет компаратор СМР-02 фирмы Precision Monolithics. Отечественный компаратор К554СА3 немного уступает ему по пороговой чувствительности и напряжению смещения нуля. Быстродействие этих компараторов практически одинаково.

Применение аналоговых компараторов напряжения. Основные особенности аналоговых компараторов связаны с отсутствием в них частотной коррекции и

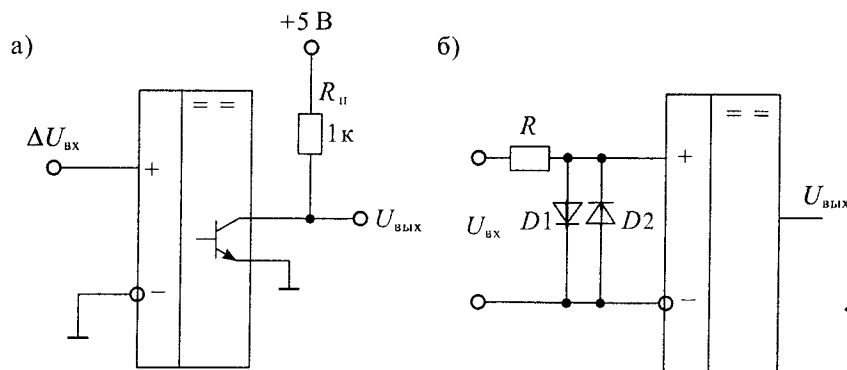


Рис. 9.5 Подключение нагрузки в компараторах с открытым коллекторным выходом (а) и схема диодной защиты компараторов напряжения (б)

Таблица 9.2

Основные параметры прецизионных компараторов

Параметр	Тип компаратора	
	СМР-02	КС54СА3
Коэффициент усиления	500 000	150 000
Напряжение смещения, мВ	0,8	3
Входной ток, нА	3	10
Время переключения, нс	190	200

большим коэффициентом усиления. В отличие от операционных усилителей, в компараторах практически никогда не применяют отрицательную обратную связь, так как она понижает стабильность их работы. Специализированные компараторы напряжений имеют малые задержки, высокую скорость переключения, устойчивы к большим переключающим сигналам.

Для устранения многократных переключений в момент сравнения сигналов в компараторах часто используют положительную обратную связь. Положительная обратная связь обеспечивает надежное переключение компаратора и устраняет дребезг выходного напряжения в момент сравнения. Однако при введении положительной обратной связи создается зона неопределенности, обусловленная гистерезисом. Если сигнал на входе компаратора изменяется монотонно, то наличие гистерезиса не отражается на погрешности компарирования.

Напряжения на входах компаратора из-за отсутствия отрицательной обратной связи могут существенно отличаться. Поэтому для ограничения входного напряжения на входе компаратора часто устанавливают двухсторонний диодный ограничитель, схема которого приведена на рис. 9.5 б.

Быстродействие компаратора существенно зависит от уровня входного дифференциального сигнала. С увеличением входного сигнала до определенного значения время переключения уменьшается. Однако дальнейшее увеличение входного сигнала может привести к насыщению компаратора и снижению его быстродействия. В связи с этим в схеме двухстороннего ограничителя, приведенного на рис. 9.5 б, рекомендуется использовать диоды Шоттки с малым падением напряжения. Рекомендуемое значение входного напряжения указывается в справочных данных на компаратор и обычно лежит в пределах 20...100 мВ.

Отказ от отрицательной обратной связи приводит к еще одной особенности применения компараторов напряжений — снижению их входного сопротивления и увеличению входного тока. При увеличении входного напряжения выше порогового значения у компараторов может резко увеличиться входной ток и понизиться входное сопротивление. Происходит это по двум причинам: резкое увеличение тока базы транзисторов дифференциального каскада и включение диодов защиты.

Основное применение компараторы напряжений находят в устройствах сопряжения цифровых и аналоговых сигналов. Простейшим примером такого применения является аналого-цифровой преобразователь параллельного типа, приведенный на рис. 9.6. В нем использованы четыре компаратора $K1 \dots K4$ и резистивный делитель опорного напряжения $U_{оп}$. При одинаковых значениях сопротивлений в резистивном делителе на инвертирующие входы компараторов подано напряжение $nU_{оп}/4$, где n — порядковый номер компаратора. На неинвертирующие входы компаратора подано напряжение $U_{вх}$. В результате сравнения входного напряжения с опорными напряжениями на инвертирующих входах компараторов на выходах компараторов образуется унитарный цифровой код входного напряжения. При помощи цифрового преобразователя кода этот код можно преобразовать в двоичный.

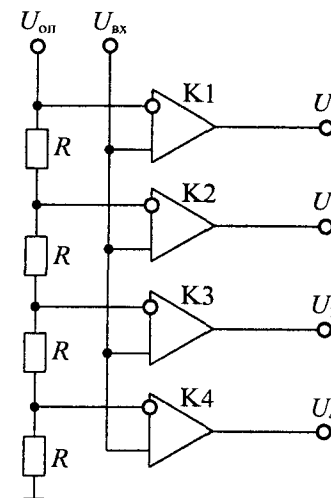


Рис. 9.6. Простейший аналого-цифровой преобразователь на компараторах напряжений

Различные варианты подключения аналоговых компараторов напряжения к цифровым логическим микросхемам серии ТТЛ приведены на рис. 9.7. В первой схеме (рис. 9.7 а) выход компаратора непосредственно соединен с входом цифровой микросхемы ТТЛ. Такую схему можно использовать при открытом коллекторном выходе в компараторе К.

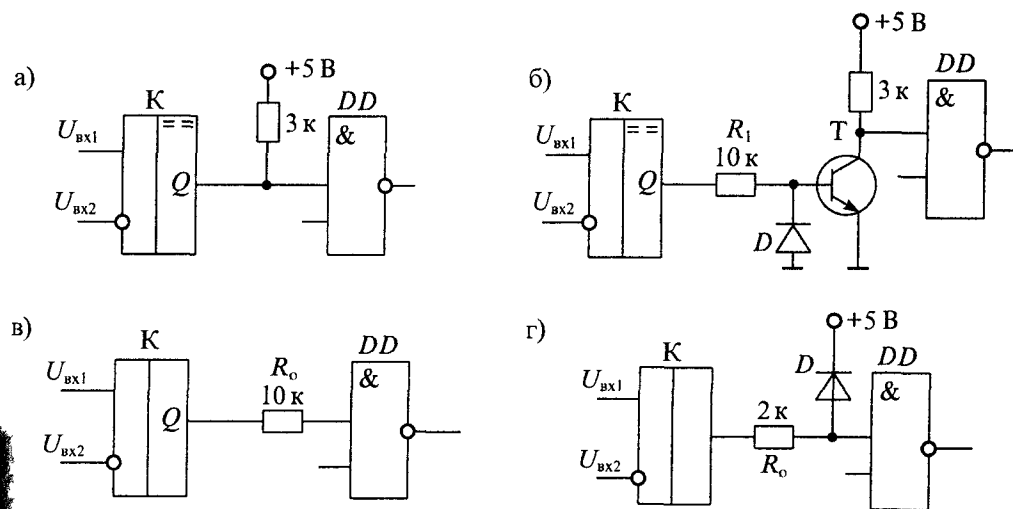


Рис. 9.7. Схемы подключения компараторов напряжений к цифровым микросхемам: с открытым коллектором (а), с коммутирующим транзистором (б), с токоограничивающим резистором (в), с фиксирующим диодом (г)

Во второй схеме (рис. 9.7 б) компаратор К управляет коммутирующим транзистором Т, который в свою очередь управляет цифровой микросхемой ТТЛ. Диод D в базе транзистора Т выполняет защиту базы транзистора от пробоя отрицательным выходным напряжением компаратора.

Третья схема (рис. 9.7 в) показывает подключение цифровой микросхемы к компаратору К через токоограничивающий резистор R₀. Такую схему лучше применять с цифровыми микросхемами серии КМОП.

И, наконец, в четвертой схеме (рис. 9.7 г) кроме токоограничивающего резистора R₀ имеется фиксирующий диод D, который отпирается, если напряжение на входе цифровой микросхемы поднимается выше 5 В.

Для компарирования аналоговых сигналов можно применять операционные усилители. В этом случае для ограничения выходного напряжения в цепь отрицательной обратной связи ОУ включают стабилитрон с напряжением включения зависящим от типа цифрового логического элемента. Основными недостатками компараторов на ОУ являются: невысокое быстродействие и большое число внешних дискретных элементов. Время переключения таких компараторов обычно имеет значение 0,5...1,0 мкс. Для устранения паразитной генерации используется внешняя положительная обратная связь, при помощи которой формируется зона гистерезиса.

Лекция 10. Аналоговые перемножители напряжений

Устройство и принцип действия. Аналоговыми перемножителями напряжений называют интегральные микросхемы, предназначенные для выполнения операции перемножения двух сигналов и выдачи результата перемножения в форме напряжения

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_x U_y}{U_r} = K_{\Pi} U_x U_y, \quad (10.1)$$

где $U_r = K_{\Pi}^{-1}$ — масштабирующее напряжение.

Особенностью операции перемножения является то, что полярность выходного напряжения определяется полярностями двух входных напряжений, каждое из которых может быть как положительным, так и отрицательным. Если входные и выходные сигналы могут быть как положительными, так и отрицательными, и полярности их согласованы, то такой перемножитель называется четырехквadrантным. Графическая зависимость выходного напряжения от входных напряжений U_x и U_y приведена на рис. 10.1 а. Если выходной сигнал изменяет полярность при изменении полярности только одного входного сигнала, то умножитель называют двухквadrантным. Если все сигналы могут быть только однополярными, то умножитель называют одноквadrантным.

Масштабирующее напряжение U_r обычно является постоянным (хотя и с подстройкой), но в большинстве микросхем перемножителей значением этого

напряжения можно управлять, подавая ток или напряжение управления на третий вход. Поскольку в аналоговых перемножителях выходное напряжение зависит от двух входных напряжений, то его характеристики могут сложным образом зависеть от этих напряжений. В реальном перемножителе выходное напряжение оказывается пропорциональным не только произведению входных сигналов, но и самим входным сигналам, поэтому для его оценки обычно пользуются формулой

$$U_{\text{вых}} = K_{\Pi} U_x U_y + K_v U_x + K_y U_y + K_0, \quad (10.2)$$

где K_{Π} — постоянный коэффициент передачи умножителя, K_v, K_y — коэффициенты, определяющие смещение, зависящее от уровня входных сигналов U_x и U_y , $K_0 = U_{\text{см}}$ — смещение нулевого уровня.

Для получения высокой точности перемножения сигналов в микросхемах перемножителей вводятся по крайней мере четыре регулировки, позволяющие установить требуемый коэффициент передачи K_{Π} и устранить прямое прохождение сигналов U_x и U_y . Кроме этого, вводится регулировка смещения нулевого уровня. В большинстве случаев масштабирующий коэффициент перемножителя выбирают таким, чтобы выполнялось соотношение

$$U_{\text{вых}} = U_x U_y / 10, \quad (10.3)$$

т. е. $K_{\Pi} = 0,1 \text{ В}^{-1}$. Это условие использовано при построении графика рис. 10.1.

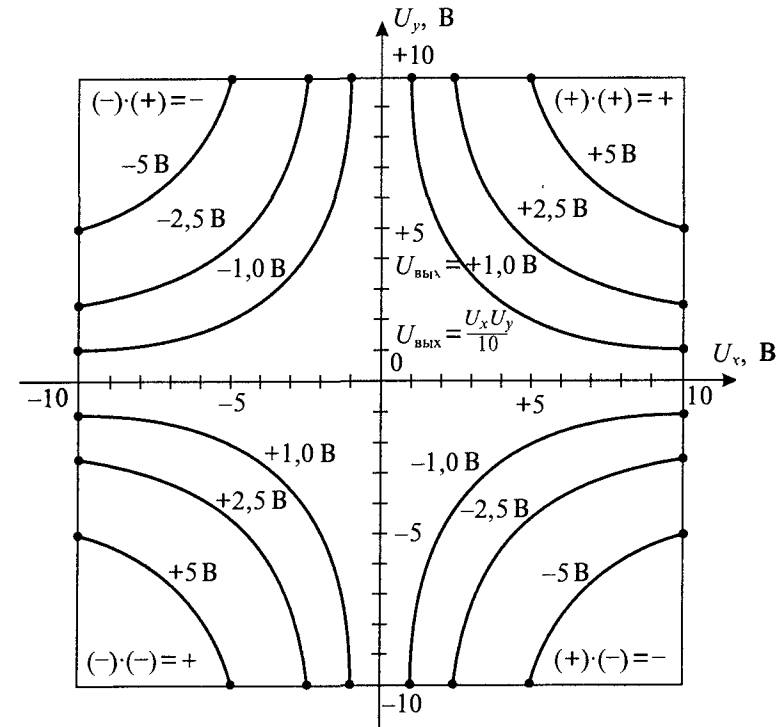


Рис. 10.1. Передаточные характеристики перемножителя напряжений

Разработано несколько способов построения аналоговых перемножителей напряжения: логарифмирующие, квадратирующие, с широтноимпульсной модуляцией и др., однако в интегральных микросхемах преимущественно применяется метод построения перемножителей на принципе переменной крутизны. Базовая схема перемножителя с переменной крутизны приведена на рис. 10.2 а, а его упрощенная структурная схема изображена на рис. 10.2 б.

Этот метод основан на зависимости крутизны биполярного транзистора от тока эмиттера. С этой целью в схему введен дифференциальный каскад, на вход которого подается сигнал U_x . Выходное напряжение дифференциального каскада пропорционально произведению крутизны S на входное напряжение U_x :

$$U_{\text{вых}} = S R_n U_x, \quad (10.4)$$

где R_n — сопротивление нагрузки.

Для регулирования крутизны дифференциального каскада в схему введен преобразователь напряжения U_y в ток i_3 на транзисторе ТЗ. При достаточно большом значении сопротивления R_3 ток эмиттера транзистора ТЗ можно определить по формуле

$$i_3 = U_y / R_3.$$

В свою очередь, крутизна биполярного транзистора, используемого в схеме дифференциального каскада, определяется из уравнения Эберса — Молла

$$I_k = I_s (e^{U_{63}/\phi_T} - 1). \quad (10.5)$$

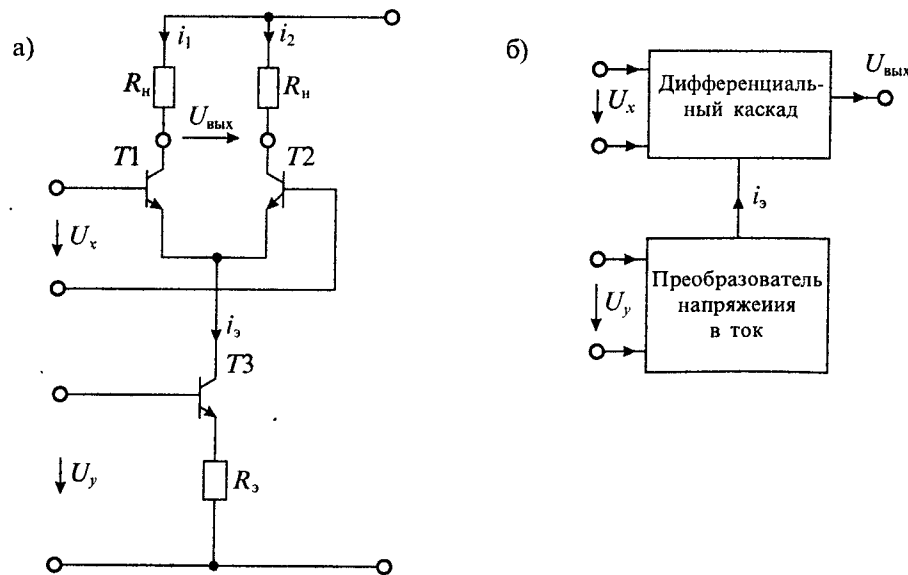


Рис. 10.2. Упрощенная схема перемножителя с переменной крутизной: принципиальная (а) и структурная (б)

При выполнении условия $U_{63} > \phi_T$ ток коллектора

$$i_k \approx i_s = I_s e^{U_{63}/\phi_T},$$

откуда находим крутизну транзистора в виде

$$S = \frac{\partial i_3}{\partial U_{63}} = I_s e^{U_{63}/\phi_T} \cdot \frac{1}{\phi_T} = \frac{i_3}{\phi_T}. \quad (10.6)$$

Подставляя значение крутизны и тока эмиттера, найдем выходное напряжение перемножителя

$$U_{\text{вых}} = \frac{I_3}{\phi_T} R_n U_x = \frac{R_n}{R_3 \phi_T} U_x U_y = K_n U_x U_y, \quad (10.7)$$

где $K_n = R_n / (R_3 \phi_T)$ — коэффициент передачи перемножителя.

Приведенная базовая схема перемножителя имеет ряд существенных недостатков:

- входной дифференциальный каскад имеет симметричный выход, не позволяющий применять заземленную нагрузку;
- преобразователь напряжения U_y в ток i_3 имеет несимметричный вход и, следовательно, на вход U_y можно подавать сигнал только одной полярности, т. е. преобразователь может быть только двухквadrантным;
- входной сигнал U_x связан с коллекторным током и напряжением эмиттерного перехода экспоненциальной зависимостью (10.5), которая вносит нелинейность, даже при очень малом уровне напряжения U_x .

Для устранения этих недостатков схему перемножителя усложняют. Для создания симметричного входа по сигналу U_y базовую схему перемножителя дополняют вторым дифференциальным каскадом, входы которого включены параллельно входам первого. Коллекторные выходы второго каскада соединены перекрестно с коллекторными выходами первого каскада, как показано на рис. 10.3. Благодаря симметричному входу сигнала U_y усовершенствованный перемножитель может работать во всех четырех квадрантах, т. е. становится четырехквadrантным.

Для схемы четырехквadrантного перемножителя можно записать уравнение, определяющее выходное напряжение:

$$(i_1 + i_3) R_n - (i_2 + i_4) R_n = U_{\text{вых}}. \quad (10.8)$$

После перегруппировки членов выражения (10.8) получим:

$$(i_1 - i_2) R_n - (i_3 + i_4) R_n = U_{\text{вых}}. \quad (10.9)$$

Разностные токи пропорциональны входному напряжению U_x и крутизне дифференциальных каскадов S_1 или S_2 соответственно

$$\begin{cases} i_1 - i_2 = U_x S_1 = U_x i_{31} / \phi_T, \\ i_3 - i_4 = -U_x S_2 = -U_x i_{32} / \phi_T. \end{cases} \quad (10.10)$$

После подстановки значений разностных токов в уравнение (10.9) запишем уравнение для выходного напряжения в виде

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_x (i_{31} - i_{32})}{\phi_T} R_n, \quad (10.11)$$

где $i_{31} - i_{32} = \Delta i_3$ — разность эмиттерных токов двух дифференциальных каскадов.

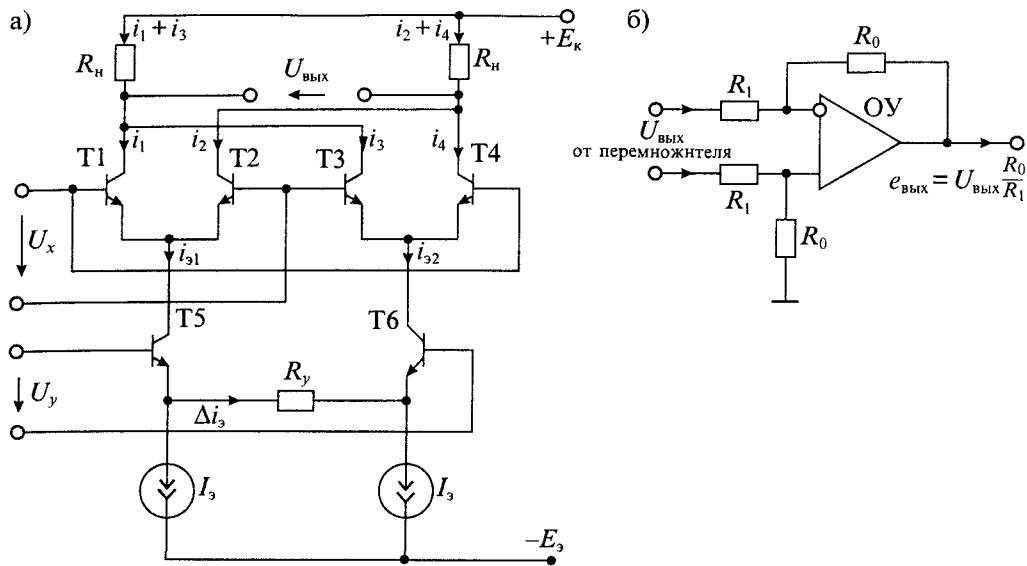


Рис. 10.3. Упрощенная схема четырехквadrантного перемножителя напряжений (а) и преобразователь симметричного выходного сигнала в несимметричный (б)

Пренебрегая падением напряжений база-эмиттер транзисторов $T5$ и $T6$ найдем значение разностных токов эмиттеров в виде

$$\Delta i_3 = U_y / R_y. \quad (10.12)$$

Подставив значение (10.12) в формуле (10.11), получим окончательное значение выходного напряжения перемножителя

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_x U_y R_n}{\phi_T R_y} = K_n U_x U_y, \quad (10.13)$$

откуда следует, что $K_n = R_n / (R_y \phi_T)$.

Преобразование симметричного выхода перемножителя в несимметричный в специализированных микросхемах выполняют при помощи дифференциального усилителя на ОУ. Схема подключения такого усилителя приведена на рис. 10.3 б. Выходной сигнал перемножителя поступает на симметричный вход ОУ. Коэффициент передачи такого усилителя равен отношению сопротивлений R_0/R_1 .

Для расширения диапазона входных сигналов и исключения нелинейности, связанной с экспоненциальной зависимостью коллекторных токов от напряжения база-эмиттер, в схему перемножителя вводят каскад предварительного преобразования напряжения U'_x . Схема такого каскада, в котором для логарифмирования входного сигнала U'_x используется дифференциальный усилитель с диодной нагрузкой, приведена на рис. 10.4. По структуре эта схема идентична схеме преобразования сигнала U_y , приведенной на рис. 10.3 а.

Для схемы, приведенной на рис. 10.4, можно записать следующие уравнения, связывающие напряжение на входе U'_x и выходе U_d каскада

$$\frac{U'_x}{R_x} = i_x = I_s e^{U_d / \phi_T},$$

откуда найдем напряжение на выходе логарифмического преобразователя:

$$U_x = U_d = \phi_T \ln \frac{i_x}{I_s} = \phi_T \ln \frac{U'_x}{R_x I_s}. \quad (10.14)$$

Благодаря логарифмическому преобразованию происходит компрессия (сжатие) входного сигнала U'_x в сравнительно небольшое изменение выходного напряжения U_x , которое подается на вход перемножителя. По сути дела аналогичное преобразование выполняется и в канале напряжения U_y , только роль диодных нагрузок выполняют переходы база-эмиттер транзисторов.

Основными параметрами перемножителей и напряжений являются:

- погрешность перемножения, которая определяется следующими соотношениями:
 - абсолютная погрешность $\Delta_{\text{н}} = U_{\text{вых}} - (U_x U_y) / 10$,
 - относительная погрешность $\delta_{\text{н}} = \Delta_{\text{н}} / 10 \cdot 100\% = 10 \Delta_{\text{н}}\%$;
- нелинейность перемножения — максимальная разность между фактическим и теоретическим значениями выходного сигнала;
- напряжение смещения нулевого уровня — напряжение на выходе перемножителя при нулевом значении напряжений на входах $U_x = U_y = 0$;
- входные токи перемножителя $I_{\text{вх } x}$ и $I_{\text{вх } y}$;
- полоса пропускания при малом уровне сигнала на одном из входов и постоянном напряжении — на другом;
- максимальное значение выходного напряжения $U_{\text{вых макс}}$;
- максимальный выходной ток $I_{\text{вых макс}}$.

Кроме перечисленных иногда приводятся дополнительные параметры перемножителей: скорость нарастания выходного напряжения, фазовый сдвиг при изменении частоты входных сигналов, входное сопротивление и выходное сопротивление.

Погрешность перемножения является результирующей и зависит от всех частных погрешностей: погрешности, вызванной смещением нулевого уровня; погрешности пролезания сигналов U_x и U_y ; нелинейности характеристики перемножения и погрешности масштабирующего коэффициента K_n . Напряжение смещения нулевого уровня, приводимое в справочных данных, указывает максимальное значение напряжения смещения при условии, что входы X и Y соединены с общим выводом источника питания ($U_x = U_y = 0$) без внешней подстройки. С помощью

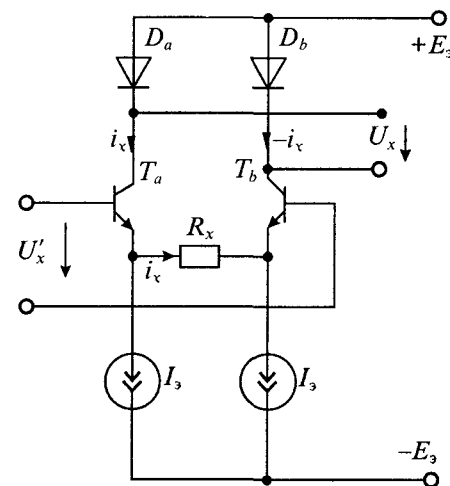


Рис. 10.4. Схема входного логарифмического преобразователя напряжения для перемножителя напряжений

Таблица 10.1

Основные параметры микросхем балансных модуляторов

Параметр	Тип микросхемы			
	К174ПС1	К174ПС4	К526ПС1	К140МА1
Полоса рабочих частот, МГц	200,0	1000,0	80	2
Входной сигнал, мВ	100,0	25,0	100	100
Крутизна преобразования, мА/В (Коэффициент передачи, дБ)	4,5	4,5	(14)	(10)

внешней подстройки смещение можно снизить до нулевого значения, однако с изменением температуры оно будет изменяться.

Масштабирующий коэффициент K_n представляет собой статический параметр и в большинстве перемножителей его значение принято равным $0,1 \text{ В}^{-1}$. Однако в ряде случаев применяются масштабирующие коэффициенты, отличные от этого значения. В некоторых случаях имеется даже возможность подстройки масштабирующего коэффициента. Погрешность масштабирующего коэффициента может быть сведена к нулю подстройкой в какой-либо точке диапазона. Подстроить значение масштабирующего коэффициента во всем диапазоне невозможно из-за нелинейности.

Погрешность нелинейности не поддается уменьшению. Обычно ее оценивают по максимальному отклонению от среднего значения масштабирующего коэффициента.

Погрешность, связанная с прямым прохождением сигнала, состоит из двух частей — линейной и нелинейной. Линейная часть является произведением напряжения на сигнальном входе и напряжения смещения нуля. Ее можно скомпенсировать до нуля введением равного по значению и противоположного по знаку напряжения коррекции на подстраиваемом входе. Нелинейная часть обусловлена нелинейностью схемы перемножителя и ее нельзя убрать подстройкой смещения.

Динамика перемножителя характеризуется полосой пропускания по уровню $0,7$ при малом сигнале (т. е. по уменьшению коэффициента передачи на 3 дБ). Понятие «малый» сигнал означает, что уровень выходного сигнала не превышает 10% от максимального значения выходного напряжения. Полоса пропускания существенно зависит от сопротивлений нагрузки перемножителя. В связи с этим перемножители, которые предназначены для работы в широкой полосе частот, имеют открытый коллекторный выход, к которому подключается внешнее сопротивление нагрузки. Так, например, для перемножителя МС1495 при сопротивлении нагрузки 11 кОм полоса пропускания равна 3 МГц , а при сопротивлении 50 Ом полоса пропускания расширяется до 80 МГц .

Классификация и типы перемножителей. Перемножители напряжений можно разделить по следующим признакам: принципу действия, полосе частот и погрешности перемножения. По принципу действия перемножители можно разделить на три основные группы: логарифмические, с широтно-импульсной модуляцией и с переменной крутизной. Первые два типа промышленностью не выпускаются. Имеются только базовые узлы логарифматоров и широтно-импульсных модуляторов, однако законченных перемножителей нет. Серийно выпускаются только перемножители на принципе управления крутизной дифференциального каскада, рассмотренные выше.

По погрешности перемножения выпускаемые перемножители можно разделить на группы малой, средней и высокой точности. Перемножители малой точности являются самыми простыми — они не содержат входного логарифматора и выходного ОУ. Обычно такие перемножители называют балансными модуляторами и используют для преобразования частоты сигналов. Погрешность балансных модуляторов обычно не нормируется. Такие перемножители имеют открытый коллекторный выход, который допускает подключение резистивной или индуктивной нагрузки (например, колебательного контура). В табл. 10.1 приведены основные

параметры некоторых типов балансных модуляторов, используемых в различных электронных схемах: селекторах каналов, радиоприемниках, делителях и умножителях частоты, частотных и фазовых детекторах. Система обозначений допускает использовать для таких микросхем два варианта обозначения: группа МА — модуляторы амплитудные и группа ПС — перемножители и преобразователи частоты.

Перемножители средней точности обычно содержат входной логарифматор, позволяющий увеличить входной сигнал до 10 В . Выходной операционный усилитель и нагрузочные резисторы в таких перемножителях не входят в состав микросхемы. Погрешность перемножения таких перемножителей больше 1% .

Перемножители высокой точности имеют в своем составе все элементы для построения схемы перемножения: входной логарифматор, выходной операционный усилитель и стабилизатор напряжений питания отдельных узлов микросхемы. Нагрузочные резисторы и резисторы обратной связи операционных усилителей в таких перемножителях выполняются с высокой точностью с помощью лазерной подгонки. Входы высокоточных перемножителей могут быть симметричными (дифференциальными) или несимметричными. Погрешность перемножения в таких микросхемах обычно не превышает 1% . В табл. 10.2 приведены основные параметры перемножителей средней и высокой точности.

Таблица 10.2

Основные параметры микросхем перемножителей напряжений

Параметр	Тип микросхемы			
	К252ПС1 (МС1495)	К252ПС2	К525ПС3	МС1494 (Motorola)
Погрешность перемножения, %	$\pm 2,0$	$\pm 1,0$	$\pm 0,5$	$\pm 0,5$
Напряжение смещения, мВ	50,0	80,0	30,0	200,0
Входной ток, мкА	8,0	2,0	2,0	1,0
Максимальное входное напряжение, В	$\pm 12,0$	$\pm 10,0$	$\pm 10,0$	$\pm 10,0$
Полоса пропускания при малом сигнале, МГц	1,5	1,0	1,0	1,0

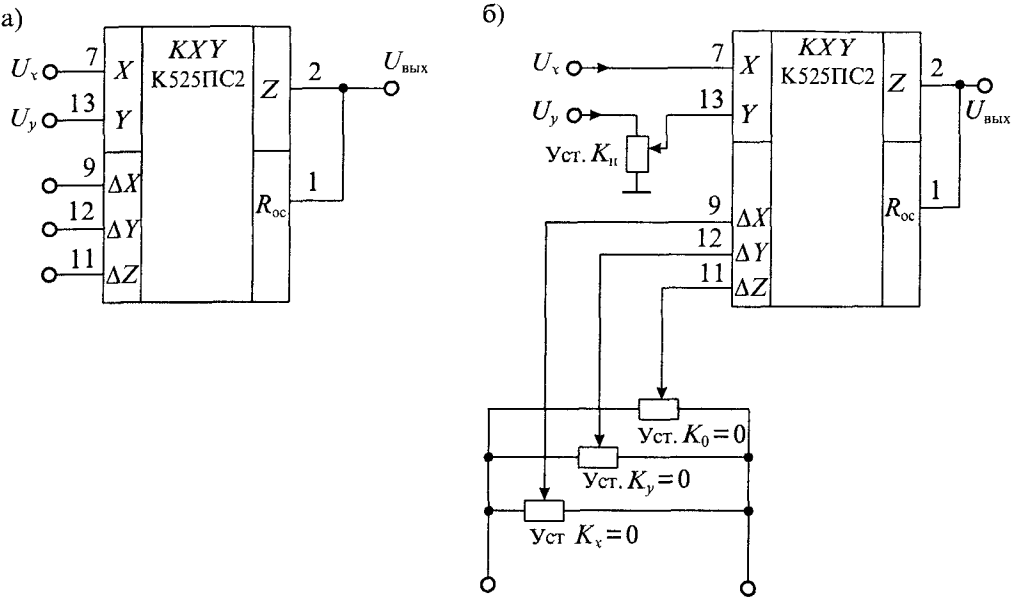


Рис. 10.5. Условное обозначение перемножителя напряжений (а) и его типовая схема включения (б)

Номинальное значение масштабного коэффициента $K_n=0,1$ для всех микросхем, приведенных в табл. 10.2. Входное сопротивление на низкой частоте более 10 МОм. На рис. 10.5 приведено включение микросхемы аналогового перемножителя напряжений типа K525PC2. Этот перемножитель имеет симметричные входы для сигналов U_x и U_y . Если входные сигналы несимметричные, то другие выходы входов используют для корректировки напряжения смещения нулевого уровня по каждому из входов. Выходной ОУ также имеет вывод для подачи напряжения корректировки нулевого уровня (напряжения смещения). Внутри микросхемы имеется резистор обратной связи ОУ, один вывод которого при значении $K_n=0,1$ нужно подключить к выходу ОУ (вывод 2). При необходимости изменить масштабирующий коэффициент последовательно с этим резистором можно включить дополнительное внешнее сопротивление.

Микросхема перемножителя средней точности K525PC1 не содержит внутреннего ОУ и нагрузочных резисторов. Поэтому при ее использовании эти элементы подключают дополнительно. На рис. 10.6 приведено типовое включение микросхемы K525PC1 в качестве перемножителя напряжений. Кроме того, в состав микросхемы не входят сопротивления R_x и R_y , нормирующие передачи по каналам U_x и U_y . Эти сопротивления также подключаются к выводам микросхемы внешним образом. Графики передаточных характеристик перемножителей K525PC1 и K525PC2 приведены на рис. 10.6 б. Ввиду малой погрешности нелинейности (около 1%) на передаточных характеристиках отклонения от линейной зависимости незаметны.

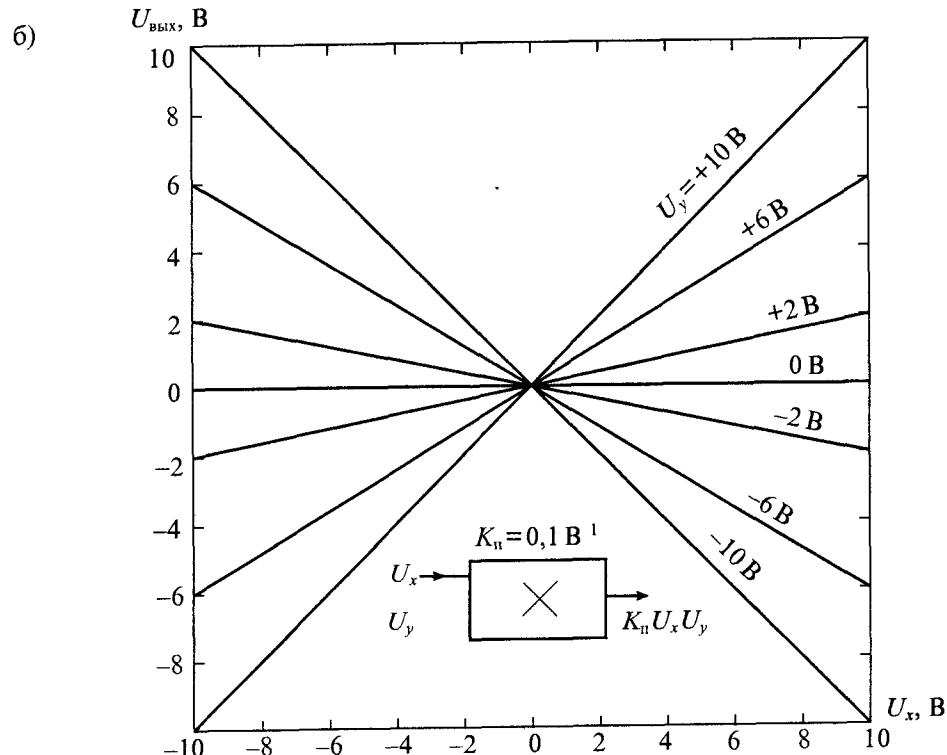
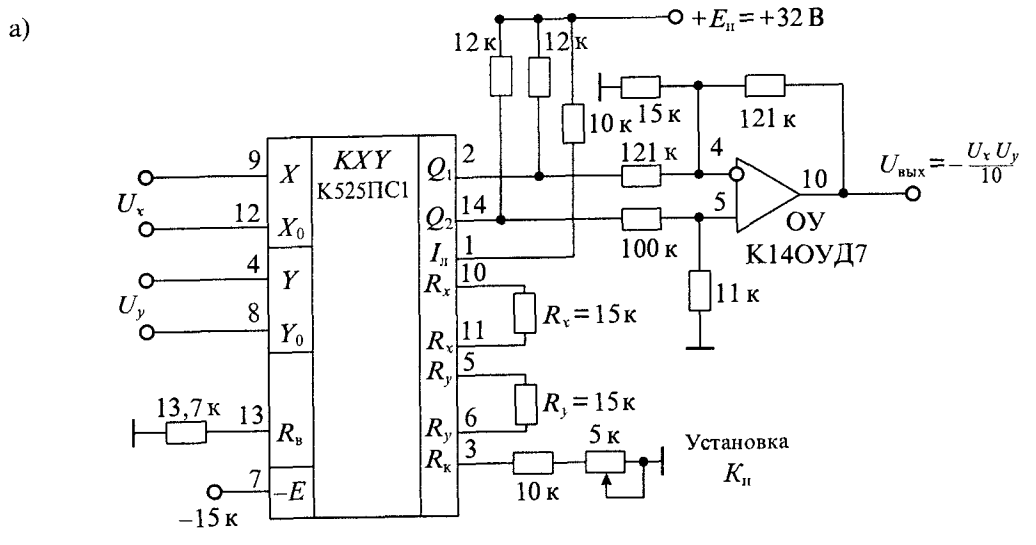


Рис 10.6. Включение микросхемы K525PC1 в качестве перемножителя напряжений (а) и ее передаточные характеристики (б)

Применение перемножителей. Как уже отмечалось, микросхемы перемножителей находят применение в различных электронных устройствах. Кроме этого, они входят составной частью во многие специализированные микросхемы и узлы. Столь широкое применение ИМС перемножителей обусловлено прежде всего тем, что нелинейная операция перемножения приводит к изменению спектра выходного сигнала. Так, например, если оба сигнала U_x и U_y гармонические, но с разной частотой ω_x и ω_y , то

$$U_x = U_{mx} \cdot \cos(\omega_x t), \quad U_y = U_{my} \cdot \cos(\omega_y t). \quad (10.15)$$

В результате перемножения этих сигналов на выходе перемножителя образуются два сигнала, один из которых имеет суммарную, а другой — разностную частоту

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{K_{11}}{2} U_{mx} U_{my} [\cos(\omega_x - \omega_y) + \cos(\omega_x + \omega_y)]. \quad (10.16)$$

Амплитуды выходных сигналов одинаковы и равны $K_{11} U_{mx} U_{my} / 2$. В то же время на выходе перемножителя отсутствуют сигналы с частотами перемножаемых сигналов. Такое преобразование двух сигналов является операцией балансной модуляции.

Если же на оба входа перемножителя подать один и тот же сигнал $U_x = U_y = U_m \cos \omega t$, то выходное напряжение перемножителя будет содержать постоянную составляющую и сигнал удвоенной частоты

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{K_{11} U_m^2}{2} (1 + \cos 2\omega t). \quad (10.17)$$

Если отфильтровать постоянную составляющую, то получается схема удвоителя частоты.

Кроме этих применений, перемножители можно использовать для вычисления активной и реактивной мощности, определения фазового сдвига двух напряжений, деления частоты сигналов и во многих других случаях. Некоторые из этих применений будут рассмотрены в последующих лекциях.

Лекция 11. Коммутаторы аналоговых сигналов

Устройство аналоговых ключей и коммутаторов сигналов. Коммутация сигналов является распространенным методом, с помощью которого сигналы, поступающие от нескольких источников, объединяются в определенном порядке в одной линии. После соответствующей обработки эти сигналы при помощи другого коммутатора могут быть направлены в различные исполнительные устройства. Упорядоченный ввод и вывод сигналов осуществляется, как правило, при помощи адресации источников и приемников сигналов, а также связанных с передачей

сигналов коммутаторов. Общая структурная схема связи источников и приемников сигналов через коммутатор показана на рис. 11.1.

Коммутатор состоит из определенным образом связанных электронных ключей, выполненных на диодах или транзисторах. Ключи аналоговых сигналов должны обеспечить неискаженную передачу сигналов от источников к приемникам. Однако в процессе передачи ключи могут исказить передаваемый сигнал. Эти искажения в первую очередь зависят от свойств самих ключей, но также и от сигналов управления. Сигналы из цепи управления могут наложиться на передаваемый сигнал, иначе говоря, возможны помехи из цепи управления на линии передачи сигналов.

Обычно устройство управления коммутатором является цифровым и действует либо по заранее установленной программе, либо под управлением микропроцессоров или мини-ЭВМ. В последнем случае программа управления коммутатором может быть изменена. Для выбора определенного ключа и назначения его функции (т. е. включения или отключения) используется адресный дешифратор команд. Кроме этого, при передаче сигналов возможны временные задержки, связанные или с быстродействием самих ключей, или с быстродействием устройства управления. И в том, и в другом случае возможны потери частей передаваемых сигналов или их искажение, например, растягивание фронтов сигналов или изменение их длительности.

Для исключения потерь при передаче сигналов, а также для согласования сопротивлений источников и приемников сигналов в состав коммутаторов могут входить различные согласующие или нормирующие усилители. Коэффициент передачи этих усилителей может быть или фиксированным, или устанавливаемым при помощи устройства управления.

Если источники и приемники сигналов могут меняться местами, то коммутатор должен быть двунаправленным, т. е. обеспечивать передачу сигналов в обоих направлениях. Такая проблема возникает, например, при записи аналоговых сигналов в устройстве памяти, которое в этом случае является приемником информации, и считыванием сигналов из устройства памяти, которое становится тогда источником сигнала.



Рис. 11.1 Структурная схема коммутации источников и приемников сигналов

Упрощенные схемы идеальных и реальных ключей в замкнутом и разомкнутом состояниях приведены на рис. 11.2. Эти схемы отражают работу ключей в статическом режиме и не могут быть использованы для анализа помех из цепи управления или динамических режимов самих ключей. Замкнутый ключ (рис. 11.2 а) имеет некоторое внутреннее сопротивление r_0 , которое не является постоянным, а сложным образом может зависеть от тока i_k через ключ. Последовательно с сопротивлением действует источник остаточного напряжения e_0 , который в общем случае также зависит от тока.

Разомкнутый ключ (рис. 11.2 б) можно заменить сопротивлением утечки r_3 и источником тока утечки i_3 , которые в общем случае могут зависеть от напряжения на разомкнутом ключе U_k .

Динамические модели ключей могут включать различные паразитные емкости и индуктивности. С помощью этих схем замещения возможен анализ быстродействия ключей или расчет коммутационных помех из цепи управления. Индуктивности ключей могут сказываться на довольно высоких частотах и, в основном, обусловлены их выводами.

В качестве примера на рис. 11.3 приведена схема ключа на полевом транзисторе с изолированным затвором. Очевидно, что при подаче на затвор ключа импульсного сигнала управления U_y помехи через паразитные емкости ключа $C_{зс}$ и $C_{зи}$ будут появляться на сопротивлении открытого ключа. Кроме того, на прохождение сигнала через ключ будут влиять переходные процессы в транзисторном ключе, рассмотренные в Лекции 5.

При коммутации источника сигнала и нагрузки можно использовать как одиночные ключи, так и их различные комбинации. Способы подключения источника сигнала к нагрузке зависят от свойства источника сигнала и нагрузки. На рис. 11.4 приведены четыре различных способа подключения сигнала к нагрузке. Штриховыми линиями на схемах показаны элементы неидеального ключа, соответствующие схемам замещения, приведенным на рис. 11.2.

Если источник сигнала имеет характеристики, близкие к характеристикам идеального источника напряжения (т. е. имеет малое внутреннее сопротивление $r_i \ll R_H$), то для его коммутации целесообразно использовать последовательный

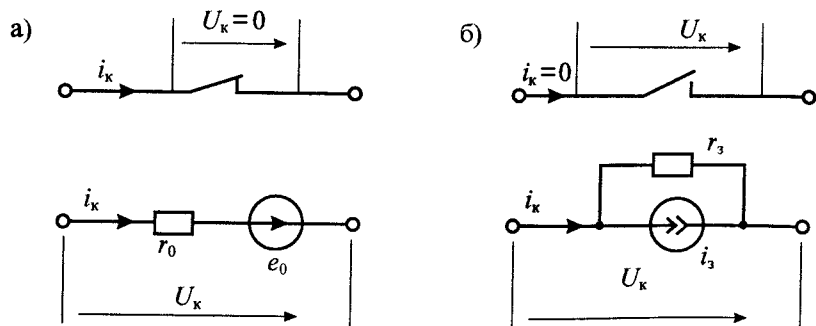


Рис. 11.2. Схемы замещения ключа в замкнутом состоянии (а) и разомкнутом состоянии (б)

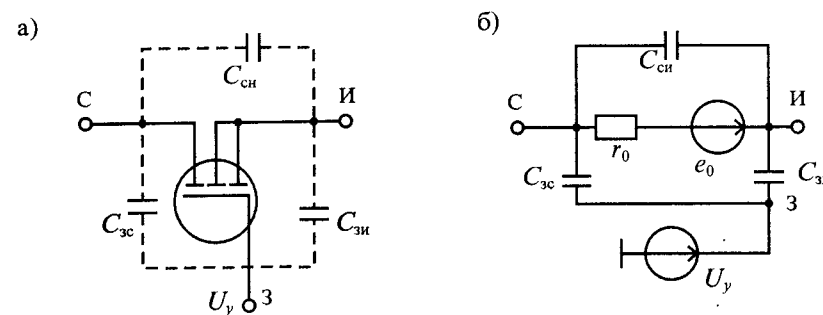


Рис. 11.3. Схема ключа на полевом транзисторе с изолированным затвором (а) и его упрощенная схема замещения (б)

(рис. 11.4 а) или последовательно-параллельный ключ (рис. 11.4 б). Если же источник сигнала имеет характеристики, близкие к характеристикам идеального источника тока (т. е. имеет малую внутреннюю проводимость $g_i \ll R_H^{-1}$), то для его коммутации лучше использовать параллельный ключ (рис. 11.4 в) или параллельно-последовательный ключ (рис. 11.4 г).

Погрешности, вносимые конечными значениями сопротивлений ключа в замкнутом и разомкнутом состоянии для схемы, изображенной на рис. 11.4 а, определяются формулами

$$\delta_3 = \frac{r_0}{r_0 + R_H} \quad \text{и} \quad \delta_p = \frac{R_H}{r_3 + R_H} \quad (11.1)$$

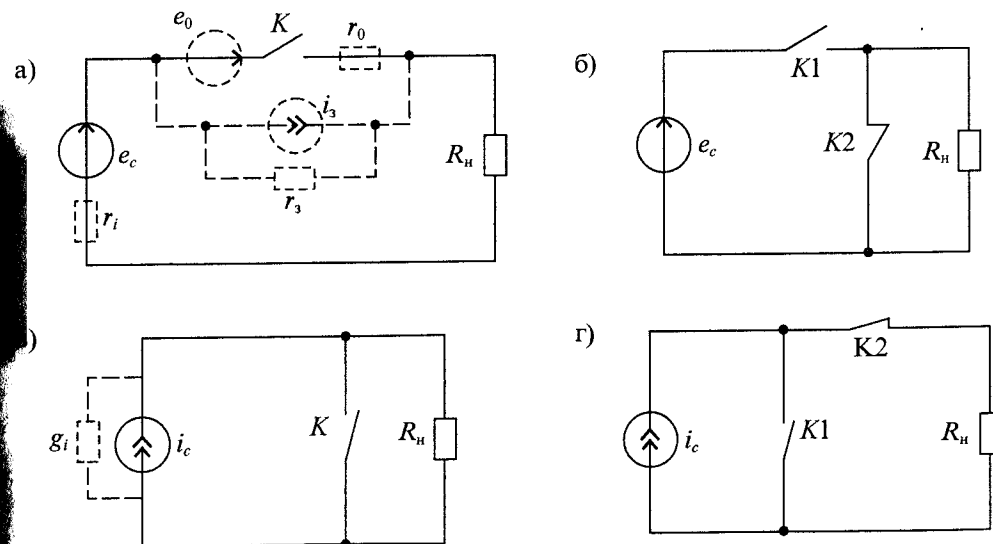


Рис. 11.4. Схемы подключения источника сигнала к нагрузке при помощи последовательного ключа (а), последовательно-параллельного ключа (б), параллельного ключа (в) и параллельно-последовательного ключа (г)

Аналогичным образом можно определить погрешности для других схем включения, приведенных на рис. 11.4.

Диодные ключи применяются для точного и быстрого переключения напряжений и токов. Схемы различных диодных ключей приведены на рис. 11.5. Двухдиодный ключ, приведенный на рис. 11.5 а, при отсутствии управляющего напряжения заперт. При подаче на аноды диодов положительного управляющего напряжения диоды отпираются и ключ замыкается. Напряжение смещения такого диодного ключа определяется разностью прямых напряжений на диодах $D1$ и $D2$. При подобранных диодах напряжение смещения лежит в пределах $1 \dots 5$ мВ. Время коммутации определяется быстродействием диодов. Для диодных ключей обычно используются диоды Шоттки или кремниевые эпитаксиальные диоды с тонкой базой. В этих диодах слабо выражены эффекты накопления носителей и их инерционность в основном определяется перезарядом барьерной емкости. Дифференциальное сопротивление открытого диодного ключа равно сумме дифференциальных сопротивлений диодов и может лежать в пределах от 1 до 50 Ом.

Основным недостатком такого ключа является прямое прохождение тока управляющего сигнала через нагрузку R_n и источник сигнала e_c . Для снижения напряжения помехи эту схему целесообразно использовать при малых сопротивлениях источника сигнала и сопротивления нагрузки. Кроме того, желательно увеличивать сопротивление R_y для снижения тока в цепи управления. Однако следует учесть, что снижение тока управления приведет к увеличению дифференциального сопротивления диодов.

Для снижения помех из цепи управления можно использовать мостовую схему, приведенную на рис. 11.5 б. В этой схеме цепь управления развязана от цепи

передачи сигнала. Если напряжение управления равно нулю или имеет полярность, запирающую диодный мост, то ключ разомкнут. При положительной полярности источника управляющего сигнала ключ замыкается, а ток управления проходит только через диоды и сопротивление R_y . Учитывая, что для цепи передачи сигнала диодные пары $D1, D2$ и $D3, D4$ включены встречно, напряжение смещения также будет равно разности прямых падений напряжений на диодах, т. е. примерно равно напряжению смещения двухдиодного ключа.

Недостатком схемы, приведенной на рис. 11.5 б является отсутствие общей точки у источника сигнала и источника управления. Схема, изображенная на рис. 11.5 в, лишена этого недостатка. В этой схеме используются два симметричных источника сигналов управления e_{y1} и e_{y2} . Сигналы этих источников подводятся к диодному мосту через разделительные диоды $D5, D6$. Для поддержания диодного моста в запертом состоянии при отсутствии сигналов управления на него подается через резисторы R_{y1} и R_{y2} запирающее напряжение от источников постоянного напряжения $\pm E$. В этой схеме, так же как и в предыдущей, обеспечивается развязка источника управления от цепи источника сигнала.

Схемы двухдиодных ключей использованы в микросхемах диодных коммутаторов серии 265ПП1 и 265ПП2. Эти коммутаторы отличаются только полярностью управляющего напряжения. Схема коммутатора 265ПП2 приведена на рис. 11.6 а. Она представляет собой семиканальный переключатель с общим сигналом управления. Мостовые диодные ключи использованы в интегральных микросхемах К252КТ1 и 265КН1. Упрощенная схема одного ключа микросхемы 252КТ1 приведена на рис. 11.6 б. Питание этой микросхемы осуществляется от двух источников $+E$ и $-E$ с напряжением 6В. Каждый ключ этой микросхемы

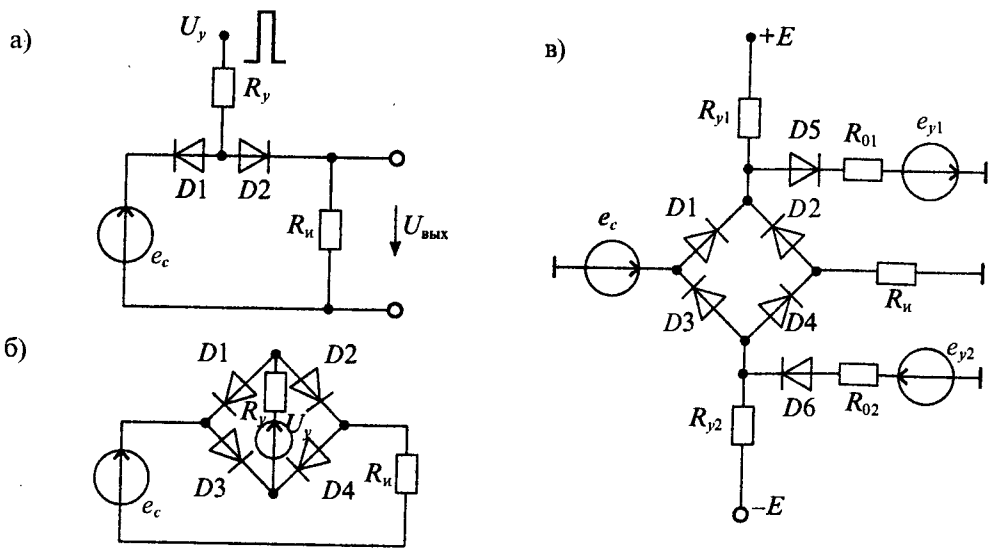


Рис. 11.5. Схемы диодных ключей на двух диодах (а), мостового (б) и на шести диодах (в)

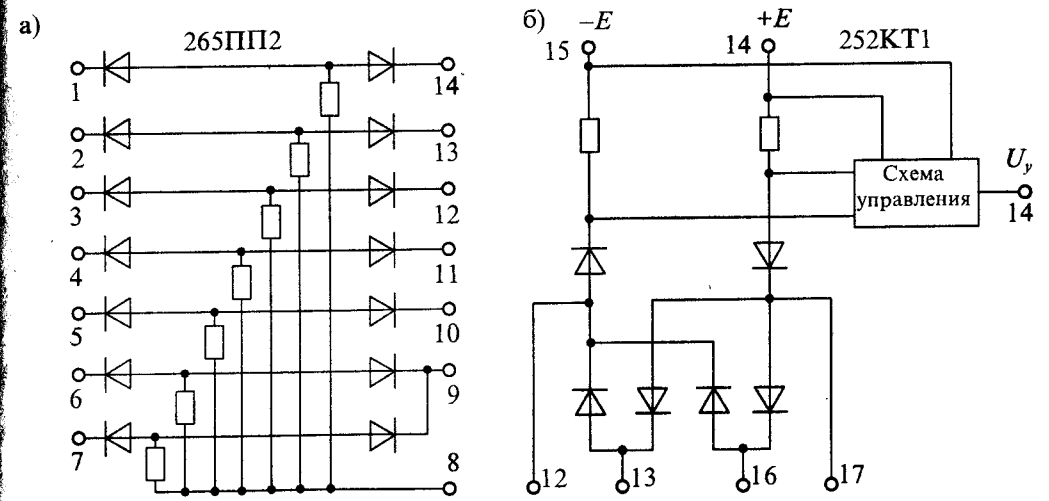


Рис. 11.6. Схема диодного коммутатора 265ПП2 (а) и упрощенная схема мостового диодного ключа четырехканального коммутатора К252КТ1

имеет напряжение смещения 3 мВ, время переключения 40 нс, ток утечки 10 нА и сопротивление в замкнутом состоянии около 100 Ом.

Приведенные выше микросхемы диодных коммутаторов являются гибридными, в которых использованы специальные диодные матрицы, например, матрица 2ДС408 или КДС523. Диоды таких матриц имеют весьма малый разброс параметров, что позволяет получить напряжение смещения меньше 5 мВ. Собственные емкости диодов матриц имеют значение 1...2 пФ, что позволяет снизить импульсные помехи от цепей управления. В настоящее время диодные коммутаторы вытесняются более совершенными транзисторными ключами.

Ключи на биполярных транзисторах более совершенны, чем диодные ключи и значительно чаще используются в электронных схемах. Простейший ключ на одном биполярном транзисторе приведен на рис. 11.7 а. Он состоит из ключевого транзистора $T1$ и схемы управления на транзисторе $T2$. По структуре транзисторный ключ похож на двухдиодный ключ, изображенный на рис. 11.5 а. При отсутствии тока базы $T1$ закрыт и ключ разомкнут, а при протекании через базу тока управления $i_b > i_{б,нас}$ ключ замкнут. В этом случае коллекторный и эмиттерный переходы открыты и действуют так же, как открытые диоды в схеме рис. 11.5 а.

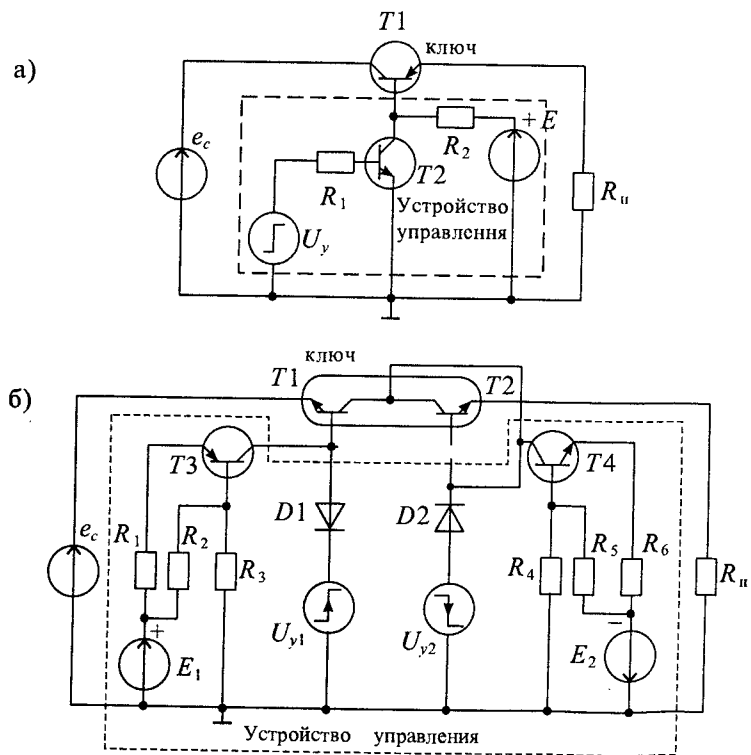


Рис. 11.7. Схема простого (а) и компенсированного (б) транзисторных ключей

Некоторое отличие заключается в площадях этих переходов, а следовательно, и в падениях напряжений на них. Разность напряжений на переходах создает напряжение смещения. Кроме того, следует учитывать различие токов в переходах, что также влияет на напряжение смещения. Это напряжение смещения для ключей на одиночных транзисторах составляет 0,1...0,2 В, а сопротивление замкнутого ключа колеблется от 10 до 100 Ом. Время переключения зависит от степени насыщения и для высокочастотных транзисторов с тонкой базой обычно не превышает 0,1 мкс.

Для снижения напряжения смещения используют инверсное включение транзистора, т. е. напряжение управления прикладывают между базой и коллектором. При этом напряжение смещения можно понизить до 5...10 мВ. Схема транзисторного ключа с инверсным включением транзистора приведена на рис. 11.7 б. В этой схеме для снижения остаточного напряжения два инверсно включенных транзистора $T1$ и $T2$ включены последовательно, что приводит к дополнительному снижению остаточного напряжения, которое будет равно разности напряжений смещения транзисторов $T1$ и $T2$. Такой транзисторный ключ называется компенсированным. Остаточное напряжение компенсированных ключей лежит в пределах 10...50 мкВ. Недостатком компенсированных ключей является их увеличенное сопротивление во включенном состоянии.

Иногда для создания компенсированных ключей используют так называемые двухэмиттерные транзисторы. Такие транзисторы во включенном состоянии имеют достаточно малое остаточное напряжение. Так, например, двухэмиттерный транзистор КТ118 имеет остаточное напряжение 0,1...0,2 мВ, а компенсированный транзисторный ключ КР162КТ1 имеет остаточное напряжение 0,3 мВ.

Следует отметить еще одну особенность ключа, приведенного на рис. 11.7 а. Если напряжение управления равно нулю, то транзистор $T2$ заперт и напряжение источника $+E$ через резистор $R2$ запирает транзистор $T1$. При положительном напряжении на базе транзистора $T2$ база транзистора $T1$ через насыщенный транзистор $T2$ соединяется с общей шиной. В этом случае переход коллектор-база может быть открыт только при положительном напряжении на коллекторе и, следовательно, такой ключ является однополярным.

В схеме компенсированного транзисторного ключа, приведенного на рис. 11.7 б, в исходном состоянии, когда управляющие напряжения U_{y1} и U_{y2} равны нулю, источники постоянного напряжения E_1 и E_2 отпирают транзисторы $T3$, $T4$ и диоды $D1$ и $D2$ соответственно. При этом через диоды $D1$ и $D2$ базы транзисторов $T1$ и $T2$ замкнуты с их коллекторами и ключ оказывается разомкнутым.

При запираии диодов $D1$ и $D2$ от источников U_{y1} и U_{y2} ток транзистора $T3$ проходит через открытые переходы база-коллектор ключевых транзисторов $T1$, $T2$ и далее через транзистор $T4$ и источник E_2 . В результате оба транзистора $T1$ и $T2$ оказываются в насыщенном состоянии и ключ замыкается. В результате такой ключ будет двухполярным.

Компенсированные транзисторные ключи входят в состав различных микросхем серий 124, 129, 162. Кроме того, транзисторные ключи используются в оптронах типа АОТ122, АОТ126, АОТ128 и др. Оптронные транзисторные ключи имеют гальваническую развязку входной и выходной цепей, однако у них

более высокое остаточное напряжение и более высокий ток утечки в запертом состоянии.

Пример двунаправленного транзисторного коммутатора с нормирующими усилителями приведен на рис. 11.8. На нем изображен фрагмент микросхемы КС1054ХА4, предназначенной для двусторонней передачи телевизионных видеосигналов. Направление передачи определяется устройством управления коммутирующими ключами.

Ключи на полевых транзисторах с управляющими *p-n*-переходами и с изолированным затвором в настоящее время получили преимущественное распространение в различных интегральных микросхемах. Прежде всего это связано с такими достоинствами этих ключей, как малые токи утечки, низкое потребление по цепи управления, отсутствие напряжения смещения, технологичность производства.

В аналоговых ключах используются полевые транзисторы с каналами *p*- и *n*-типа. Однако, поскольку подвижность электронов больше подвижности дырок, то сопротивление канала во включенном состоянии у транзисторов с *n*-каналом ниже. На быстродействие ключей существенным образом влияют переходные процессы в транзисторах. В этом отношении преимущественное применение находят полевые транзисторы с изолированным затвором, паразитные емкости у которых меньше. Наибольшее распространение получили ключи на комплементарной (согласованной) паре полевых транзисторов, один из которых имеет канал *p*-типа, а другой — канал *n*-типа.

Особенностью ключей на полевых транзисторах с изолированным затвором является сильная зависимость сопротивления открытого канала от коммутируемого сигнала, что приводит к модуляции проводимости канала входным сигналом и возникновению дополнительных нелинейных искажений. Для снижения искажений, вызванных модуляцией проводимости канала, в таких ключах ограничивают уровень входных сигналов и используют сравнительно большое сопротивление нагрузки ключа. Аналогичный эффект имеется и в полевых транзисторах с управляющим *p-n*-переходом, однако для его снижения на затвор подают сигнал управления, зависящий от входного сигнала.

На рис. 11.9 а приведена схема ключа на полевом транзисторе *T1* с управляющим *p-n*-переходом и каналом *p*-типа. Схема управления ключем выполнена на транзисторе *T2*, а ее питание производится от источника напряжения *E*. Диод *D* необходим для того, чтобы напряжение затвор—исток оставалось

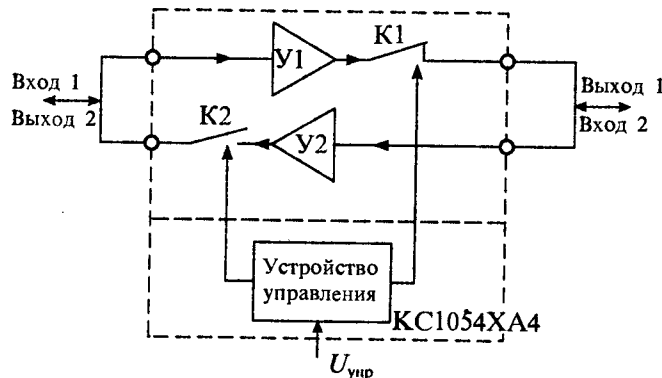


Рис. 11.8. Использование транзисторных ключей с нормирующими усилителями в микросхеме КС1054ХА4

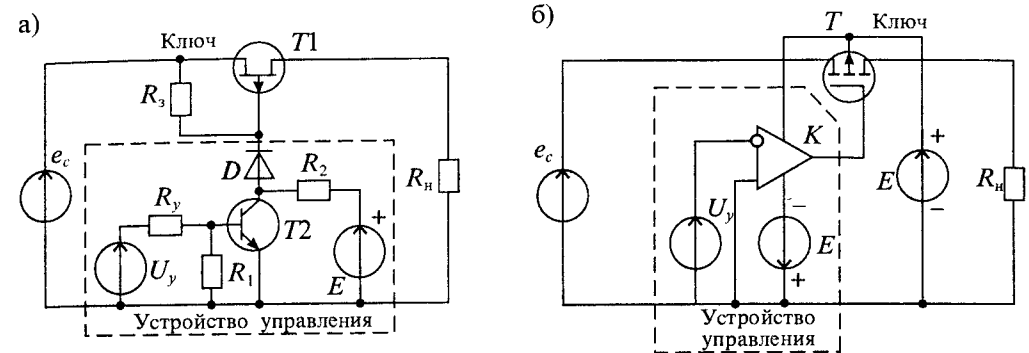


Рис. 11.9. Схема ключа на полевом транзисторе с управляющим *p-n*-переходом (а) и с изолированным затвором (б)

равным нулю при любых значениях входных сигналов. Для исключения модуляции проводимости канала входным сигналом затвор через сопротивление R_3 связан с напряжением источника сигнала e_c . Устройство управления работает следующим образом. Если напряжение управления равно нулю, то транзистор *T2* заперт и напряжение $+E$ через сопротивление R_2 и диод *D* подводится к затвору транзистора *T1*, запирая его. В результате этого ключ будет замкнут. Если напряжение управления включает транзистор *T2*, то анод диода *D* через насыщенный транзистор *T2* соединяется с общей шиной, в результате чего напряжение на затворе *T1* снижается почти до нуля и транзистор *T1* отпирается, что эквивалентно замыканию ключа.

Ключи на полевых транзисторах с управляющим *p-n*-переходом входят в состав микросхем ряда серий: 284, КР504 и др. Так, например, микросхема 284 КН1 содержит три ключа на полевых транзисторах с управляющим *p-n*-переходом и каналом *n*-типа. Каждый ключ имеет следующие параметры: сопротивление замкнутого ключа 250 Ом, ток утечки 10 нА, максимальная частота коммутации 1 МГц.

Ключи на полевых транзисторах с изолированным затвором и индуцированным каналом *p*- и *n*-типа получили самое широкое распространение при создании коммутаторов. Основной особенностью этих ключей является то, что в исходном состоянии при нулевом напряжении на затворе они заперты. Обогащение канала носителями зарядов происходит только при подаче на затвор напряжения, превышающего пороговое напряжение. Токи утечки ПТИЗ определяются токами, которые протекают в закрытом транзисторе от истока и стока к подложке и имеют значение 1... 10 нА при нормальной температуре. С повышением температуры они ведут себя как обратные токи *p-n*-переходов, т. е. экспоненциально увеличиваются. Сопротивление между затвором и другими электродами в ПТИЗ достигает очень большого значения: 10^{11} ... 10^{13} Ом, что при малой толщине диэлектрика под затвором (около 1 мкм) приводит к необходимости защиты от статического электричества. Одной из таких мер является установка защитных стабилитронов или диодов между затвором и каналом, однако это приводит к увеличению тока утечки затвора, особенно с повышением температуры.

Схема простейшего ключа на полевом транзисторе с изолированным затвором и каналом p -типа приведена на рис. 11.9 б. Для отпирания ключевого транзистора T на его затвор необходимо подать напряжение отрицательной полярности превышающее пороговое напряжение $U_{пор}$. Для запирания ключевого транзистора T напряжение на затворе должно быть положительным (или равным нулю). Устройство управления для схемы, изображенной на рис. 11.9 б, выполнено на компараторе напряжения K (или операционном усилителе). Если напряжение управления равно нулю, то на выходе компаратора будет положительное напряжение, близкое по значению к напряжению питания E . При положительном управляющем напряжении компаратор переключается и на его выходе появляется отрицательное напряжение, также близкое к напряжению питания E .

Ключи на ПТИЗ с каналом p -типа выпускаются как в виде отдельных элементов, так и в составе сложных коммутаторов. Так, например, микросхемы серии 168 содержат сдвоенные ключи без схем управления типа 168КТ2. Такие ключи имеют пороговое напряжение от 3 до 6 В, прямое сопротивление не более 100 Ом, время включения и выключения около 0,3...0,5 мкс. Отсутствие в этой микросхеме устройств управления усложняет ее применение.

В серии К547 имеется четырехканальный переключатель К547КП1, аналогичный микросхеме 168КТ2. По основным параметрам этот переключатель близок к микросхеме К168КТ2.

Кроме отдельных транзисторов в качестве ключей широкое распространение получили схемы, содержащие параллельное соединение двух ПТИЗ с разным типом проводимости канала (комплементарные транзисторы). В таких ключах устранены многие недостатки ключей на одиночных транзисторах: устранена модуляция сопротивления канала входным сигналом, снижены помехи из цепи управления, снижено сопротивление ключа в открытом состоянии и уменьшен ток утечки. Схема ключа на комплементарных транзисторах приведена на рис. 11.10 а. Для одновременного переключения транзисторов из включенного состояния

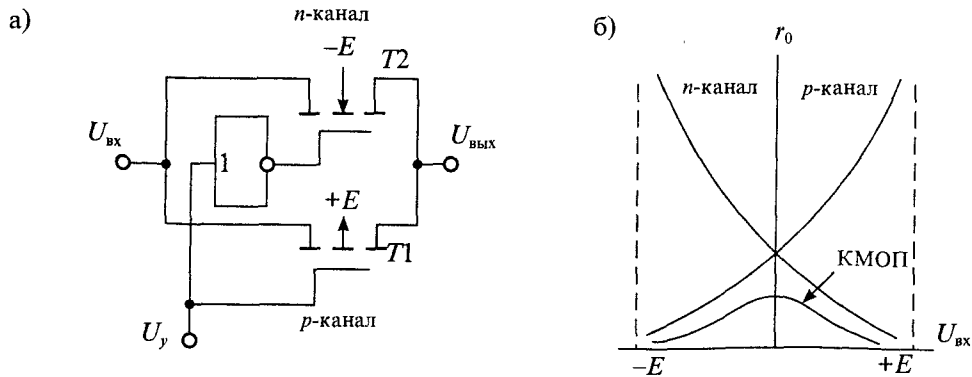


Рис. 11.10. Схема ключа на комплементарных транзисторах (а) и зависимость его сопротивления в открытом состоянии от входного напряжения (б)

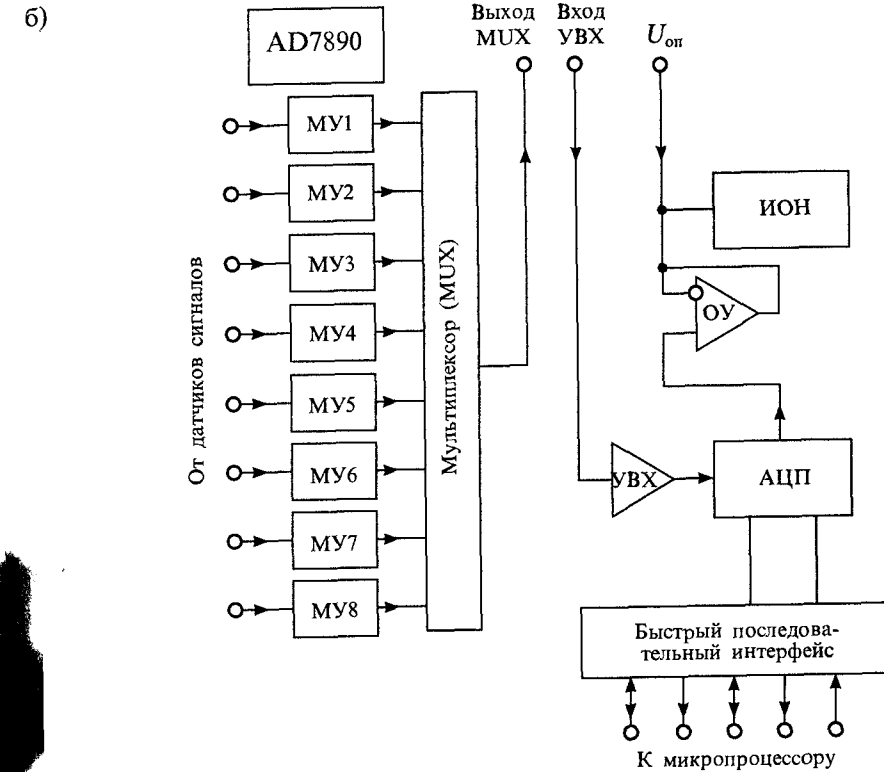
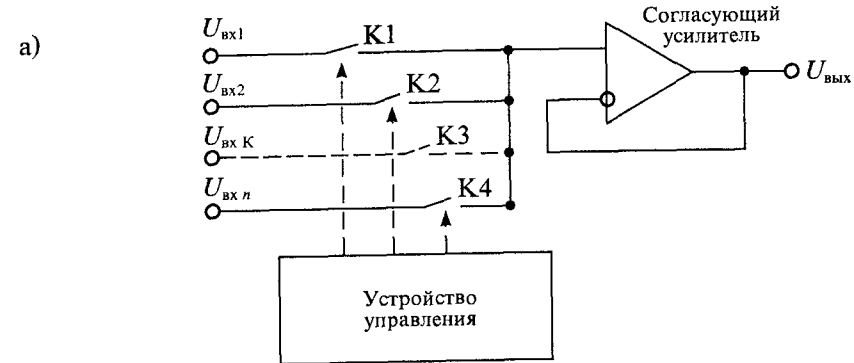


Рис. 11.11. Упрощенная схема мультиплексора (а) и микросхема сбора данных AD7890 фирмы «Analog devices» (б)

в выключенное сигнал управления подается на затвор одного транзистора непосредственно, а на затвор другого — через инвертор.

При увеличении входного напряжения сопротивление p -канального транзистора увеличивается, а n -канального транзистора уменьшается. В результате параллельное соединение этих транзисторов имеет почти неизменное сопротивление r_0 в открытом состоянии, как показано на рис. 10.11 б. Поскольку транзисторы ключа управляются сигналами противоположной полярности, то импульсы помех взаимно компенсируются, что позволяет снизить уровень входных сигналов.

Ключи на комплементарных транзисторах широко используются в интегральных микросхемах. Они входят в состав микросхем серии K590, K591, K176, K561 и 1564. Их сопротивление в открытом состоянии лежит в пределах 20...100 Ом, они имеют время включения от 10 до 100 нс, обеспечивают выходной ток до 10 мА и потребляют по цепи питания мощность менее 1 мВт.

Многоканальные коммутаторы или **мультиплексоры** представляют собой интегральные микросхемы, имеющие много входов для аналоговых сигналов и один выход, на который можно подать последовательно во времени любой из входных сигналов. Мультиплексоры состоят из набора ключей, устройства управления этими ключами и выходного согласующего каскада. Упрощенная схема мультиплексора приведена на рис. 11.11 а. Такие мультиплексоры выпускаются в виде самостоятельных микросхем или входят в состав более крупных микросхем, называемых системами сбора данных. Кроме мультиплексоров в состав систем сбора данных входят устройства, обеспечивающие обработку поступающей информации. Практически все современные системы сбора данных ориентированы на совместную работу с микропроцессорами и содержат элементы интерфейса (т. е. сопряжения): устройства выборки и хранения сигналов, дешифратор адреса, регистры и др. Если имеются группы различных датчиков сигналов, то в состав таких микросхем могут входить несколько мультиплексоров, объединенных в группы. Такие микросхемы предназначены для работы с источниками потенциальных сигналов, например, температурными датчиками, датчиками промышленных установок различных аналитических приборов.

В качестве примера на рис. 11.11 б приведена структурная схема системы сбора данных AD7890 фирмы «Analog devices». Она содержит устройства масштабирования сигналов (МУ), восьмиканальный мультиплексор, устройство выборки и хранения (УВХ), аналого-цифровой преобразователь (АЦП), источник опорного напряжения (ИОН) и быстрый последовательный интерфейс сопряжения с микропроцессором.

Мультиплексор, входящий в систему, работает под управлением микропроцессора через систему последовательного интерфейса. Поскольку выход мультиплексора не подключен к остальным узлам микросхемы, то между выходом мультиплексора и входом УВХ можно включать различные устройства, например, фильтры или формирователи сигналов.

ЦИФРОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

Лекция 12. Цифровые логические элементы

Классификация и основные параметры. Цифровые логические элементы на интегральных микросхемах (ИМС) — это микроэлектронные изделия, предназначенные для преобразования и обработки дискретных сигналов. В зависимости от вида управляющих сигналов цифровые ИМС можно разделить на три группы: потенциальные, импульсные и импульсно-потенциальные.

Подавляющее большинство логических элементов относится к потенциальным, в них используются только потенциальные сигналы и совсем не используются импульсные сигналы.

В импульсных цифровых ИМС используются только импульсные сигналы и совсем не используются потенциальные. В таких ИМС управление осуществляется по перепаду потенциала во время импульса. При этом могут использоваться как положительные перепады, обозначаемые \nearrow , так и отрицательные, обозначаемые \searrow .

В импульсно-потенциальных ИМС могут использоваться как потенциальные, так и импульсные сигналы. При этом импульсные входы, управляемые перепадом напряжения, обозначают косой чертой, указывающей направление перепада напряжения ($/$ или \backslash).

Все логические элементы описываются набором параметров, которые оговорены в технических условиях (ТУ). Использование параметров, не записанных в ТУ, не разрешается, так как в процессе совершенствования изделия они могут изменяться. К основным параметрам логических элементов относятся:

- набор логических функций;
- число входов по И и по ИЛИ;
- коэффициент разветвления по выходу;
- потребляемая мощность;
- динамические параметры: задержка распространения сигнала и (или) максимальная частота входного сигнала.

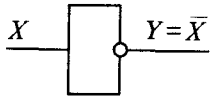
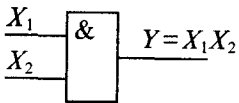
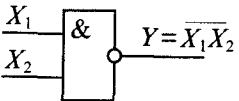
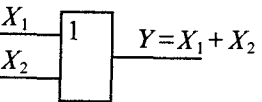
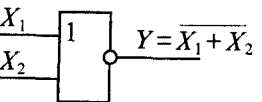
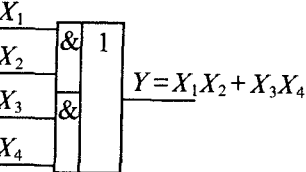
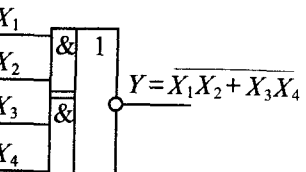
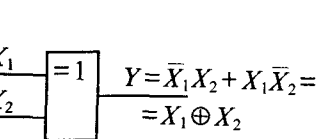
В табл. 12.1 приведены основные логические функции, обозначения соответствующих элементов и их схемы.

Число входов по И и по ИЛИ лежит в пределах от 2 до 16. Если имеющегося числа входов недостаточно, то для их увеличения используются интегральные схемы расширителей по ИЛИ, обозначаемые ЛД.

Коэффициент разветвления по выходу характеризует нагрузочную способность логического элемента и определяется количеством входов однотипных элементов, которые можно подключить к выходу. В некоторых случаях в ТУ указывается максимальный выходной ток логического элемента.

Таблица 12.1

Основные логические функции

Элемент	Обозначение	Выполняемая функция и схема
НЕ	ЛН	
И	ЛИ	
И-НЕ	ЛА	
ИЛИ	ЛЛ	
ИЛИ-НЕ	ЛЕ	
И-ИЛИ	ЛС	
И-ИЛИ-НЕ	ЛР	
Исключающее ИЛИ	ЛП	

Сигнал на выходе логического элемента задерживается относительно входного сигнала. Эта задержка определяет не только быстродействие цифровых схем, но и их работоспособность. Время задержки принято определять по уровню $0,5U_{вх}$ и $0,5U_{вых}$, как показано на рис. 12.1. При этом задержка переднего фронта импульсного сигнала может отличаться от задержки заднего фронта и в результате длительность импульса на выходе оказывается отличной от длительности импульса на входе.

Мощность, потребляемая логической ИМС, обычно зависит от сигналов, поданных на входы. Для сравнения потребляемой ИМС мощности пользуются понятием средней мощности $P_{ср}$, потребляемой базовым логическим элементом во включенном и выключенном состояниях. Это позволяет сравнивать по потребляемой мощности логические ИМС различных серий.

Серийные логические ИМС. В зависимости от технологии изготовления логические ИМС делятся на серии, отличающиеся набором элементов, напряжением питания, потребляемой мощностью, динамическим параметрам и др. Наибольшее применение получили серии логических ИМС, выполненные по ТТЛ (транзисторно-транзисторная логика), ЭСЛ (эмиттерно-связанная логика) и КМОП (комплементарная МОП логика) технологиям. Каждая из перечисленных технологий совершенствовалась, поэтому в каждой серии ИМС имеются подсерии, отличающиеся по параметрам.

В ИМС, выполненных по технологии ТТЛ, в качестве базового элемента используется многозмиттерный транзистор. Упрощенная схема логического элемента И-НЕ с многозмиттерным транзистором $VT1$ приведена на рис. 12.2. Многозмиттерный транзистор (МЭТ) отличается от обычного транзистора тем, что он имеет несколько эмиттеров, расположенных так, что прямое взаимодействие между ними исключается. Благодаря этому переходы база-эмиттеры МЭТ можно рассматривать как параллельно включенные диоды.

Второй транзистор $VT2$ является инвертором сигнала, выполняющим функцию НЕ. Если хотя бы на один эмиттер МЭТ подан низкий уровень, то ток базы $VT2$ равен нулю и на коллекторе $VT2$ будет высокий уровень. Для того чтобы напряжение на коллекторе $VT2$ имело низкий уровень, необходимо на все эмиттеры МЭТ подать высокий уровень. Благодаря этому алгоритму реализуется функция И-НЕ. В более поздних сериях

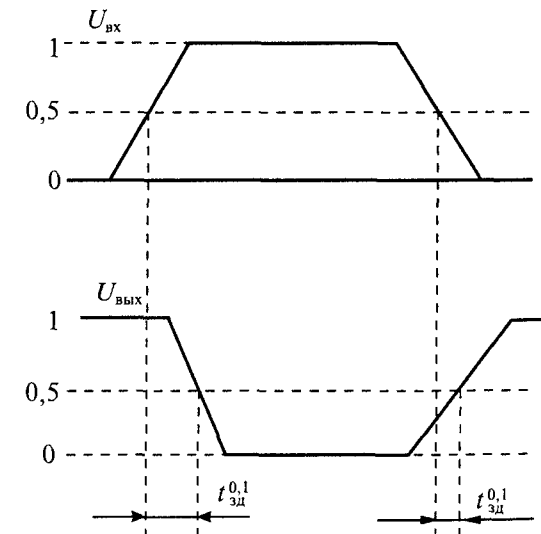


Рис. 12.1. Сигналы на входе и выходе логического элемента И-НЕ

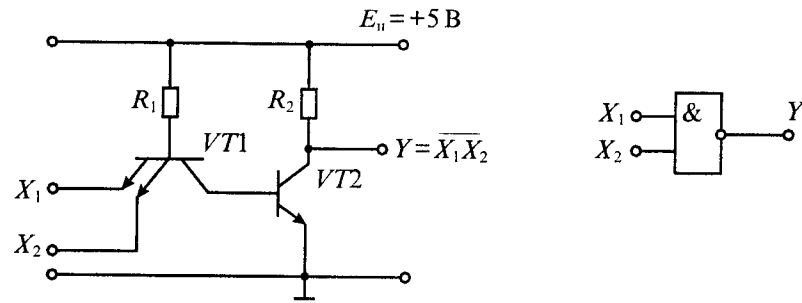


Рис. 12.2. Упрощенная схема логического элемента 2И-НЕ (ТТЛ)

ИМС, выполненных по технологии ТТЛ, использовался сложный инвертор с двухполярным ключом, а для исключения насыщения МЭТ применялись диоды Шоттки с малым падением напряжения в прямом направлении (ТТЛШ).

Первым разработчиком ИМС по технологии ТТЛ является фирма Texas Instruments, которая выпустила ИМС серии SN74. Дальнейшие усовершенствования этой серии были направлены на повышение быстродействия и снижение потребляемой мощности. В табл. 12.2 приведены серии отечественных микросхем и их соответствие различным сериям микросхем SN74/54.

Основные параметры ИМС ТТЛ различных серий приведены в табл. 12.3. По сочетанию параметров наибольшее распространение получили ИМС серии SN74LS (серия 555). ИМС этой серии работают при напряжении питания $+5V \pm 5\%$.

В ИМС, выполненных по технологии ЭСЛ, в качестве базового элемента используется дифференциальный усилитель. Упрощенная схема логического

Основные параметры ИМС ТТЛ

Серия ИМС	Потребляемая мощность, мВт	Задержка распространения, нс	Максимальная частота, МГц	Коэффициент разветвления
74	10	10,0	35	10
74L	1	33,0	3	10
74H	22	6,0	50	10
74LS	2	9,5	45	20
74S	19	3,0	125	10
74ALS	1	4,0	50	40
74F	4	2,0	130	33

элемента ИЛИ-НЕ с дифференциальным усилителем приведена на рис. 12.3. Большое быстродействие ИМС ЭСЛ обусловлено тем, что в этих элементах транзисторы работают в ненасыщенном (линейном) режиме. На выходе элемента применяется эмиттерный повторитель, который обеспечивает быстрый заряд емкости нагрузки.

На рис. 12.3 дифференциальный усилитель выполнен на транзисторах VT1...VT3, а эмиттерный повторитель на транзисторе VT4. Выходной сигнал можно снимать с инверсного выхода ДУ, как приведено на рис. 12.3, что обеспечивает операцию НЕ, так и с неинверсного выхода (с коллектора VT3), что обеспечивает выполнение операции ИЛИ без инверсии.

Повышение быстродействия в этих элементах достигается также ограничением перепада выходного напряжения, что связано с уменьшением помехоустойчивости

Таблица 12.2

Серии логических ИМС ТТЛ

Серия	Аналог	Серия	Аналог
SN 74	155	SN 54	133
SN 74L	158	SN 54L	136
SN74H	131	SN 54H	130
SN 74LS	555	SN 54LS	533
SN 74S	531	SN 54 S	530
SN 74ALS	КР 1533	SN 54LS	1533
SN 74F	КР 1531	SN 54F	1531

Обозначения: L (low) — маломощная серия, H (high) — быстродействующая серия, LS (low, Shottky) — маломощная с диодами Шоттки, S (Shottky) — с диодами Шоттки, ALS — усовершенствованная с диодами Шоттки, F (fast) — сверхбыстродействующая.

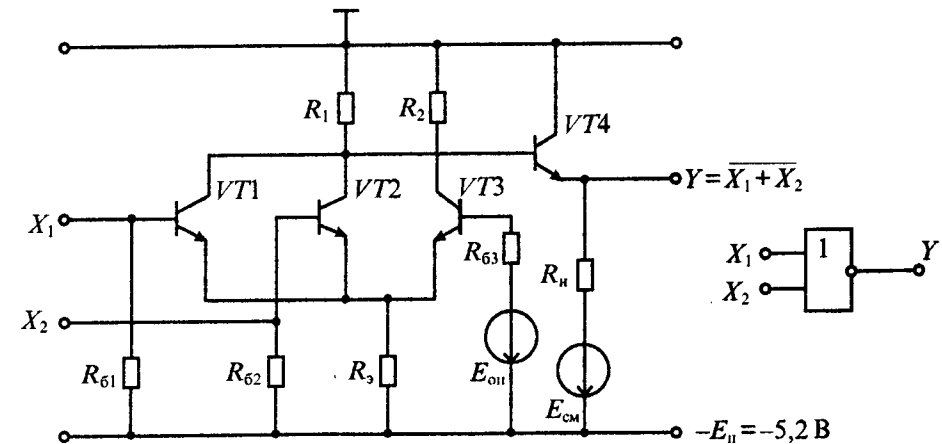


Рис. 12.3. Упрощенная схема логического элемента 2ИЛИ-НЕ (ЭСЛ)

Таблица 12.4

Серия и основные параметры ИМС ЭСЛ

Серия ИМС	Аналог	Потребляемая мощность, мВт	Задержка распространения, нс	Коэффициент разветвления	Напряжение питания, В
МС10000 (МС10К)	100, 500	35	2,90	15	-5,2
МС100000 (МС100К)	1500	40	0,75	20	-4,5

ИМС ЭСЛ. Для ограничения перепада выходного напряжения используются источники опорного напряжения $E_{он}$ и смещения $E_{см}$. Все входы дифференциального усилителя подключены через резисторы R_6 к источнику питания, что позволяет неиспользуемые входы ИМС оставлять неподключенными.

Первым разработчиком ИМС по технологии ЭСЛ была фирма *Motorola*, которая выпустила серию ИМС МС10000 (МС10К). В процессе усовершенствования этих ИМС была выпущена серия МС100000 (МС100К).

Основные параметры ИМС ЭСЛ и их отечественные аналоги приведены в табл. 12.4. Микросхемы серий 500 и 1500 имеют несколько отличающиеся напряжения питания (-5,2В и -4,5В), однако по уровням входных и выходных логических сигналов они совместимы. Напряжение логического нуля равно -1,8В, а напряжение логической единицы равно -0,9В.

В ИМС, выполненных по технологии КМОП, в качестве базового элемента используются ключевые схемы, построенные на комплементарных МОП-транзисторах. На рис. 12.4 приведена схема логического элемента И-НЕ, выполненного по технологии КМОП. Эта схема состоит из двух групп ключей на полевых транзисторах $T1$, $T3$ и $T2$, $T4$. Каждая группа управляется одним сигналом X_1 или X_2 .

При подаче сигналов $X_1 = X_2 = \langle 1 \rangle$ ключи на транзисторах $T1$ и $T2$ размыкаются, а ключи на транзисторах $T3$ и $T4$ замыкаются. В результате сигнал на выходе $Y = \overline{X_1 X_2}$.

Применение полевых транзисторов с изолированным затвором обеспечивает высокое входное сопротивление микросхем КМОП. Благодаря малой входной емкости и высокому сопротивлению микросхемы КМОП чувствительны к статическому электричеству. Пробой изоляции под затвором происходит при напряжении около 30В, в результате чего транзистор повреждается. Защита

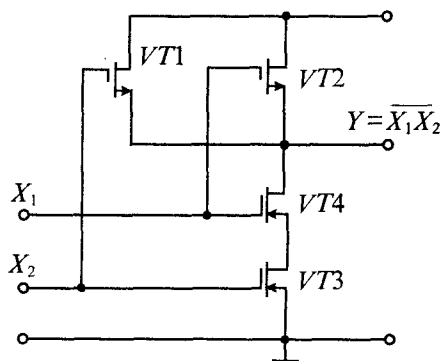


Рис. 12.4. Упрощенная схема логического элемента И-НЕ (КМОП)

Таблица 12.5

Серии логических ИМС КМОП

Серия ИМС	Аналог	Фирма-разработчик	Напряжение питания, В
CD4000	164, 176	RCA	9
CD4000A	561, 564	RCA	3...15
MCI4000A	то же	Motorola	то же
CD4000B	KP1561	RCA	3...18
54HC	1564		2...6

входов ИМС КМОП осуществляется с помощью встроенных диодов или стабилитронов, подключенных к линиям питания ИМС.

Достоинствами ИМС КМОП являются малая потребляемая мощность и высокая помехозащищенность в сочетании с высоким быстродействием и нагрузочной способностью. Питание таких ИМС производится от источника напряжения +5...+15В.

Разработка первых ИМС КМОП серии CD4000 была выполнена фирмой RCA в 1968 г. Позднее эта фирма выпустила еще две серии усовершенствованных ИМС CD4000A и CD4000B. Основные серии ИМС КМОП, их отечественные аналоги и фирмы-разработчики приведены в табл. 12.5. По сравнению с ИМС ТТЛ микросхемы КМОП имеют следующие достоинства:

- малая потребляемая мощность в диапазоне частот до 2 МГц (мощность в статическом режиме не превышает 1 мкВт);
 - большой диапазон напряжений питания (от 3 до 15 В);
 - очень высокое входное сопротивление (больше 1 МОм);
 - большая нагрузочная способность (коэффициент разветвления больше 50).
- К недостаткам ИМС КМОП относятся:
- большие времена задержки (до 100 нс);

Таблица 12.6

Основные параметры ИМС КМОП

Серия ИМС	Потребляемая мощность, мВт	Задержка распространения, нс	Максимальная частота, МГц	Коэффициент разветвления
CD4000	30	200	5	50
CD4000A	50	100	5	50
CD4000B	100	30	10	100
54HC	100	10	50	50

- повышенное выходное сопротивление (до 1 кОм);
- значительный разброс всех параметров.

Уровни выходных сигналов зависят от напряжения питания. Уровень логической «1» равен примерно $0,8E_{пит}$, а уровень логического «0» — от 0,3 до 2,5 В. Основные характеристики различных серий ИМС КМОП приведены в табл. 12.6.

Совершенствование технологии ИМС КМОП привело в настоящее время к тому, что характеристики наиболее быстродействующих ИМС КМОП серии 54НС практически сравнялись с характеристиками ИМС ТТЛ серии SN74LS.

Лекция 13. Триггеры

Основные сведения. Триггерами называют большой класс электронных устройств, обладающих способностью длительно находиться в одном из двух или более устойчивых состояний и чередовать их под воздействием внешних сигналов. В отличие от комбинационных логических схем, триггеры — это логические устройства с памятью. Их выходные сигналы в общем случае зависят не только от сигналов, приложенных к входам в данный момент времени, но и от сигналов, воздействовавших на них ранее. В зависимости от свойств, числа и назначения входов триггеры можно разделить на несколько видов.

Виды триггеров. Триггер T (рис. 13.1) можно представить в общем случае как устройство, состоящее из ячейки памяти ЯП и логического устройства ЛУ управления, преобразующего входную информацию в комбинацию сигналов, под воздействием которых ЯП принимает одно из двух устойчивых состояний.

Информационные сигналы поступают на входы A и B ЛУ и преобразуются в сигналы, поступающие на внутренние входы S' и R' ЯП. Процесс преобразования информационных сигналов осуществляется при воздействии сигналов, подаваемых на вход T предустановки и вход C синхронизации. Вход T обычно используется для разрешения приема информации, а исполнительный вход C обеспечивает тактируемый прием информации. В простейшем триггере ЛУ может отсутствовать, а информационные сигналы подаются непосредственно на входы S и R ЯП.

При наличии входа C триггер называют синхронным, а при его отсутствии — асинхронным. Изменение состояния асин-

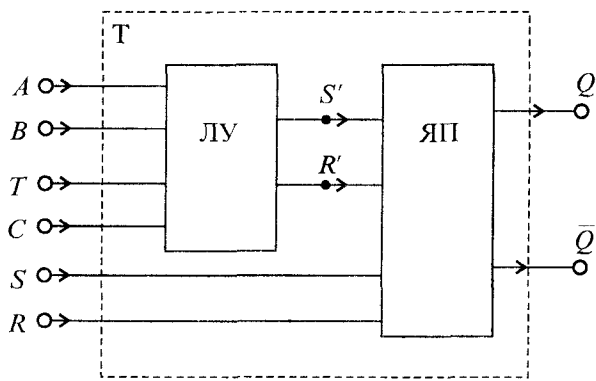


Рис. 13.1. Обобщенное устройство триггера

хронного триггера происходит сразу же после соответствующего изменения потенциалов на его информационных входах A и B . В синхронном триггере изменение состояния может произойти только в момент присутствия соответствующего сигнала на входе C . Синхронизация может осуществляться импульсом (потенциалом) или фронтом (перепадом потенциала). В первом случае сигналы на информационных входах оказывают влияние на состояние триггера только при разрешающем потенциале на входе C . Во втором случае воздействие информационных сигналов проявляется только в момент изменения потенциала на входе C , т. е. при переходе его от 1 к 0 или от 0 к 1. Универсальные триггеры могут работать как в синхронном, так и в асинхронном режимах.

Основные типы триггеров в интегральном исполнении получили следующие названия: SR -триггер, JK -триггер, D -триггер, T -триггер.

SR -триггер имеет два информационных входа S и R . Подача на вход S сигнала 1, а на вход R сигнала 0 устанавливает на выходе Q триггера сигнал 1. Наоборот, при сигналах $S=0$ и $R=1$ сигнал на выходе триггера $Q=0$. Функционирование SR -триггера определяется уравнениями:

$$Q_n = (S + \bar{R}Q)_{n-1}; \quad SR = 0.$$

Для SR -триггера комбинация $S=1$ и $R=1$ является запрещенной. После такой комбинации информационных сигналов состояние триггера будет неопределенным: на его выходе Q может быть 0 или 1.

Существуют разновидности SR -триггеров, называемые E -, R - и S -триггерами, для которых сочетание $S=R=1$ не является запрещенным. E -триггер при $S=R=1$ не изменяет своего состояния ($Q_n = Q_{n-1}$). S -триггер при $S=R=1$ устанавливается в состояние $Q=1$, а R -триггер в этом случае устанавливается в состояние $Q=0$.

SR -триггеры могут быть асинхронными или синхронными (в этом случае у них имеется вход C).

JK -триггер имеет также два информационных входа J и K . Подобно SR -триггеру, в JK -триггере J и K — это входы установки выхода Q триггера в состояние 1 или 0. Однако, в отличие от SR -триггера, в JK -триггере наличие $J=K=1$ приводит к переходу выхода Q триггера в противоположное состояние. JK -триггеры синхронизируются только перепадом потенциала на входе C . Условие функционирования JK -триггера имеет вид: $Q_n = (JQ + K\bar{Q})_{n-1}$.

D -триггер, или триггер задержки, при поступлении синхросигнала на вход C устанавливается в состояние, соответствующее потенциалу на входе D . Уравнение функционирования D -триггера имеет вид: $Q_n = D_{n-1}$. Это уравнение показывает, что выходной сигнал Q_n изменяется не сразу после изменения входного сигнала D , а только с приходом синхросигнала, т. е. с задержкой на один период импульсов синхронизации (Delay — задержка).

Синхронизация D -триггера может осуществляться импульсом или фронтом.

T -триггер, или счетный триггер, изменяет состояние выхода по фронту импульса на входе C . Кроме синхровхода C T -триггер может иметь подготовительный вход T . Сигнал на этом входе разрешает (при $T=1$) или запрещает (при $T=0$) срабатывание триггера от фронтов импульсов на входе C . Функционирование T -триггера определяется уравнением: $Q_n = (\bar{Q}T + Q\bar{T})_{n-1}$. Из этого уравнения

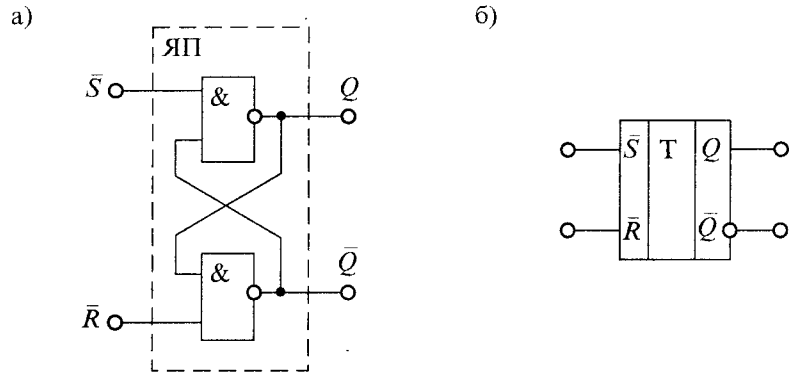


Рис. 13.2. Асинхронный SR-триггер (а) и его условное схематическое обозначение (б)

следует, что при $T=1$ соответствующий фронт сигнала на входе C переводит триггер в противоположное состояние. Частота изменения потенциала на выходе T -триггера в два раза меньше частоты импульсов на входе C . Это свойство T -триггера позволяет строить на их основе двоичные счетчики. Поэтому эти триггеры и называют счетными. Счетный триггер без входа T ведет себя так же, как и T -триггер при $T=1$.

Принципы построения триггеров. Простейший асинхронный SR-триггер состоит из двух ячеек И-НЕ (или ИЛИ-НЕ), замкнутых в кольцо (рис. 13.2 а), и по существу представляет ЯП без дополнительного ЛУ. Аналогичный SR-триггер в интегральном исполнении изображен на рис. 13.2 б. Переключение SR-триггеров, изображенных на рис. 13.2, производится сигналом «0», подаваемым на входы S или R . Такие простейшие триггеры входят во все типы более сложных триггеров.

Простейший синхронный SR-триггер содержит кроме ЯП еще ЛУ из двух ячеек И-НЕ (рис. 13.3 а). Аналогичный SR-триггер в интегральном исполнении изображен на рис. 13.3 б. Переключение SR-триггеров, изображенных на рис. 13.3,

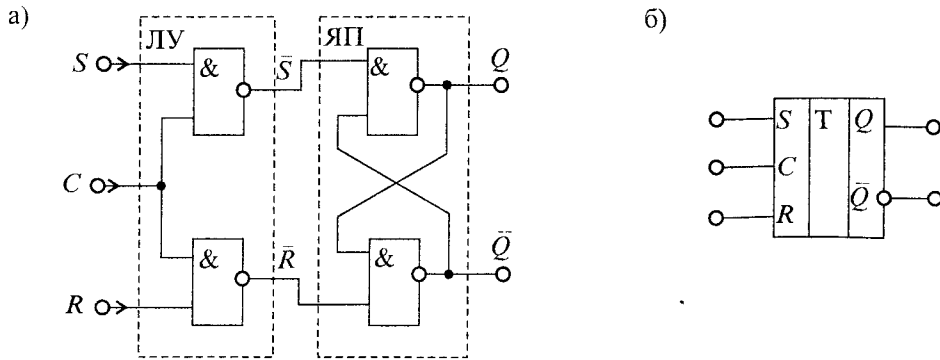


Рис. 13.3. Синхронный SR-триггер (а) и его условное схематическое обозначение (б)

производится сигналом «1», подаваемым на входы S или R , или только при наличии синхросигнала $C=1$.

JK -триггер выполняется по двухступенчатой структуре, состоящей из двух синхронных SR-триггеров и двух логических схем И-НЕ (рис. 13.4 а). Для этой схемы $S1=JQ$ и $R1=KQ$. Если $J=1$ и $K=0$, то при $Q=0$ получим $S1=1$, и после окончания первого тактового импульса на входе C триггер установится в состоянии $Q=1$.

Если $J=1$ и $K=0$, то при $Q=1$ оба входных сигнала триггера первой ступени $S1$ и $R1$ будут равны «0» и, соответственно, весь двухступенчатый триггер не будет изменять своего состояния при приходе синхроимпульсов на вход C . Таким образом, при $J=1$ и $K=0$ выход триггера $Q_n=1$, если $Q_{n-1}=0$ или $Q_{n-1}=1$. Подобным же образом по отношению к состоянию $Q=0$ действует сигнал $K=1$ при $J=0$.

Если же $J=K=1$, то получим $S1=1$ и $R1=0$ при $Q=0$ или $S1=0$ и $R1=1$ при $Q=1$. Вследствие этого при $J=K=1$ триггер переключится в противоположное состояние при соответствующем фронте сигнала на входе C .

Аналогичный JK -триггер в интегральном исполнении показан на рис. 13.4 б.

D -триггер состоит из ЯП и ЛУ на двух ячейках И-НЕ, включенных по схеме рис. 13.5 а. D -триггер, изображенный на рис. 13.5 а, устанавливается в состояние $Q=D$ только при $C=1$. Аналогичный D -триггер в интегральном исполнении показан на рис. 13.5 б. D -триггер, тактируемый фронтом, построен на двух D -триггерах, тактируемых импульсом (рис. 13.6 а). На схеме рис. 13.6 а информационный вход $D2$ соединен с выходом $Q1$. Синхросигнал подается на обе ступени, но в триггере второй ступени он инвертируется. Благодаря этому при любом сигнале на входе C ($C=0$ или $C=1$) один из двух триггеров не реагирует на сигнал, поступающий на его информационный вход. В результате как при $C=0$, так и при $C=1$ изменение сигнала на входе D не приведет к непосредственному изменению выходного сигнала Q . И только в тот момент времени, когда потенциал C переходит из «1» в «0», возможно изменение сигнала Q .

При $C=1$ триггер первой ступени воспринимает информацию со входа D . Когда же происходит изменение сигнала на входе C и он становится равным «0», производится прием информации триггером второй ступени с выхода триггера

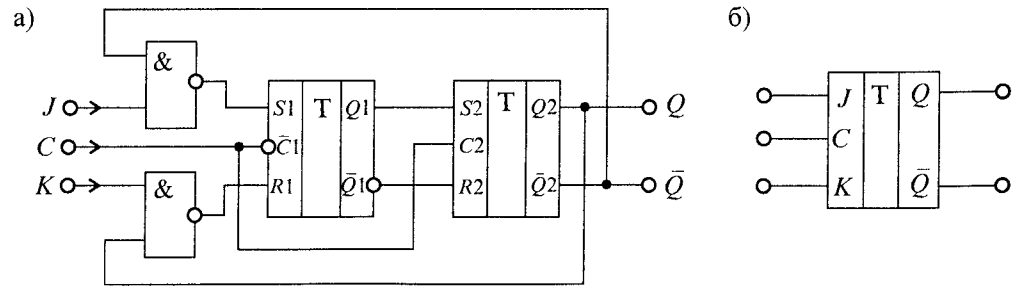


Рис. 13.4. JK-триггер (а) и его условное схематическое обозначение (б)

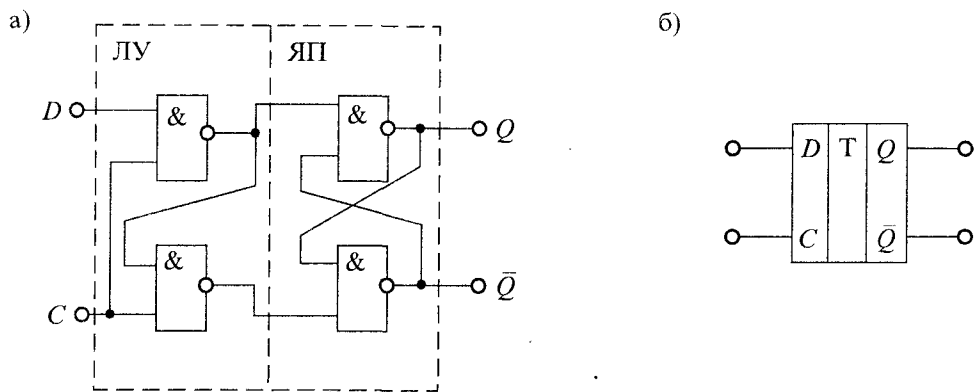


Рис. 13.5. D-триггер (а) и его условное схематическое обозначение (б)

первой ступени. Переход сигнала на входе C из «1» в «0» отражен косой чертой (\wedge) на входе C .

Счетный T -триггер можно построить на JK -триггере или на D -триггере. Для построения T -триггера на JK -триггере нужно сделать входы $J=K=1$ (рис. 13.7 а). Тогда каждый импульс на входе C будет изменять состояние триггера на противоположное, т. е. он превратится в T -триггер.

Для построения счетного T -триггера на D -триггере необходимо соединить его вход D с инверсным выходом Q , т. е. сделать $D=Q$ (рис. 13.7 б). В такой схеме каждый переход 1/0 на входе C будет приводить к переходу триггера в противоположное состояние. Например, если $Q_n=1$, то $Q_{n+1}=D_n=0$, и поэтому очередной тактовый импульс переведет триггер в новое состояние, т. е. сделает $Q_{n+1}=D_n=0$.

Интегральные микросхемы триггеров. Промышленность выпускает большое количество интегральных микросхем триггеров, построенных на диодно-транзисторной логике (ДТЛ), транзисторно-транзисторной логике (ТТЛ), эмиттерно-связанной логике (ЭСЛ), комплементарных полевых транзисторах (КМОП).

В табл. 13.1 приведены основные типы триггеров различных серий интегральных микросхем. Условное обозначение интегральных микросхем триггеров состоит из обозначения серии (трех или четырех цифр), функционального назначения (двух букв) и порядкового номера разработки (от одной до трех цифр).

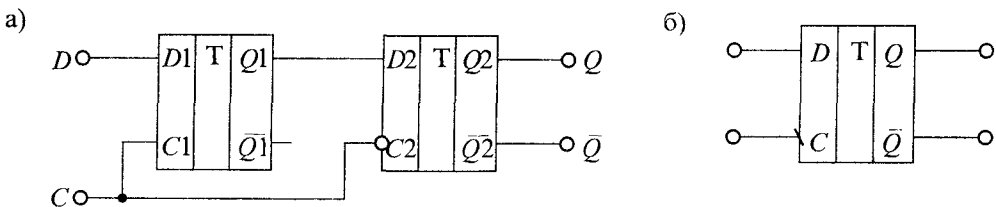


Рис. 13.6. D-триггер, тактируемый фронтом (а), и его условное схематическое обозначение (б)

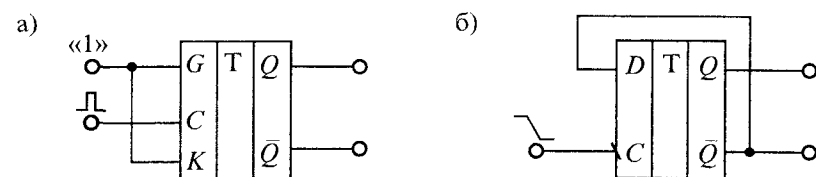


Рис. 13.7. Счетный T -триггер на JK -триггере (а) и на D -триггере (б)

По функциональному назначению триггеры имеют следующие обозначения: ТР — SR -триггеры, ТВ — JK -триггеры, ТМ — D -триггеры, ТТ — T -триггеры, ТП — прочие триггеры.

Основные параметры интегральных микросхем триггеров можно разделить на две группы: статические и динамические. К статическим параметрам относятся: входное напряжение высокого $U_{вх}^1$ и низкого $U_{вх}^0$ уровней, ток потребления от источника питания, напряжение $U_{пит}$, нагрузочная способность (ток I_n , отдаваемый в нагрузку, или количество $K_{раз}$ микросхем той же серии, подключаемых к выходу триггера), потребляемая мощность $P_{пот}$ от источника питания. К динамическим параметрам триггеров относятся: время $t^{0,1}$ переключения из низкого уровня в высокий, время $t^{1,0}$ переключения из высокого уровня в низкий, максимальная частота $f_{макс}$ переключения. Большинство перечисленных параметров определяется серией микросхемы и типом применяемой логики.

Интегральный триггер 155ТВ1 имеет дополнительные внешние \bar{S} и \bar{R} входы. Эти входы имеют приоритет по отношению к другим входам. При низком уровне $\bar{S}=\bar{R}=0$ состояние выходов триггера неопределенное. При противоположных уровнях на \bar{S} и \bar{R} входы C, J, K не действуют. При высоком

Таблица 13.1

Параметры интегральных микросхем триггеров

Наименование триггера	Тип логики	Функциональное назначение	$U_{пит}^*$, В	$P_{пот}^*$, мВт	$U_{вх}^*$, В	$t^{0,1}$, нс	$f_{макс}^*$, МГц
555ТР2	ТТЛ	Четыре SR -триггера	5,0	35,0	2,5	22,0	25
155ТВ1	ТТЛ	JK -триггер	5,0	100,0	2,5	40,0	15
555ТМ2	ТТЛ	Два D -триггера	5,0	30,0	2,5	20,0	30
561ТР2	КМОП	Четыре SR -триггера	15,0	0,1	7,2	200,0	5
561ТВ1	КМОП	Два JK -триггера	15,0	0,1	7,2	150,0	5
561ТМ3	КМОП	Четыре D -триггера	15,0	0,1	7,2	150,0	5
500ТМ133	ЭСЛ	Четыре D -триггера	-5,2	350,0	-1,0	3,5	100

Таблица 13.2

Состояния триггера 555TP2

Вход			Выход
S1	S2	R	
0	0	0	1
0	x	1	1
x	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	Без изменений

Примечание: x — неопределенное состояние (т. е. 0 или 1).

Таблица 13.3

Состояния триггера 155ТВ1

Режим работы	Входы					Выходы	
	S	R	C	J	K	Q	Q
Асинхронная установка	0	1	x	x	x	1	0
Асинхронный сброс	1	0	x	x	x	0	1
Не определено	0	0	x	x	x	1	1
Переключение	1	1	⌋	1	1		
Сброс в 0	1	1	⌋	0	1	0	1
Установка в 1	1	1	⌋	1	0	1	0
Хранение	1	1	⌋	0	0		

Таблица 13.4

Состояния триггера 555TM2

Режим работы	Входы				Выходы	
	S	R	C	D	Q	Q
Асинхронная установка	0	1	x	x	1	0
Асинхронный сброс	1	0	x	x	0	1
Не определено	0	0	x	x	1	1
Установка в 1	1	1	⌋	1	1	0
Сброс в 0	1	1	⌋	0	0	1

уровне $S=R=1$, микросхема работает как JK-триггер. Кроме того, входы J и K имеют входную логику типа И. Состояния триггера 155ТВ1 приведены в табл. 13.3.

Интегральный D-триггер 555TM2 также имеет дополнительные \bar{S} и \bar{R} входы, которые можно использовать для предустановки выхода. Его состояния приведены в табл. 13.4.

Лекция 14. Счетчики импульсов и регистры

Основные определения и виды счетчиков. Счетчиком называют цифровое устройство, предназначенное для подсчета числа импульсов. В процессе работы счетчик последовательно изменяет свое состояние в определенном порядке. Длина списка разрешенных состояний счетчика называется модулем счета K_c . Одно из возможных состояний счетчика принимается за начальное. Если счетчик начал счет от начального состояния, то каждый импульс, кратный модулю счета K_c , снова устанавливает счетчик в начальное состояние, а на выходе счетчика появляется сигнал переноса P (или займа Z).

Последовательность внутренних состояний счетчика можно кодировать различными способами. Чаще всего используют двоичное (двоичные счетчики) или двоично-десятичное (декадные счетчики) кодирование. Кроме этого находят применение счетчики с одинарным кодированием, когда состояние счетчика представлено местом расположения одной-единственной единицы или одного-единственного нуля (кольцевые счетчики), и унитарное кодирование, когда состояние счетчика представлено числом единиц или нулей (счетчики Джонсона).

Если коды расположены в возрастающем порядке, то счетчик называют суммирующим (Up-counter). Счетчики, у которых коды расположены в убывающем порядке, называют вычитающими (Down-counter), а счетчики, у которых направление перебора кода может изменяться, называют реверсивными (Up/Down counter).

Если для работы счетчика требуется наличие синхросигнала, то такой счетчик называют синхронным. Счетчики, которые работают без синхросигналов, называют асинхронными.

Счетчики могут быть с предварительной установкой и без нее. Для предварительной установки начального состояния счетчика используются специальные входы предустановки. Установка начального состояния счетчика производится только по специальной команде записи. Во время работы счетчика в счетном режиме входы предустановки блокируются и на работу счетчика не влияют. Счетчики с предварительной установкой называют также программируемыми, так как они позволяют изменять модуль счета K_c , который можно рассчитать по формуле

$$K_c = S_n 2^n + S_{n-1} 2^{n-1} + \dots + S_2 2^2 + S_1 2^1 + S_0 2^0, \quad (14.1)$$

где $S_k = 0$ или 1.

По структуре счетчики делятся на последовательные (каскадные), параллельные и параллельно-последовательные, которые отличаются способом подачи счетных импульсов на входы разрядов счетчика. В последовательном счетчике счетные импульсы поступают только на вход первого разряда, а с его выхода переходят на вход второго разряда. Таким образом, вход каждого последующего разряда счетчика соединен с выходом предыдущего. В параллельном счетчике счетные импульсы одновременно поступают на входы всех разрядов счетчика, однако благодаря внутренней организации счетчика каждому счетному импульсу соответствует срабатывание только определенных разрядов.

Для получения больших значений модуля пересчета используют каскадное соединение параллельных счетчиков. Такие параллельно-последовательные счетчики имеют более высокое быстродействие, чем последовательные, и требуют меньших аппаратных затрат.

Обобщенная схема счетчика приведена на рис. 14.1. Счетчик СТ можно представить в общем случае как устройство, которое содержит входную логику, управляющую работой счетчика, и выходную логику, которая используется для указания окончания счета или формирования сигнала переноса P . Для приведения счетчика в начальное состояние используется сигнал сброса, поступающий на вход R .

Параллельный код для предварительной установки счетчика поступает на входы $S_0 \dots S_n$. Сигнал разрешения параллельной загрузки M останавливает счет и позволяет подготовленным на входах $S_0 \dots S_n$ данным загрузиться в счетчик в момент прихода очередного тактового импульса C . Счетчик считает тактовые импульсы, поступающие на вход C , если присутствует сигнал разрешения счета на входе V .

Выходными сигналами счетчика обычно являются сигналы, снимаемые с выходов отдельных разрядов $Q_1 \dots Q_n$, сигнал окончания счета или сигнал переноса P .

Асинхронные счетчики. Асинхронный суммирующий счетчик можно выполнить на счетных триггерах любого типа. В большинстве случаев для этих целей

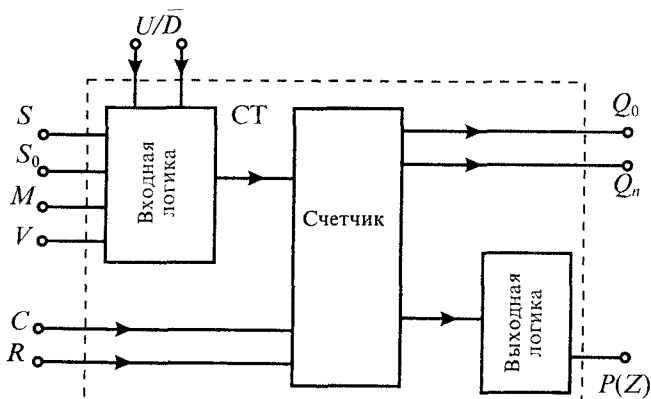


Рис. 14.1. Обобщенная схема счетчика импульсов

используют JK - или D -триггеры в счетном режиме (см. лекцию 13). Простейший четырехразрядный счетчик на D -триггерах состоит из соединенных последовательно четырех счетных триггеров, таким образом, что выход Q_k каждого триггера соединен с входом C_{k+1} последующего (рис. 14.2 а). При поступлении счетных импульсов на вход C_1 триггеры счетчика

будут изменять свои состояния, описываемые последовательно возрастающими двоичными числами. В табл. 14.1 приведена последовательность состояний выходов триггеров такого счетчика.

Для приведения счетчика в начальное состояние используется сигнал сброса R , поступающий одновременно на все входы R триггеров.

При построении асинхронного вычитающего счетчика достаточно заменить выходы \bar{Q} триггеров на прямые выходы Q . В этом случае при поступлении импульса сброса R на всех выходах счетчика установятся единичные уровни, а при поступлении счетных импульсов на вход C_1 триггеры счетчика будут изменять свои состояния, описываемые последовательно убывающими двоичными числами.

Для построения асинхронного реверсивного счетчика, который может работать как в режиме суммирования, так и в режиме вычитания, можно с помощью логической схемы обеспечить подачу сигналов с инверсного выхода \bar{Q} при суммировании или с прямого выхода Q — при вычитании от предыдущего триггера на счетный вход последующего, как показано на рис. 14.2 в. Эта схема включается между выходом одного разряда счетчика и входом другого и, в зависимости от управляющих сигналов — сложение (U) или вычитание (\bar{D}), на вход последующего разряда поступает сигнал переноса P или сигнал займа Z .

В асинхронном счетчике с приходом каждого последующего импульса на вход C_1 переключаются сразу несколько триггеров. Однако переключение этих триггеров происходит не одновременно, а с некоторой задержкой относительно друг друга. Это приводит к задержке в установлении выходного кода после поступления счетного импульса на вход C_1 . При большом числе разрядов счетчика задержка выходного сигнала может быть значительной и сравнимой с периодом поступления счетных импульсов на вход C_1 .

Как видно из временных диаграмм, приведенных на рис. 14.2 а, триггеры в асинхронном последовательном счетчике работают с различной частотой

Таблица 14.1

Состояния выходов четырехразрядного асинхронного двоичного счетчика

n	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	n	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1
0	0	0	0	0	8	1	0	0	0
1	0	0	0	1	9	1	0	0	1
2	0	0	1	0	10	1	0	1	0
3	0	0	1	1	11	1	0	1	1
4	0	1	0	0	12	1	1	0	0
5	0	1	0	1	13	1	1	0	1
6	0	1	1	0	14	1	1	1	0
7	0	1	1	1	15	1	1	1	1

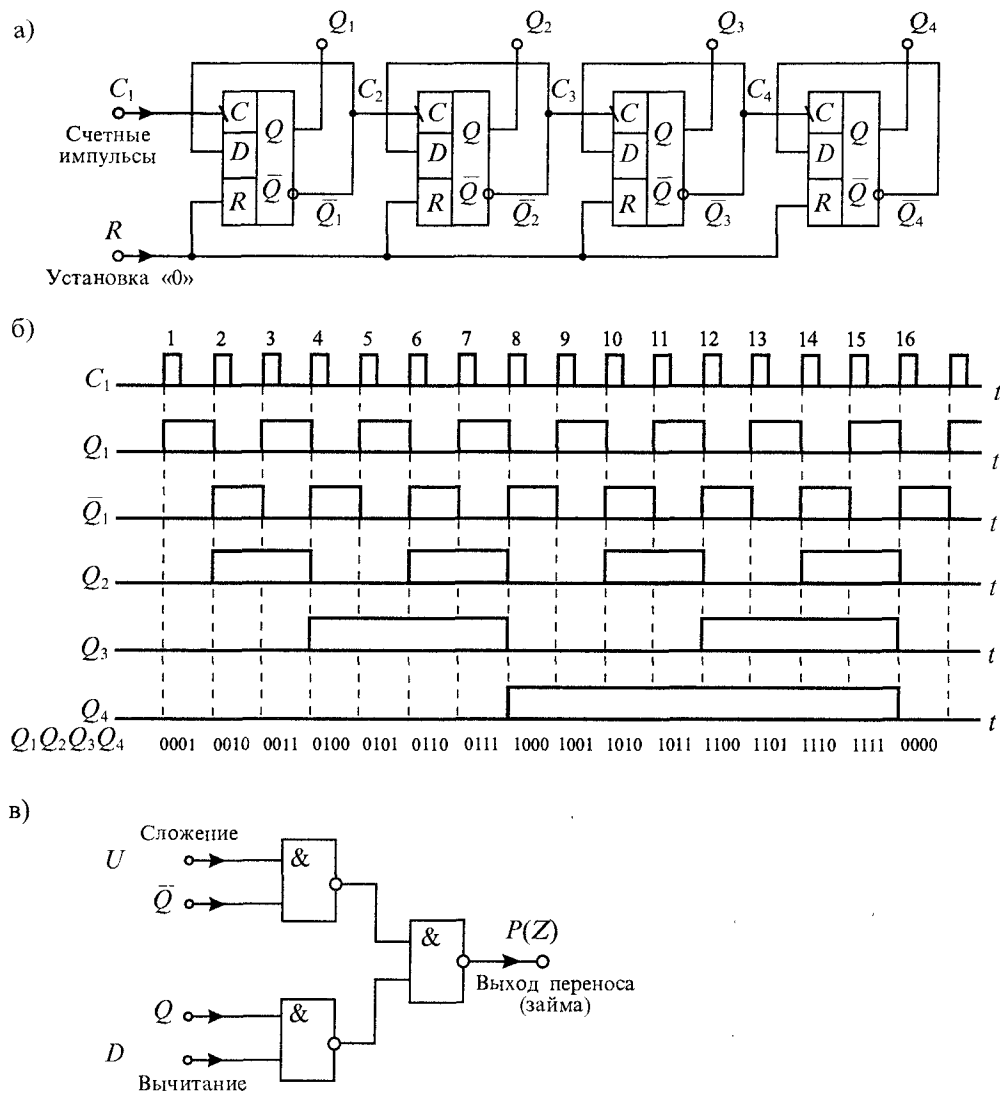


Рис. 14.2. Схема асинхронного суммирующего счетчика на D-триггерах (а), графики его выходных сигналов (б) и схема переноса (в)

переключения. Максимальную частоту имеет первый триггер, а частоты переключения каждого последующего триггера вдвое меньше. Поэтому в качестве первого триггера нужно использовать самый быстродействующий триггер, а быстродействие других триггеров может быть ниже. Для повышения быстродействия можно также использовать ускоренное формирование сигнала переноса между разрядами счетчика.

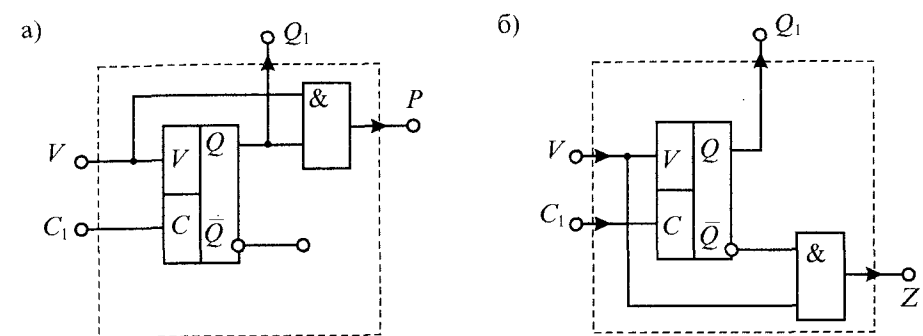


Рис. 14.3. Схемы одноразрядных синхронных счетчиков: суммирующего (а) и вычитающего (б)

Синхронные счетчики. Для построения синхронных счетчиков используют различные типы счетных синхронных триггеров. Схемы одноразрядных синхронных счетчиков приведены на рис. 14.3. Эти схемы реализованы на синхронных счетных триггерах и логических элементах И для формирования сигналов переноса P или займа Z . Схема одноразрядного синхронного суммирующего счетчика, приведенная на рис. 14.3 а, реализована подключением счетного входа C_1 к счетному входу триггера, а для формирования сигнала переноса P использовано логическое произведение сигнала разрешения счета V и выходного сигнала Q , т. е. $P = VQ$. Переключение триггера происходит по положительному перепаду сигнала на входе C и при наличии сигнала разрешения на входе V . При этом на выходе триггера Q и выходе переноса P устанавливаются уровни логической единицы. При отрицательном перепаде сигнала на входе C состояние триггера не изменяется. Очередное переключение триггера произойдет только по новому положительному перепаду импульса на входе C , при наличии сигнала разрешения на входе V . Таким образом, счетная ячейка обеспечивает синхронное деление на два частоты входных импульсов.

Двоичная вычитающая ячейка отличается от суммирующей тем, что прямой выход Q заменен на инверсный выход \bar{Q} . На выходе такой ячейки формируется сигнал займа $Z = V\bar{Q}$.

Одноразрядный реверсивный счетчик реализуется по схеме, приведенной на рис. 14.4. Для изменения направления счета и формирования сигналов переноса или займа использована логическая схема 2И-ИЛИ. Для изменения направления счета введен специальный вход U/\bar{D} (Up/Down): при $U/\bar{D} = 1$ схема работает аналогично счетчику, изобра-

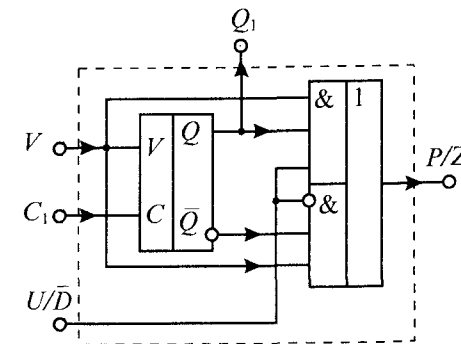


Рис. 14.4. Одноразрядный синхронный реверсивный счетчик

женному на рис. 14.3 б, т. е. является суммирующим счетчиком, а при $U/\bar{D}=0$ она аналогична схеме, изображенной на рис. 14.3 в, т. е. переходит в режим вычитания. Использование этих ячеек позволяет реализовать многоразрядные синхронные счетчики.

Схема четырехразрядного суммирующего двоичного синхронного счетчика с параллельным переносом приведена на рис. 14.5. Она отличается от счетчиков с каскадным соединением разрядов тем, что счетные импульсы поступают на тактовые входы C всех триггеров счетчика одновременно. При этом сигналы разрешения счета формируются в логических элементах И как произведение сигнала разрешения счета V и сигналов Q с прямых выходов всех предыдущих триггеров.

Быстродействие счетчиков с параллельным переносом выше быстродействия декадных счетчиков. Минимальный период следования синхроимпульсов определяется суммой

$$T_{\text{сч}} = \tau_r + \tau_{\text{л}}, \quad (14.2)$$

где τ_r — время задержки триггера, $\tau_{\text{л}}$ — время задержки логической схемы. По сравнению с последовательным счетчиком максимальная частота счета параллельного счетчика увеличивается примерно в $(n-1)$ раз и не зависит от числа каскадов. В некоторых случаях функцию логических элементов можно реализовать на внутренних элементах триггера, тогда можно считать, что $\tau_{\text{л}}=0$ и быстродействие счетчика зависит только от задержки триггера, т. е. $T_{\text{сч}} = \tau_r$.

Регистры сдвига. Триггерным регистром сдвига называют совокупность триггеров с определенными связями между ними, при которых они действуют как единое устройство. В регистрах сдвига организация этих связей такова, что при подаче тактового импульса, общего для всех триггеров, выходное состояние каждого триггера сдвигается в соседний. В зависимости от организации связей этот сдвиг может происходить влево или вправо:

$Q_2 \rightarrow Q_1, Q_3 \rightarrow Q_2, Q_4 \rightarrow Q_3, \dots, Q_n \rightarrow Q_{n-1}$ — сдвиг влево,
 $Q_1 \rightarrow Q_2, Q_2 \rightarrow Q_3, Q_3 \rightarrow Q_4, \dots, Q_{n-1} \rightarrow Q_n$ — сдвиг вправо.

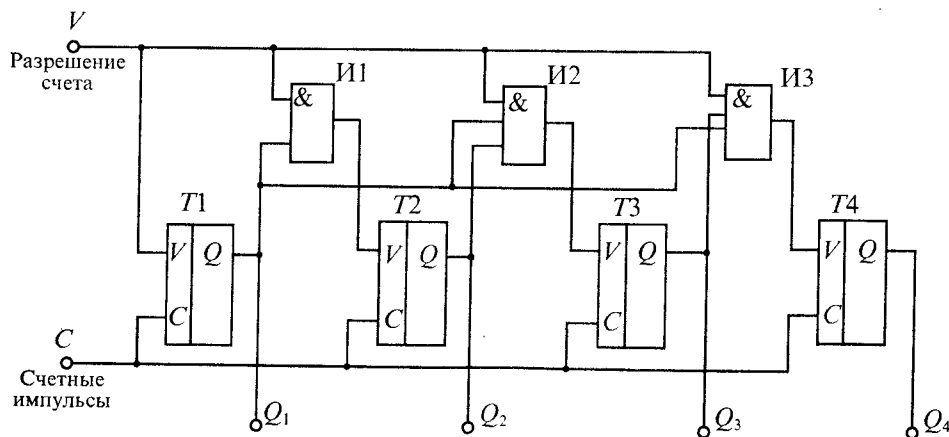


Рис. 14.5. Схема четырехразрядного синхронного счетчика с параллельным переносом

Ввод информации в регистр может выполняться различными способами, однако наиболее часто используют параллельный или последовательный ввод, при которых ввод двоичного числа осуществляется или одновременно во все разряды регистра, или последовательно во времени по отдельным разрядам. В счетчиках импульсов находят применение сдвигающие регистры с последовательным вводом и выводом и со сдвигом вправо. На рис. 14.6 а приведена схема четырехразрядного регистра сдвига, выполненного на RS-триггерах. В этой схеме каждый выход Q триггера соединен со входом S последующего разряда, а каждый выход \bar{Q} — с входом R . Тактовые входы всех триггеров соединены вместе, и поступление сигнала синхронизации осуществляется одним общим импульсом через логический элемент И-НЕ (DD7). Состояние первого триггера определяется входными сигналами на входах $X1$ и $X2$ логического элемента И-НЕ (DD5). На вход $X1$ подается текущая информация, а на вход $X2$ сигнал разрешения ее передачи. Логический элемент НЕ (DD6) используется для инвертирования входного сигнала, подаваемого на вход S .

На рис. 14.6 б приведены временные диаграммы выходных сигналов триггеров, а в табл. 14.2 — состояния регистра сдвига при записи в первый разряд регистра единичного сигнала. Если при поступлении первого тактового импульса на входах $X1$ и $X2$ установлены сигналы $X1=X2=1$, которые затем снимаются к приходу второго тактового импульса, то в результате в первый триггер будет записан сигнал $Q_1=1$. С приходом второго тактового импульса в первый триггер

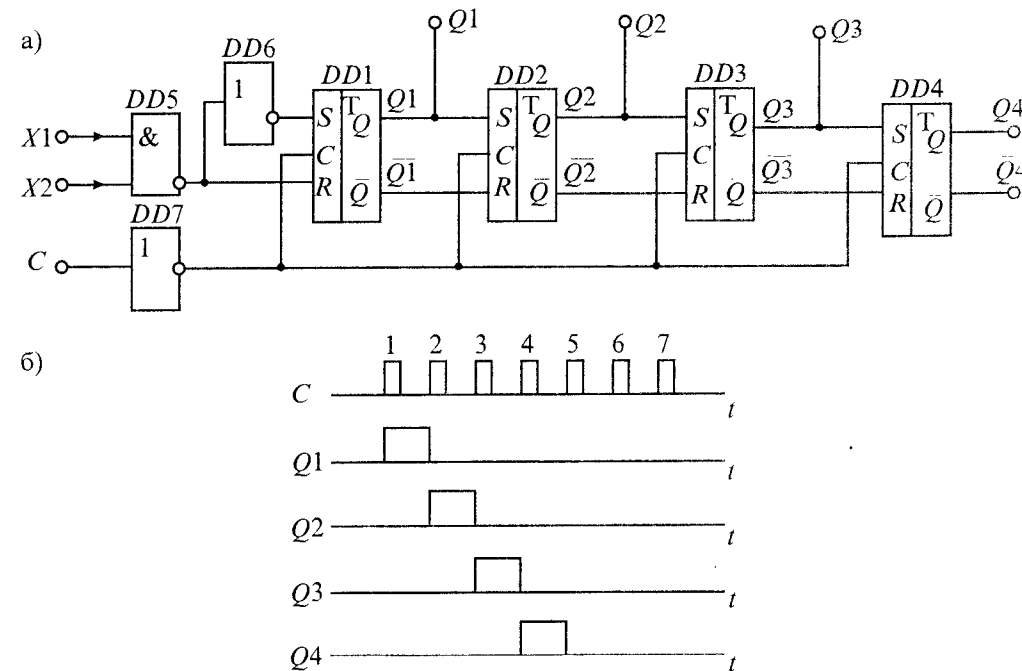


Рис. 14.6. Схема регистра сдвига (а) и его выходные сигналы (б)

Таблица 14.2

Состояние выходов четырехразрядного счетчика Джонсона

n	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4
0	1	0	0	0
1	0	1	0	0
2	0	0	1	0
3	0	0	0	1

будет записан сигнал $Q_1=0$, а на выходе второго триггера появится сигнал $Q_2=1$, который перед этим был на выходе первого триггера. При поступлении последующих тактовых импульсов единичный сигнал перемещается последовательно в третий и четвертый триггеры, после чего все триггеры устанавливаются в нулевое состояние.

Сдвиговые регистры можно реализовать также на D -триггерах или JK -триггерах. Для всех регистров сдвига характерны следующие положения: 1) необходима предварительная установка исходного состояния и ввод единицы в первый триггер и 2) для регистра из n триггеров после поступления n входных тактовых импульсов первоначально введенная единица выводится, вследствие чего прямые выходы всех регистров оказываются в нулевом состоянии.

Интегральные микросхемы регистров сдвига бывают реверсивными, т. е. выполняющими сдвиг в любом направлении: вправо или влево. Направление сдвига определяется значением управляющего сигнала. Регистры сдвига применяют в качестве запоминающих устройств, в качестве преобразователей последовательного кода в параллельный, в качестве устройств задержки и счетчиков импульсов.

Применение регистров сдвига в качестве счетчиков очень неэкономично, так как модуль счета $K_c=n$, в то время как для двоичных счетчиков $K_c=2^n$.

Кольцевые счетчики. Распространенной разновидностью параллельных счетчиков являются кольцевые счетчики, выполненные на базе регистров сдвига. Простейшая схема кольцевого счетчика получается при замыкании прямого выхода регистра сдвига с его входом. В таком счетчике единица, записанная в регистр на первом такте, с выхода Q_n счетчика снова попадает на его вход и далее весь цикл повторяется. Модуль счета такого кольцевого счетчика имеет то же значение,

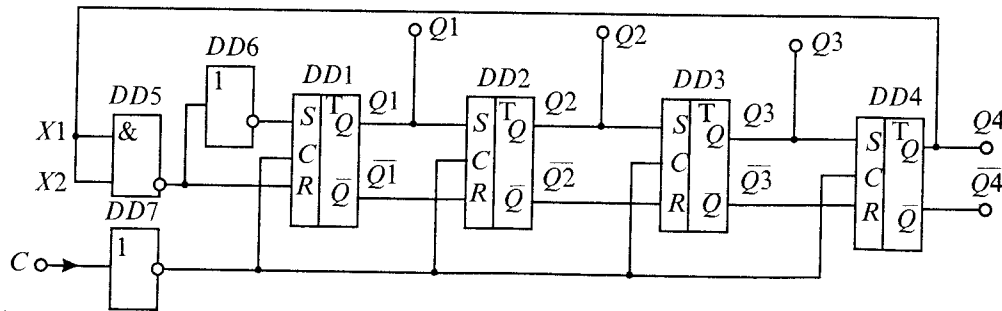


Рис. 14.7. Четырехразрядный кольцевой счетчик на RS -триггерах

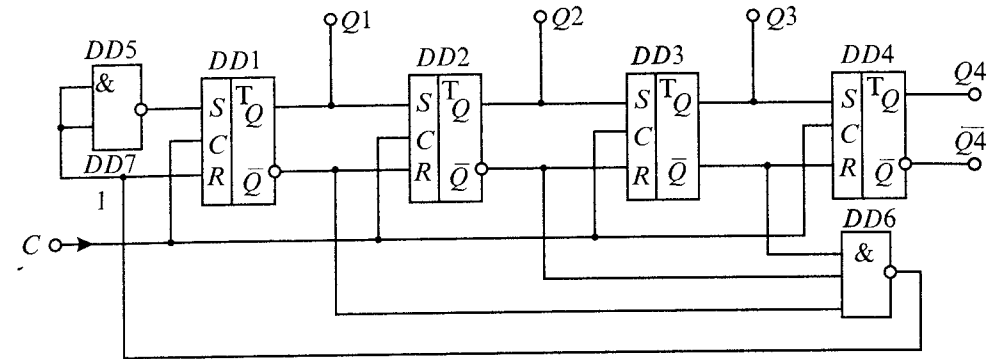


Рис. 14.8. Схема кольцевого счетчика с автоматической коррекцией начального состояния.

что и регистр сдвига, т. е. $K_c=n$. Для увеличения модуля счета можно или увеличивать количество триггеров в кольце, или включать счетчики последовательно. Так, например, счетчик на 10 импульсов ($K_c=10$) можно реализовать последовательным соединением одного счетного триггера и кольцевого счетчика из пяти триггеров.

Основным недостатком кольцевых счетчиков является их низкая помехозащищенность. Например, если под действием помехи исчезнет записанная в счетчик единица, то все триггеры окажутся в нулевом состоянии и счетчик работать не сможет. Для устранения подобных сбоев используются различные способы коррекции состояния счетчика. Схема счетчика с автоматической коррекцией состояния приведена на рис. 14.8. В этой схеме независимо от того, в каком состоянии после включения окажутся триггеры, после четырех тактовых импульсов на входе C установится требуемое выходное состояние (1000).

Счетчики Джонсона. Разновидностью кольцевых счетчиков являются счетчики Джонсона. В этих счетчиках вход регистра соединен не с выходом Q , а с инверсным выходом \bar{Q} . В результате, когда на вход счетчика поступают тактовые импульсы, то вначале все разряды счетчика заполняются единицами, а затем — нулями. Схема четырехразрядного счетчика Джонсона приведена на рис. 14.9, а состояние его выходов приведено в табл. 14.3.

Таблица 14.3

Состояние выходов четырехразрядного счетчика Джонсона

n	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	n	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1
0	1	0	0	0	4	0	1	1	1
1	1	1	0	0	5	0	0	1	1
2	1	1	1	0	6	0	0	0	1
3	1	1	1	1	7	0	0	0	0

Как следует из табл. 14.3, модуль счета счетчика Джонсона в два раза больше модуля счета простого кольцевого счетчика, т. е. $K_c = 2^n$. В счетчике Джонсона, как и в других кольцевых счетчиках, могут быть сбои, вызванные помехами. Для коррекции нарушений, вызванных сбоями, также используются способы, с помощью которых производится переход из любой запрещенной комбинации в одну из разрешенных.

Счетчики Джонсона широко используются в делителях частоты импульсов, генераторах случайных чисел, в устройствах памяти и др. На базе счетчика Джонсона можно легко реализовать счетчики с любым четным модулем счета. При необходимости иметь нечетное значение модуля счета можно на вход первого разряда подавать вместо сигнала \bar{Q}_n сигнал $\bar{Q}_n \bar{Q}_{n-1}$, как показано на рис. 14.9 б. При этом из набора выходных состояний счетчика Джонсона исключается одна кодовая комбинация, составленная из нулей.

Двоично-десятичные, или декадные счетчики могут быть реализованы на базе двоичных счетчиков при помощи взаимной связи между отдельными триггерами, входящими в счетчик. Схема декадного счетчика, построенная на базе рассмотренного ранее четырехразрядного двоичного счетчика (рис. 14.2), изображена на рис. 14.10 а. В этом счетчике взаимные соединения триггеров выполнены так, что первые девять счетных импульсов повторяют выходные сигналы триггеров для двоичного счетчика. Последний счетный импульс возвращает с счетчик в исходное состояние. Сигналы на выходах такого триггера приведены на рис. 14.10 б.

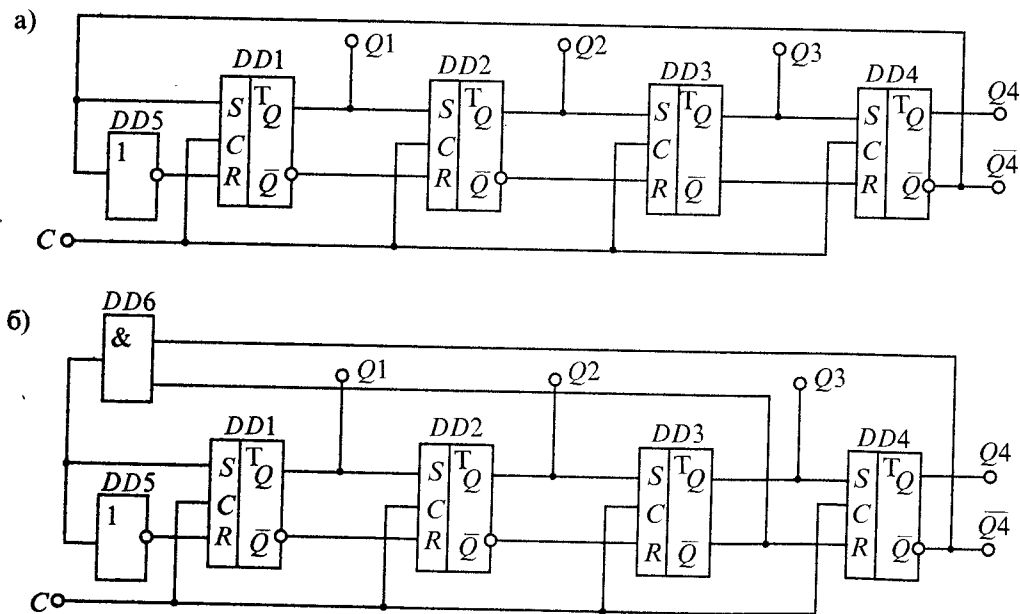


Рис. 14.9. Схема четырехразрядного счетчика Джонсона с четным (а) и нечетным (б) модулем счета

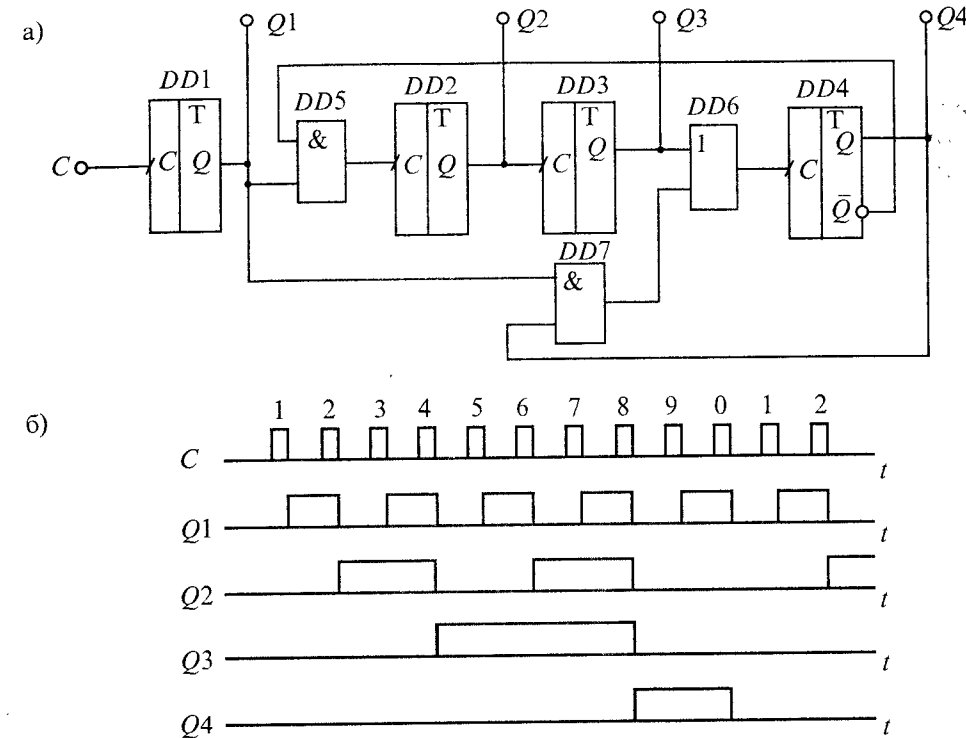


Рис. 14.10. Схема декадного счетчика на счетных триггерах (а) и сигналы на его выходах (б)

Как следует из временной диаграммы, сигналы на выходах счетчика для девяти импульсов совпадают с временной диаграммой, приведенной на рис. 14.2 в. Однако десятый импульс, вместо того чтобы установить счетчик в состояние 1010, как у двоичного счетчика, через дополнительные элементы и обратные связи возвращает четвертый триггер в нулевое состояние ($Q_4 = 0$) и препятствует установке второго триггера в единичное состояние, сохраняя его нулевое состояние ($Q_2 = 0$). В результате после десяти импульсов состояние декадного счетчика будет такое же, как и до начала счета.

Это обеспечивается блокированием второго, а значит, и третьего триггера через элемент DD5 с выхода DD4, а также переключением триггера DD4 через элементы DD6 и DD7 отрицательным перепадом с выхода Q_1 . Выходные состояния декадного счетчика приведены в табл. 14.4. Такой десятичный счетчик обозначают как «8+2», поскольку выход Q_4 сохраняет нулевое состояние на протяжении первых восьми входных импульсов и переключается в единичное состояние во время действия двух последних импульсов. К таким счетчикам относятся многие интегральные десятичные счетчики, такие как K155IE2 и др.

Подобным образом можно сформировать счетчик с любым модулем счета K_c . Если используется счетчик из n триггеров на 2^n возможных состояний, то за счет

Таблица 14.4

Состояние выходов десятичного счетчика

n	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	n	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1
0	0	0	0	0	5	0	1	0	1
1	0	0	0	1	6	0	1	1	0
2	0	0	1	0	7	0	1	1	1
3	0	0	1	1	8	1	0	0	0
4	0	1	0	0	9	1	0	0	1

обратных связей с дополнительными логическими элементами можно получить любое значение $K_c < 2^n$.

Интегральные микросхемы счетчиков. Промышленность выпускает большое количество интегральных микросхем счетчиков, построенных на транзисторно-транзисторной логике (ТТЛ), эмиттерно-связанной логике (ЭСЛ) и комплементарных полевых транзисторах (КМОП). В табл. 14.5 приведены основные типы счетчиков различных серий интегральных микросхем. Условное обозначение интегральных микросхем счетчиков состоит из обозначения серии (трех или четырех цифр), функционального назначения (двух букв ИЕ) и порядкового номера разработки (от одной до трех цифр).

Основные параметры интегральных микросхем счетчиков можно разделить на две группы: статические и динамические. К статическим параметрам относятся входное напряжение высокого $U_{вх}^1$ и низкого $U_{вх}^0$ уровней, ток потребления от источника питания, напряжение питания, коэффициент разветвления $K_{раз}$ и модуль счета K_c . К динамическим параметрам счетчиков относятся: время $t^{0,1}$ переключения из низкого уровня в высокий, время переключения $t^{1,0}$ из высокого уровня в

Таблица 14.5

Параметры интегральных микросхем счетчиков импульсов

Наименование счетчика	Тип логики	Функциональное назначение	Модуль счета K_c	Максимальная частота $f_{макс}$, МГц
K155ИЕ5	ТТЛ	Асинхронный двоичный	16	10
K555ИЕ18	ТТЛШ	Синхронный двоичный	16	25
K155ИЕ7	ТТЛ	Реверсивный двоичный	16	25
K56ИЕ8	КМОП	Счетчик Джонсона с дешифратором	10	2
K56ИЕ11	КМОП	Двоичный реверсивный	16	5
K500ИЕ137	ЭСЛ	Синхронный реверсивный десятичный	10	125

Таблица 14.6

Параметры интегральных микросхем регистров

Наименование регистра	Тип логики	Функциональное назначение	Максимальная тактовая частота, МГц
K155ИР1	ТТЛ	Четырехразрядный сдвиговой	25
K155ИР13	ТТЛ	Универсальный восьмиразрядный синхронный сдвиговой	30
K53ИР11	ТТЛШ	Четырехразрядный сдвиговой	70
K56ИР9	КМОП	Четырехразрядный последовательно-параллельный	5
K500ИР141	ЭСЛ	Универсальный четырехразрядный сдвиговой	150

низкий и максимальная частота счета $f_{макс}$. Большинство перечисленных параметров определяется серией микросхем и типом применяемой логики.

Интегральные микросхемы регистров. В наименовании регистров их функциональное назначение обозначается буквами ИР. В остальном условное обозначение регистров совпадает с обозначением счетчиков. В табл. 14.6 приведены некоторые типы регистров различных серий.

Лекция 15. Преобразователи кодов, шифраторы и дешифраторы

Преобразователи кодов. Операция изменения кода числа называется его прекодированием. Интегральные микросхемы, выполняющие эти операции, называются преобразователями кодов. Преобразователи кодов бывают простые и сложные. К простым относятся преобразователи, которые выполняют стандартные операции изменения кода чисел, например, преобразований двоичного кода в одинарный или обратную операцию. Сложные преобразователи кодов выполняют нестандартные преобразования кодов и их схемы приходится разрабатывать каждый раз с помощью алгебры логики.

Будем считать, что преобразователи кодов имеют n входов и k выходов. Соотношения между n и k могут быть любыми: $n=k$, $n < k$ и $n > k$. При преобразовании кода чисел с ними могут выполняться различные дополнительные операции, например, умножение на весовые коэффициенты. Примером невесового преобразования является преобразование двоично-десятичного кода в двоичный. Весовые преобразователи кодов используются при преобразовании числовой информации.

Интегральные микросхемы преобразователей кодов выпускаются только для наиболее распространенных операций:

- преобразователи двоично-десятичного кода в двоичный код;
- преобразователи двоичного кода в двоично-десятичный код;
- преобразователи двоичного кода в код Грея;
- преобразователи двоичного кода в код управления сегментными индикаторами;
- преобразователи двоичного или двоично-десятичного кода в код управления шкальными или матричными индикаторами.

В качестве примера рассмотрим преобразователь двоичного кода в код управления семисегментным цифровым индикатором, приведенный на рис. 15.1 а. Сам индикатор представляет собой полупроводниковый прибор, в котором имеются семь сегментов, выполненных из светодиодов. Включением и выключением отдельных сегментов можно получить светящееся изображение отдельных цифр или знаков. Конфигурация и расположение сегментов индикатора показаны на рис. 15.1 а. Каждой цифре соответствует свой набор включения определенных сегментов индикатора. Соответствующая таблица приведена на рис. 15.1 б. В этой таблице также приведены двоичные коды соответствующих цифр.

Такие индикаторы позволяют получить светящееся изображение не только цифр от 0 до 9, но других знаков, используемых в 8- и 16-ричной системах счисления. Для управления такими индикаторами выпускаются интегральные микросхемы типов КР514ИД1, К514ИД2, К133ПП1, 176ИД2, 176ИД3, 564ИД4, 564ИД5 и др. Преобразователи кодов, выполненные по технологии КМОП, можно использовать не только со светодиодными индикаторами, но и с жидкокристаллическими или катодоллюминисцентными.

Шкальные индикаторы представляют собой линейку светодиодов с одним общим анодом или катодом. Преобразователи двоичного кода в код управления

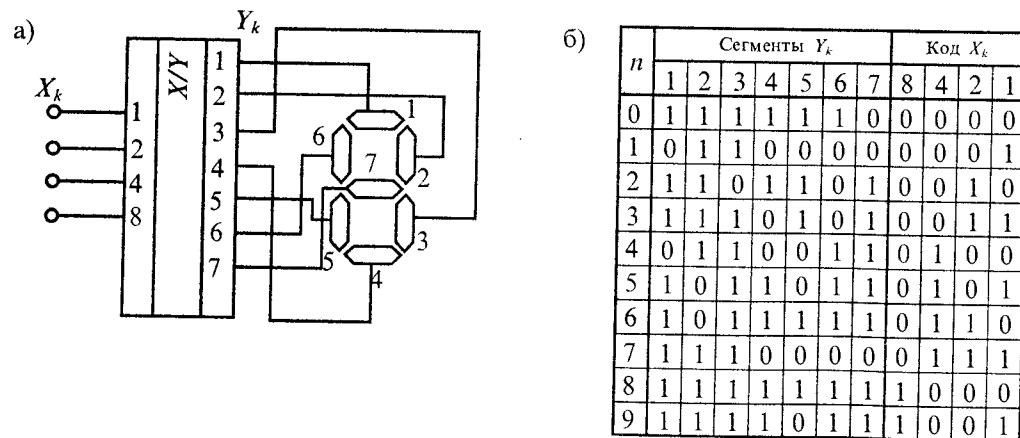


Рис. 15.1. Схема преобразователя кода для семисегментного индикатора (а) и таблица соответствия кодов (б)

шкальным индикатором обеспечивают перемещение светящегося пятна, определяемое двоичным кодом на адресном входе.

Матричные индикаторы представляют собой наборы светодиодов, расположенных по строкам и столбцам. Наиболее распространенными матричными индикаторами являются индикаторы, имеющие 5 столбцов и 7 строк (формат 5×7). Количество светодиодов в таких матричных индикаторах равно 35. Управление такими индикаторами производится путем выбора номера строки и номера столбца, на пересечении которых находится нужный светодиод. Примером такого матричного индикатора является прибор АЛС340А с форматом 5×7 светодиодов (рис. 15.2 а).

Для управления матричными индикаторами выпускаются микросхемы, в которых положение светодиода задается номерами столбца i и строки j , причем не все комбинации i и j используются. Такие преобразователи кодов называются неполными. К ним относятся микросхемы К155ИД8 и К155ИД9 (рис. 15.2 б).

Примерами простейших преобразователей кодов, которые широко применяются в цифровых устройствах, являются шифраторы и дешифраторы.

Шифратором называют кодовый преобразователь, который имеет n входов и k выходов, и при подаче сигнала на один из входов (обязательно только на один) на выходах появляется двоичный код возбужденного входа. Очевидно, что число выходов и входов в полном шифраторе связано соотношением

$$n = 2^k. \quad (15.1)$$

Рассмотрим принцип построения шифратора на примере преобразования 8-разрядного единичного кода в двоичный код. Схема такого шифратора приведена на рис. 15.3 а, а его условное схематическое обозначение — на рис. 15.3 б. Если все входные сигналы имеют нулевое значение, то на выходе шифратора будем иметь нулевой код $Y_0 = Y_1 = Y_2 = 0$.

Младший выход, т. е. выход с весовым коэффициентом, равным 1, должен возбуждаться при входном сигнале на любом из нечетных входов, так как все

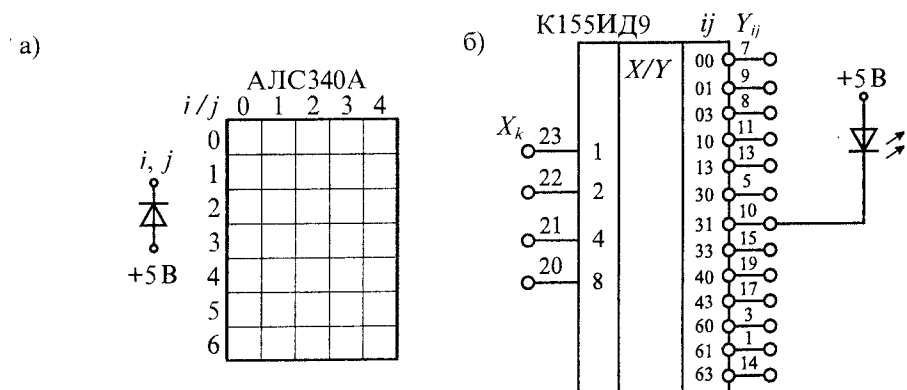


Рис. 15.2. Устройство матричного индикатора формата 7×5 (а) и включение микросхемы К155ИД9 неполного дешифратора матричного индикатора (б)

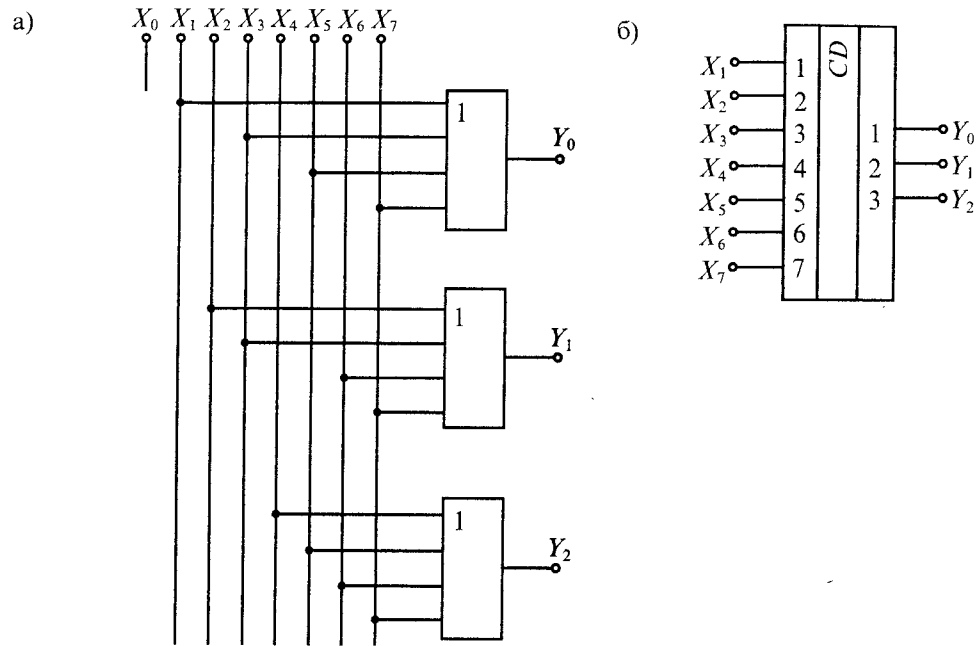


Рис. 15.3. Схема шифратора восьмиразрядного единичного кода (а) и его условное схематическое обозначение (б)

нечетные номера в двоичном представлении содержат единицу в младшем разряде. Следовательно, младший выход — это выход схемы ИЛИ, к входам которой подключены все входы с нечетными номерами.

Следующий выход имеет вес два. Он должен возбуждаться при подаче сигналов на входы с номерами 2, 3, 6, 7, т. е. с номерами, имеющими в двоичном представлении единицу во втором разряде. Таким образом, входы элемента ИЛИ должны быть подключены к входным сигналам, имеющим указанные номера.

Старший разряд двоичного кода формируется из входных сигналов с номерами 4, 5, 6 и 7, т. е. из четырех старших разрядов единичного кода. Все рассмотренные состояния шифратора можно увидеть в таблице, приведенной на рис. 15.1 б.

Как следует из выполненного построения, при помощи шифратора можно сократить (сжать) информацию для передачи ее по меньшему числу линий связи, так как $k < n$. Обратное преобразование, т. е. восстановление информации в первоначальном виде можно выполнить с помощью дешифратора. Очевидно, что максимальное число входов шифратора не может превышать количество возможных комбинаций выходных сигналов, т. е. необходимо выполнение условия $n \leq 2^k$ (см. уравнение (15.1) для полного шифратора).

В цифровых системах с помощью шифраторов обеспечивается связь между различными устройствами посредством ограниченного числа линий связи. Так, например, в кнопочных пультах управления ввод числовых данных обычно выполняется в унитарном коде посредством нажатия одной из десяти кнопок, а ввод

данных в микропроцессор выполняется в двоичном коде. Для преобразования кода кнопочного пульта в код микропроцессора также используется шифратор «из 10 в 4». Однако, поскольку четырехразрядный двоичный код имеет не 10, а 16 возможных комбинаций, такой шифратор будет неполным.

Состояние выходов шифратора, изображенного на рис. 15.3 а, приведено в табл. 15.1. Из этой таблицы следует, что для шифраторов должно выполняться условие $x_i x_j = 0$ при $i \neq j$.

Если сигналы, поступающие на вход шифратора, являются независимыми, что бывает, например, при нажатии одновременно нескольких кнопок на кнопочном пульте управления, то условие $x_i x_j = 0$ не выполняется. В этом случае каждому входу x_i шифратора назначают свой приоритет. Обычно считают, что чем выше номер входа, тем выше его приоритет. В этом случае шифратор должен выдавать на выходе двоичный код числа i , если $x_i = 1$, а на все входы x_j , имеющие больший приоритет, поданы нули. Такие шифраторы называются приоритетными, например, если на входе шифратора установлен код 0011, то на выходе будет код 01.

В качестве примера рассмотрим функционирование приоритетного шифратора К555ИВ1. Функционирование этого шифратора описывается табл. 15.2.

Условное схематическое изображение шифратора К555ИВ1 приведено на рис. 15.4 а. Назначение сигналов на входе шифратора: E — сигнал включения шифратора (0 — выключен, 1 — включен). Сигналы на выходе: G — сигнал, свидетельствующий о наличии хотя бы одного возбужденного входа x_i при включенном состоянии шифратора ($G=1$ при $x_i=1$, хотя бы для одного i при $E=1$); EO — сигнал разрешения, свидетельствующий об отсутствии возбужденных входов x_i при включенном состоянии шифратора ($EO=1$ при $E=1$ и $x_i=0$ для всех i). Таким образом, трехразрядный двоичный код можно считывать с выхода шифратора только при условии, что $G=1$. Выходной сигнал EO можно использовать при каскадном включении шифраторов. Схема расширенного шифратора на ИМС

Таблица 15.1

Состояния выходов шифратора 8x3

X_7	X_6	X_5	X_4	X_3	X_2	X_1	X_0	Y_2	Y_1	Y_0
0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1
0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0
0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1
0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0
0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1
0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0
1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1

Таблица 15.2

Состояние входов и выходов приоритетного шифратора K555ИВ1

E	X ₇	X ₆	X ₅	X ₄	X ₃	X ₂	X ₁	X ₀	Y ₂	Y ₁	Y ₀	G	EO
0	x	x	x	x	x	x	x	x	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0
1	0	0	0	0	0	0	1	x	0	0	1	1	0
1	0	0	0	0	0	1	x	x	0	1	0	1	0
1	0	0	0	0	1	x	x	x	0	1	1	1	0
1	0	0	0	1	x	x	x	x	1	0	0	1	0
1	0	0	1	x	x	x	x	x	1	0	1	1	0
1	0	1	x	x	x	x	x	x	1	1	0	1	0
1	1	x	x	x	x	x	x	x	1	1	1	1	0

Примечание: x=0 или 1.

K555ИВ1 форматом 16×4 приведена на рис. 15.4 б. В этой схеме наивысший приоритет имеет вход X₁₅. Первый шифратор (верхний по схеме) включается только в том случае, если не возбужден ни один вход второго (нижнего) шифратора. Сигнал G=1, если возбужден хотя бы один вход X₀...X₁₅.

Аналогично функционирует приоритетный шифратор K555ИВ2, отличительной особенностью которого является наличие выходов с тремя состояниями, что

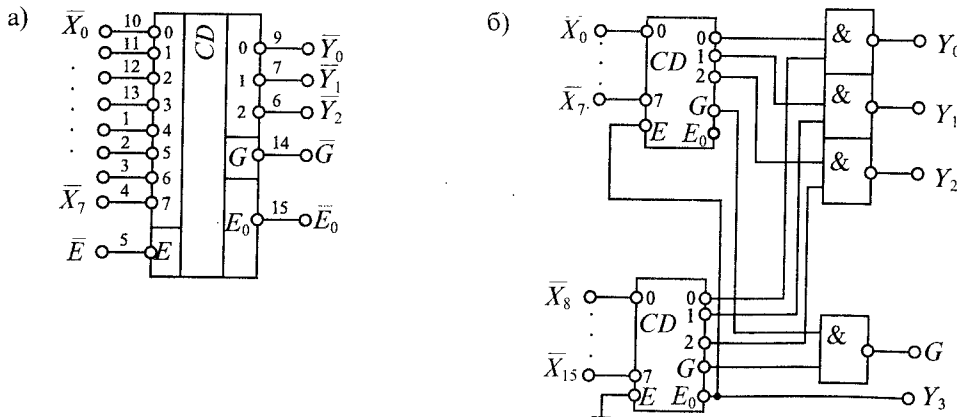


Рис. 15.4. Условное схематическое изображение шифратора K555ИВ1 (а) и расширенный шифратор форматом 16×4 (б)

облегчает каскадирование шифраторов. Другой приоритетный шифратор K555ИВ3 имеет формат 10×4 и функционирует аналогично предыдущему.

Дешифратором называют преобразователь двоичного n-разрядного кода в унитарный 2ⁿ-разрядный код, все разряды которого, за исключением одного, равны нулю. Дешифраторы бывают полные и неполные. Для полного дешифратора выполняется условие:

$$N = 2^n, \tag{15.2}$$

где n — число входов, а N — число выходов.

В неполных дешифраторах имеется n входов, но реализуется N < 2ⁿ выходов. Так, например, дешифратор, имеющий 4 входа и 10 выходов будет неполным, а дешифратор, имеющий 2 входа и 4 выхода, будет полным.

Рассмотрим принцип построения дешифратора на примере преобразования трехразрядного двоичного кода в унитарный код. Если считать, что входы и выходы упорядочены по возрастающим номерам, т.е. считать, что коду 000 соответствует выход Y₀, коду 001 — выход Y₁ и т.д., то для полного дешифратора можно записать восемь упорядоченных уравнений:

$$\begin{cases} \bar{Y}_0 = \bar{X}_4 \bar{X}_2 \bar{X}_1 \\ \bar{Y}_1 = \bar{X}_4 \bar{X}_2 X_1 \\ \bar{Y}_2 = \bar{X}_4 X_2 \bar{X}_1 \\ \bar{Y}_3 = \bar{X}_4 X_2 X_1 \\ \bar{Y}_4 = X_4 \bar{X}_2 \bar{X}_1 \\ \bar{Y}_5 = X_4 \bar{X}_2 X_1 \\ \bar{Y}_6 = X_4 X_2 \bar{X}_1 \\ \bar{Y}_7 = X_4 X_2 X_1 \end{cases} \tag{15.3}$$

Реализовать восемь уравнений (15.3) можно с помощью восьми трехвходовых элементов И. Полученная схема дешифратора приведена на рис. 15.5 а, а его условное схематическое изображение приведено на рис. 15.5 б.

Для расширения числа входов и выходов используют каскадное включение дешифраторов. На рис. 15.6 показана группа из пяти дешифраторов, соединенных последовательно в два каскада. Все дешифраторы одинаковые. Кроме кодовых входов каждый дешифратор имеет вход стробирующего сигнала (вход С). Сигнал на выходе дешифратора появляется только при C=1. Если C=0, то на всех выходах дешифратора будут нули, т.е. дешифратор заперт.

На входы первого дешифратора DD1 подаются старшие разряды X₈ и X₄ числа, которое нужно дешифрировать. Таким образом, дешифратор DD1 определяет, какой из четырех дешифраторов DD2...DD5 из подключенных к нему будет выполнять дешифрирование младших разрядов числа. Выходные сигналы первого дешифратора подключены к стробирующим входам С остальных и разрешают их работу.

Младшие разряды дешифрируемого числа X₁ и X₂ подаются на входы дешифраторов DD2...DD5. Однако выполнять дешифрирование этих разрядов будет только тот дешифратор, который включен сигналом, поданным на вход С от дешифратора старших разрядов.

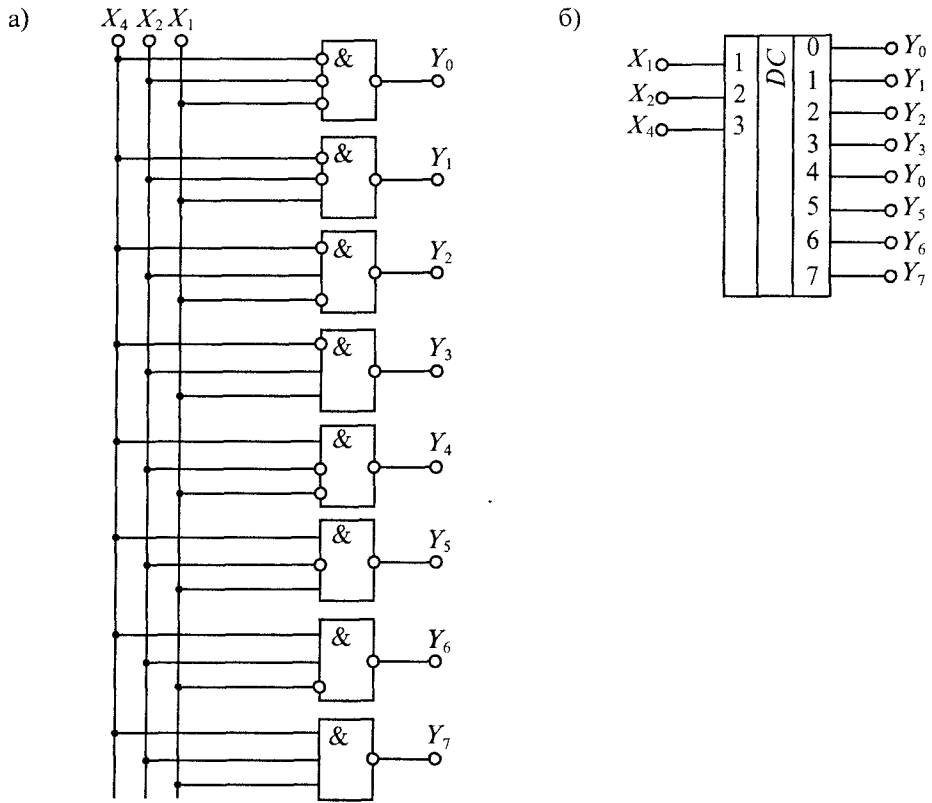


Рис. 15.5. Схема дешифратора 3×8 (а) и его условное схематичное изображение (б)

Так, например, при дешифрировании числа 1001 на вход поступает код 10, которым возбуждается выход 2. В этом случае включается дешифратор $DD4$, на вход которого подан код 01 младших разрядов дешифрируемого числа. В результате будет возбужден выход 1 дешифратора $DD4$, при этом на выходе появится сигнал Y_9 , что соответствует выбранному входному коду.

Для расширения числа входов и выходов дешифраторов можно также воспользоваться параллельным или прямоугольным дешифратором, схема которого приведена на рис. 15.7. Схема прямоугольного дешифратора состоит из двух ступеней. Первая ступень состоит из двух дешифраторов $DD1$ и $DD2$, первый из которых дешифрует младшие разряды X_1 и X_2 входного числа, а второй — старшие разряды X_3 и X_4 . Вторая ступень состоит из N элементов 2И-НЕ. Все элементы 2И-НЕ разделены на строки и столбцы: строками управляет дешифратор первой ступени на $DD1$, а столбцами управляет дешифратор $DD2$. Схема, приведенная на рис. 15.7, соответствует полному дешифратору. Если исключить некоторые из элементов 2И-НЕ, то получим неполный дешифратор с уменьшенным числом выходов.

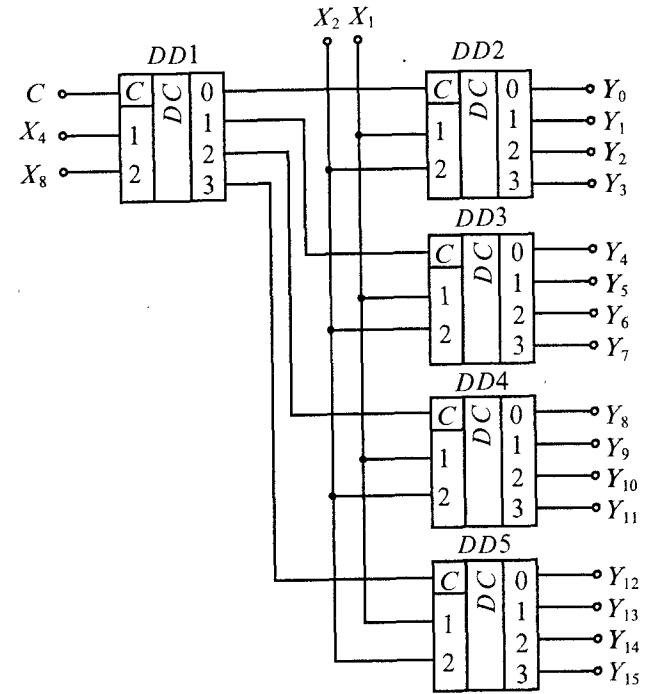


Рис. 15.6. Каскадное включение дешифраторов

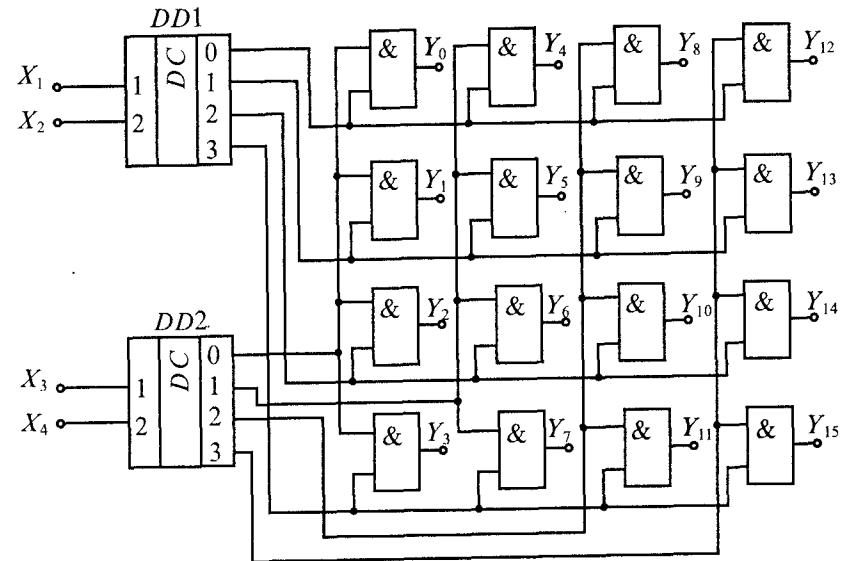


Рис. 15.7. Схема прямоугольного дешифратора

Интегральные микросхемы преобразователей кодов, шифраторов и дешифраторов. Промышленность выпускает большое количество различных микросхем преобразователей кодов, шифраторов и дешифраторов, некоторые из которых приведены в табл. 15.3.

Таблица 15.3

Интегральные микросхемы преобразователей кодов, шифраторов и дешифраторов

Наименование микросхемы	Функциональное назначение	Кол-во входов	Кол-во выходов
K155ИД1	Высоковольтный дешифратор для управления газоразрядными индикаторами	4	10
K555ИД3	Полный дешифратор 4×16 со стробированием	4	16
K555ИД4	Сдвоенный дешифратор 2×4 со стробированием	2	8
K555ИЛ5	Сдвоенный дешифратор 2×4 с открытым коллекторным выходом	2	8
K555ИД6	Дешифратор 4×10	4	10
K155ИД8	Преобразователь кода для управления светодиодной матрицей 7×5	4	18
K555ИД10	Дешифратор 4×10 с открытым коллекторным выходом	4	10
K155ИД11	Преобразователь кода для управления шкальным индикатором с заполнением	3	8
K155ИД12	Преобразователь кода для управления шкальным индикатором с одной точкой	3	8
K155ИД13	Преобразователь кода для управления шкальным индикатором с двумя точками	3	8
153ИД14	Сдвоенный дешифратор 2×4 со стробированием	2×2	4×4
K155ИД15	Преобразователь кода для управления шкальным индикатором	4	5
K555ИВ1	Приоритетный шифратор 8×3	8	3
K533ИВ2	Приоритетный шифратор 8×3 с тремя состояниями на выходе	8	3
K555ИВ3	Приоритетный шифратор 10×4	10	4
K155ПР6	Преобразователь двоично-десятичного кода в двоичный	6	8
K155ПР7	Преобразователь двоичного кода в двоично-десятичный	6	6

На базе микросхем, приведенных в табл. 15.3, возможно проектирование преобразователей кодов, шифраторов и дешифраторов различной степени сложности. Кроме приведенных специализированных микросхем иногда используют программируемые запоминающие устройства, которые применяют для вывода различных символов на экран монитора при управлении от двоичного кода. К таким элементам относятся микросхемы ПЗУ типа K155PE21...K155PE24, которые используются в качестве преобразователей двоичного кода в код русского, латинского алфавита, код арифметических и дополнительных символов.

Лекция 16. Мультиплексоры и демультиплексоры

Мультиплексоры. Мультиплексором называют функциональный узел, который обеспечивает передачу цифровой информации, поступающей по нескольким входным линиям связи, на одну выходную линию. Выбор входной линии, информация с которой поступает на выход, осуществляется при помощи сигналов, поступающих на адресные входы.

Обобщенная схема мультиплексора приведена на рис. 16.1. Мультиплексор MUX (Multiplexer) в общем случае можно представить в виде коммутатора, управляемого входной логической схемой. Входные логические сигналы X_i поступают на входы коммутатора и через коммутатор передаются на выход Y . Управление коммутатором осуществляется входной логической схемой. На вход логической схемы подаются адресные сигналы A_k (Adress). Мультиплексоры могут иметь дополнительный управляющий вход E (Enable), который может выполнять стробирование выхода Y . Кроме этого некоторые мультиплексоры могут иметь выход с тремя состояниями: два состояния 0 и 1 и третье состояние — отключенный выход (выходное сопротивление равно бесконечности). Перевод мультиплексора в третье состояние производится сигналом OE (Output Enable).

Большинство мультиплексоров способно передавать сигналы информации X_i только в одном направлении — от входа на выход. Однако имеются мультиплексоры, которые могут передавать информационные сигналы в обоих направлениях. Такие мультиплексоры называются двунаправленными. Двунаправленные мультиплексоры способны передавать не только цифровые, но и аналоговые сигналы. В литературе такие мультиплексоры часто называют селекторами-мультиплексорами (Data Selector-Multiplexer).

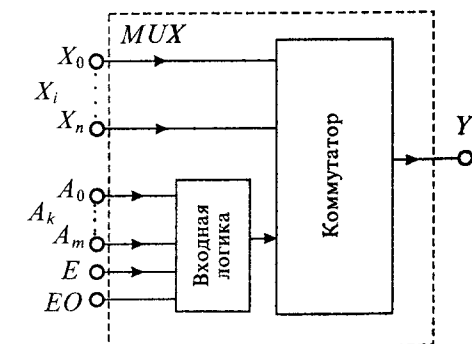


Рис. 16.1. Обобщенная схема мультиплексора

Мультиплексоры со стробирующим входом E выполняют функции передачи сигналов $x_i \rightarrow y$ только при поступлении сигнала строба E . Мультиплексоры, имеющие три состояния выхода, можно каскадировать.

Для обозначения коммутационных возможностей мультиплексора можно пользоваться условно записью $(n \rightarrow 1)$, где n — число входов. Так, например, мультиплексор с функцией $(1 \rightarrow 1)$ является одиночным ключом, а мультиплексор $(4 \rightarrow 1)$ имеет четыре входа и один выход.

В зависимости от соотношения числа информационных входов n и числа адресных входов m мультиплексоры делятся на полные и неполные. Если выполняется условие $n=2^m$, то мультиплексор будет полным. Если это условие не выполняется, т. е. $n < 2^m$, то мультиплексор будет неполным. Наибольшее распространение получили мультиплексоры $(2 \rightarrow 1)$ с $n=2$ и $m=1$, $(4 \rightarrow 1)$ с $n=4$ и $m=2$, $(8 \rightarrow 1)$ с $n=8$ и $m=3$ и $(16 \rightarrow 1)$ с $n=16$ и $m=4$. Для неполных мультиплексоров число входных линий может быть любым, но, разумеется, не больше 2^m .

В качестве примера рассмотрим функционирование мультиплексора $(4 \rightarrow 1)$, состояние входов и выходов которого приведено в табл. 16.1. Используя таблицу состояний этого мультиплексора, получим выражение для его выходной функции

$$Y = X_0(A_0 A_1) + X_1(A_0 \bar{A}_1) + X_2(\bar{A}_0 A_1) + X_3(\bar{A}_0 \bar{A}_1). \quad (16.1)$$

В общем виде выходная функция мультиплексора $(n \rightarrow 1)$ может быть представлена как

$$Y = \sum_{i=0}^{n-1} X_i K_i, \quad (16.2)$$

где K_i называется *минитерм* ($K_i=0$ или 1) и равно логическому произведению сигналов на адресных линиях, соответствующих сигналу X_i .

Для расширения числа входных линий можно использовать каскадирование мультиплексоров. На рис. 16.2 показано пирамидальное каскадирование мультиплексоров.

На этом рисунке приведен двухкаскадный мультиплексор типа $(16 \rightarrow 1)$ с управлением по четырем адресным линиям $A_0 \dots A_3$. Первая группа мультиплексоров $MUX0 \dots MUX3$ управляется младшими разрядами адресных сигналов A_0 и A_1 . Выходной мультиплексор $MUX4$ управляется старшими разрядами адресных сигналов A_2 и A_3 . Такое каскадирование мультиплексоров почти вдвое увеличивает задержку выходных сигналов.

Реализация четырехвходового мультиплексора может выполняться по уравнению (16.1) или в общем случае — по уравнению (16.2). Так, например, для двухвходового мультиплексора можно записать уравнение

$$Y = X_0 \cdot \bar{A}_0 + X_1 \cdot A_0,$$

которое реализуется на двухвходовых элементах И и ИЛИ, как показано на рис. 16.3 а.

Аналогично реализуется четырехвходовой мультиплексор, однако для него потребуются четыре трехвходовых элемента И и один четырехвходовой элемент ИЛИ. Схема такого мультиплексора, построенного по уравнению (16.1), приведена на рис. 16.3 б. Для получения прямых и инверсных адресных сигналов используются два дополнительных инвертора. Поскольку для построения мультиплексоров с большим числом входов требуются элементы И и ИЛИ с числом входов больше четырех, то их проще выполнять путем каскадирования.

Интегральные микросхемы мультиплексоров можно разделить на группы по следующим признакам:

- по числу входов: 2-, 4-, 8- и 16-входовые;
- по числу мультиплексоров в одном корпусе (числу разрядов);
- по наличию стробирующего входа E ;
- по наличию выхода с тремя состояниями (наличию входа OE);
- по способности передавать сигналы в двух направлениях.

Промышленность выпускает большое количество различных микросхем мультиплексоров, некоторые из которых приведены в табл. 16.2.

Применение мультиплексоров с тремя состояниями выходов позволяет легко увеличить число коммутируемых каналов. На рис. 16.4 показана схема мультиплексора $(16 \rightarrow 1)$, выполненная на мультиплексорах $(8 \rightarrow 1)$ и дешифраторе 1×2 . Выходы Y мультиплексоров $DD1$ и $DD2$ соединены вместе для организации функции «монтажное ИЛИ». При значении адресного сигнала $A_4=0$ включается микросхема $DD1$, а при значении $A_4=1$ — микросхема $DD2$. При включении микросхемы $DD1$ на общий выход поступает один из информационных сигналов $x_0 \dots x_7$, подключенных к входам $DD1$. При включении микросхемы $DD2$ на общий выход поступают сигналы $x_8 \dots x_{15}$. В качестве элементов $DD1$ и $DD2$ в этой схеме можно использовать интегральные микросхемы КР531КП15 (или более медленные ИМС К555КП15).

Другой способ каскадирования ИМС мультиплексоров основан на использовании пирамидальной схемы, приведенной на рис. 16.2. Если взять восемь

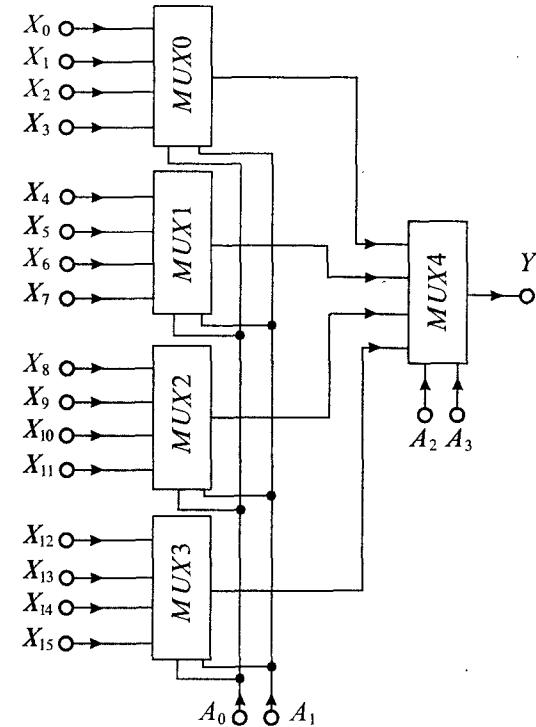


Рис. 16.2. Пирамидальное каскадирование мультиплексоров $(4 \rightarrow 1)$ для реализации выходной функции $(16 \rightarrow 1)$

Таблица 16.1

Состояние мультиплексора $(4 \rightarrow 1)$

A_0	A_1	Y
0	0	X_0
0	1	X_1
1	0	X_2
1	1	X_3

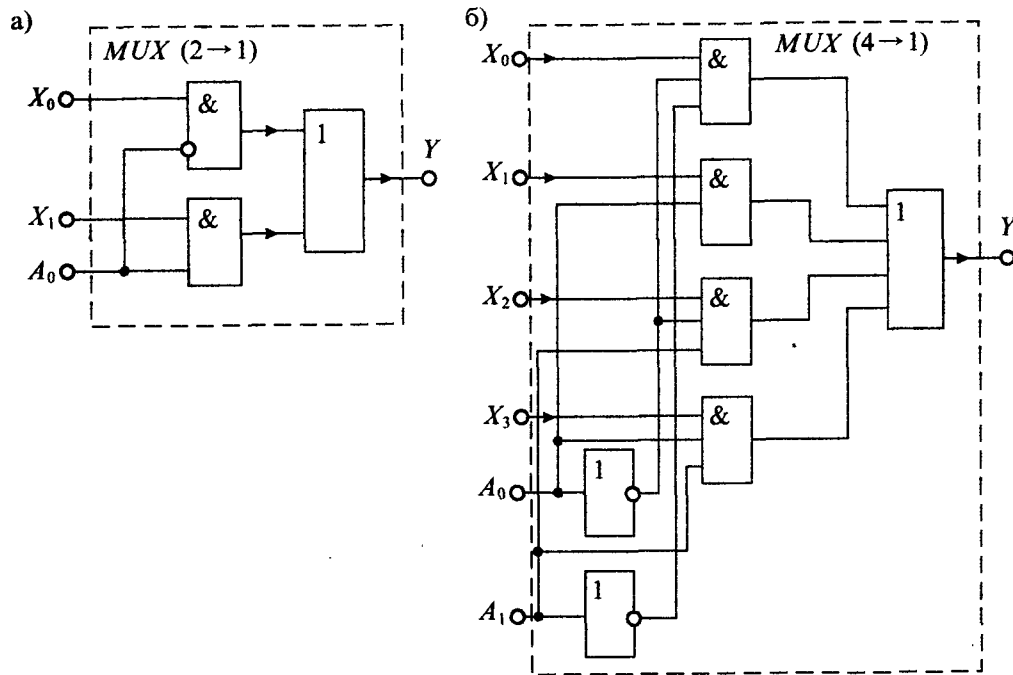


Рис. 16.3. Выполнение мультиплексора (2→1) (а) и (4→1) (б) на элементах И и ИЛИ

мультиплексоров (8→1), не имеющих третьего состояния выхода (например, К555КП7), на их адресные входы $A_0 \dots A_2$, подать одни и те же адресные сигналы, производящие выбор одного из восьми каналов в каждом мультиплексоре, то общее число входов будет равно 64 (рис. 16.5).

Последний мультиплексор DD9 управляется адресными сигналами A_3, A_4, A_5 и определяет, какой из восьми мультиплексоров DD1...DD8 будет подключен к выходу Y. Вход стробирования E можно использовать только у последнего мультиплексора DD9. Таким образом, на рис. 16.5 показана схема стробируемого мультиплексора с форматом (64→1).

Помимо основного назначения коммутации входных сигналов мультиплексоры находят применение в сдвигающих устройствах, делителях частоты, триггерных устройствах и др.

Демультиплексоры. Демультиплексором (DMX) называют функциональный узел, который обеспечивает передачу цифровой информации, поступающей по одной линии, на несколько выходных линий. Выбор выходной линии осуществляется при помощи сигналов, поступающих на адресные входы. Таким образом, демультиплексор выполняет преобразование, обратное действию мультиплексора.

Обобщенная схема демультиплексора, приведенная на рис. 16.6, сходна со схемой мультиплексора. Входной сигнал x поступает на вход коммутатора и через него передается на выходы $Y_0 \dots Y_n$. Адресные сигналы $A_0 \dots A_k$ имеют то же

Интегральные микросхемы мультиплексоров

Наименование микросхемы	Функциональное назначение	Число входов	Число разрядов
К155КП1	Стробируемый мультиплексор с инверсным выходом	16	1
К555КП2	Сдвоенный мультиплексор со стробированием	4	2
К155КП7	Стробируемый мультиплексор с прямым и инверсным выходами	8	1
К155КП5	Мультиплексор с прямым выходом	8	1
К555КП11	Четыре стробируемых мультиплексора с тремя состояниями выхода	2	4
К555КП12	Два мультиплексора с тремя состояниями выхода	4	2
К555КП13	Стробируемый мультиплексор с памятью на D-триггерах	4	1
КР531КП15	Мультиплексор с тремя состояниями, прямым и инверсным выходом	8	1
К555КП16	Мультиплексор со стробированием	2	4
К555КП17	Два мультиплексора с тремя состояниями, прямым и инверсным выходами	4	2
К531КП18	Четыре мультиплексора со стробированием и инверсными выходами	2	4
К561КП3	Двухнаправленный мультиплексор со стробированием	8	1
К561КП1	Два двухнаправленных мультиплексора со стробированием	4	2

назначение, что и у мультиплексора. Сигнал стробирования E разрешает передачу входного сигнала через коммутатор.

Для обозначения коммутационных возможностей демультиплексоров можно пользоваться записью, аналогичной мультиплексорам (1→n), где n — число выходов демультиплексора. Так, например, демультиплексор (1→2) имеет два выхода, а демультиплексор (1→4) — четыре выхода. Демультиплексоры, как и мультиплексоры, могут быть полными и неполными. Деление мультиплексоров на эти две категории производится так же, как и у мультиплексоров, с той лишь разницей, что под n понимается число выходов, а не входов, как в мультиплексоре.

В качестве примера рассмотрим функционирование демультиплексора (1→4), состояния входа и выходов которого приведены в табл. 16.3. Используя данные этой таблицы, получим выражение для выходных сигналов демультиплексора:

$$\begin{aligned}
 Y_0 &= X(\bar{A}_0 \cdot \bar{A}_1) = \bar{X} + A_0 + A_1; & Y_1 &= X(A_0 \cdot \bar{A}_1) = \bar{X} + A_0 + A_1; \\
 Y_2 &= X(\bar{A}_0 \cdot A_1) = \bar{X} + A_0 + \bar{A}_1; & Y_3 &= X(A_0 \cdot A_1) = \bar{X} + A_0 + \bar{A}_1.
 \end{aligned}
 \tag{16.3}$$

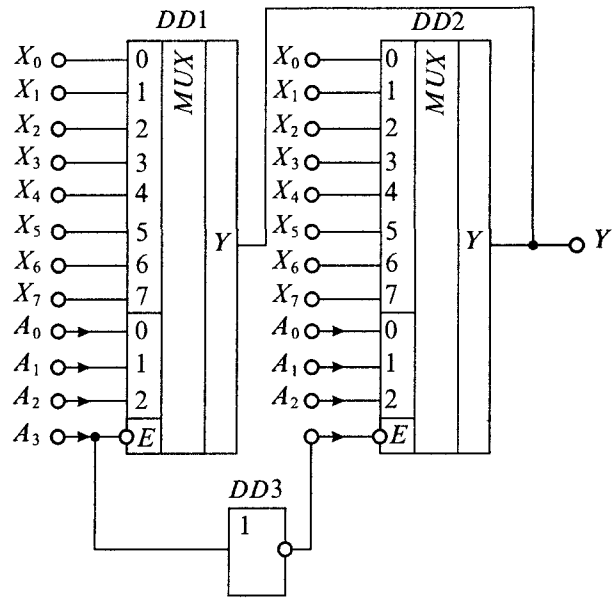


Рис. 16.4. Каскадирование мультиплексоров с тремя состояниями выхода

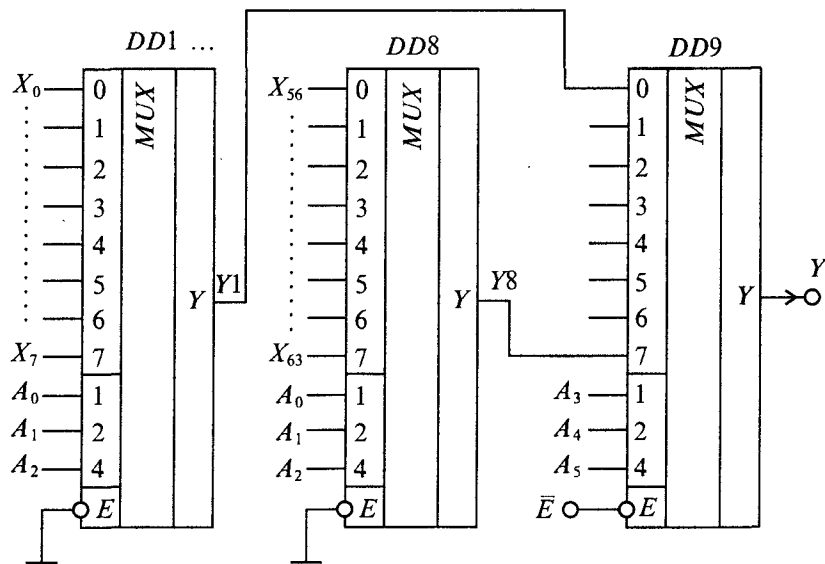


Рис. 16.5. Схема пирамидального мультиплексора (64→1) на мультиплексорах (8→1)

Структура демультиплексора на элементах И, реализующая уравнения (16→3), приведена на рис. 16.7 б. Схема демультиплексора (1→2), также выполненная на элементах И, приведена на рис. 16.7 а. Инверторы в этих схемах обеспечивают формирование необходимых сигналов управления. В каждой схеме И два входа задействованы для адресных сигналов A₀ и A₁, а на третий вход подается входной сигнал X.

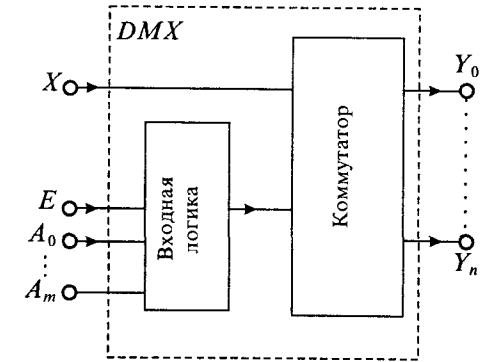


Рис. 16.6. Обобщенная схема демультиплексора

Как следует из уравнений (16.3), реализация демультиплексора возможна также на элементах ИЛИ. Схема демультиплексора с четырьмя выходами на элементах ИЛИ, построенная по уравнениям (16.3), приведена на рис. 16.8.

Интегральные микросхемы демультиплексоров, так же, как и схемы мультиплексоров, можно разделить на группы по следующим признакам:

- по числу выходов;
- по числу демультиплексоров в одном корпусе;
- по наличию стробирующего импульса E,
- по способности передавать сигналы в двух направлениях.

Поскольку функции демультиплексоров сходны с функциями дешифраторов, их условное обозначение сделано одинаковым, а именно ИД. Поэтому такие микросхемы часто называют дешифраторами-демультиплексорами. Так, например, дешифратор К155ИД3 можно использовать в качестве демультиплексора с форматом (1→16). При этом входы разрешения дешифрации используются в качестве основного входа демультиплексора X, а адресные входы и выходы используются по прямому назначению. В табл. 16.4 приведены некоторые схемы демультиплексоров и дешифраторов, которые можно использовать в качестве демультиплексоров.

Мультиплексоры-демультиплексоры. Среди схем коммутации можно особо выделить схемы, которые способны пропускать сигналы в обоих направлениях.

К таким элементам относятся коммутационные микросхемы, выполненные по технологии КМОП. Коммутаторы КМОП способны пропускать как аналоговые, так и цифровые сигналы, в них можно менять местами вход и выход. Такие элементы выпускаются в следующих сериях интегральных микросхем: К176, К561, К564, КР1561, 1564, 590 и 591.

Для обозначения коммутационных возможностей мультиплексоров-

Таблица 16.3

Состояния демультиплексора (1→4)

A ₀	A ₁	Y ₀	Y ₁	Y ₂	Y ₃
0	0	X	0	0	0
0	1	0	X	0	0
1	0	0	0	X	0
1	1	0	0	0	X

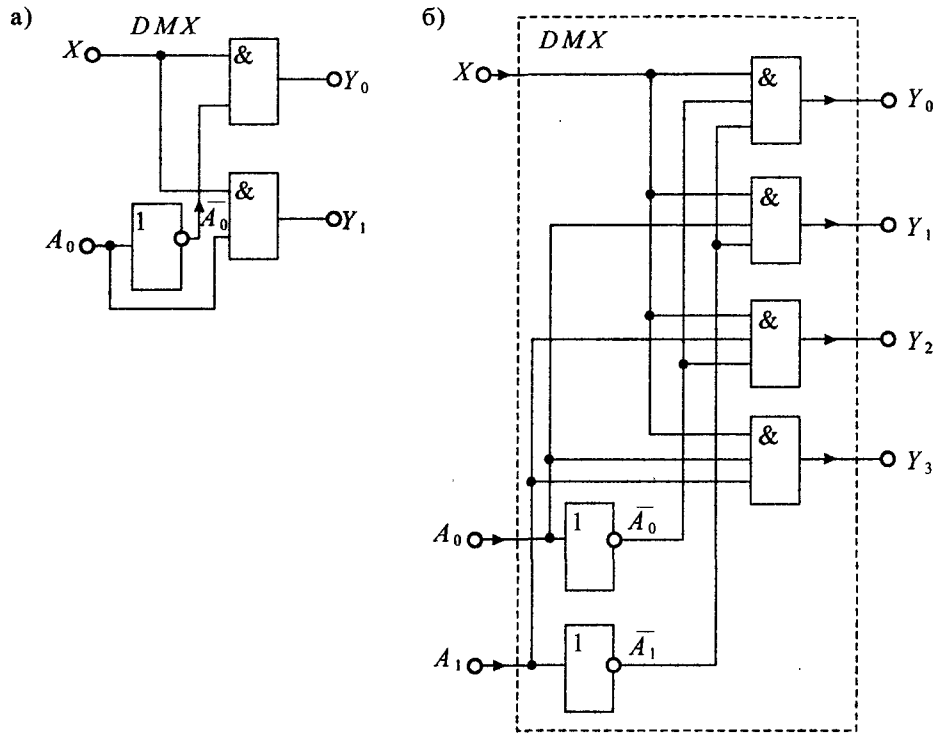


Рис. 16.7. Построение демультиплексоров (1→2) (а) и (1→4) (б) на элементах И

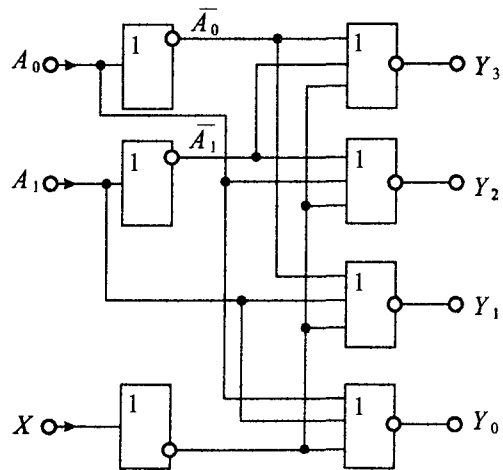


Рис. 16.8. Построение демультиплексора (1→4) на элементах ИЛИ

Таблица 16.4

Интегральные схемы демультиплексоров

Наименование микросхемы	Функциональное назначение	Число выходов	Число разрядов
К155ИД3	Дешифратор-мультиплексор со стробированием	16	1
К155ИД4	Два дешифратор-мультиплексора со стробированием	4	2
К531ИД7	Скоростной дешифратор-мультиплексор со стробированием	8	1
К531ИД14	Скоростной дешифратор-мультиплексор	4	2

Таблица 16.5

Интегральные схемы мультиплексоров-демультиплексоров

Наименование микросхемы	Функциональное назначение	Число входо-выходов	Число разрядов
564КП1	Двухразрядный мультиплексор-демультиплексор	4	2
564КП2	Мультиплексор-демультиплексор с тремя состояниями выхода	8	1
590КН1	Мультиплексор-демультиплексор	8	1

демультиплексоров можно пользоваться записью (1↔n), в котором двунаправленная стрелка указывает на двунаправленную передачу сигналов. В табл. 16.5 приведены сведения о некоторых ИМС мультиплексоров-демультиплексоров.

Лекция 17. Цифровые запоминающие устройства

Основные понятия и виды запоминающих устройств. Цифровые запоминающие устройства предназначены для записи, хранения и выдачи информации, представленной в виде цифрового кода. Основными характеристиками запоминающих устройств являются: их информационная емкость, быстродействие и время хранения информации.

Классификацию цифровых запоминающих устройств можно выполнять по ряду признаков:

- функциональному назначению;
- способу хранения информации;
- технологическому исполнению;

- способу обращения к массиву элементов памяти.

В основу технической классификации запоминающих устройств (ЗУ) положено их функциональное назначение. По функциональному назначению все виды ЗУ можно разделить на следующие группы:

- оперативные запоминающие устройства (ОЗУ, или RAM) — устройства памяти цифровой информации, объединенные со схемами управления, обеспечивающими режимы записи, хранения и считывания цифровой (двоичной) информации в процессе ее обработки;
- постоянные запоминающие устройства (ПЗУ, или ROM) — матрицы пассивных элементов памяти со схемами управления, предназначенные для воспроизведения неизменной информации, заносимой в матрицу при изготовлении (в режиме хранения информации энергия не потребляется);
- программируемые постоянные запоминающие устройства (ППЗУ, или PROM) — постоянные запоминающие устройства с возможностью однократного электрического программирования; они отличаются от ПЗУ тем, что позволяют в процессе применения микросхемы однократно изменить состояние запоминающей матрицы электрическим путем по заданной программе;
- репрограммируемые постоянные запоминающие устройства (РПЗУ, или EEPROM) — постоянные запоминающие устройства с возможностью многократного электрического перепрограммирования; они отличаются от ППЗУ тем, что допускают многократную электрическую запись информации, но число циклов записи и стирания ограничено (до 10^4 циклов);
- репрограммируемые постоянные запоминающие устройства с ультрафиолетовым стиранием и электрической записью информации (РПЗУ УФ, или EPROM); они отличаются от РПЗУ только способом стирания информации с помощью ультрафиолетового освещения, для чего в корпусе микросхемы имеется специальное окно;
- ассоциативные запоминающие устройства (АЗУ, или CAM) — «безадресные» ЗУ, в которых поиск и выборка информации осуществляется по содержанию произвольного количества разрядов хранящихся в АЗУ чисел, независимо от физических координат ячеек памяти.

Перечисленный ряд запоминающих устройств не является исчерпывающим. Эта область электроники в настоящее время бурно развивается и появляются новые разновидности ЗУ с иными принципами функционирования. Например, имеются программируемые логические матрицы (ПЛИМ), отличающиеся от ППЗУ ограниченным набором входных сигналов. Также имеются РПЗУ, в которых допускается избирательное стирание информации в любом отдельном элементе памяти (EAROM).

По способу хранения информации ЗУ делятся на статические и динамические. Элементы памяти статических ЗУ представляют собой бистабильные ячейки, что определяет потенциальный характер управляющих сигналов и возможность чтения информации без ее разрушения.

В динамических ЗУ для хранения информации используются инерционные свойства реактивных элементов (например, конденсаторов), что требует периодического

восстановления (регенерации) состояния элементов памяти в процессе хранения информации. В большинстве динамических ЗУ регенерация совмещается с обращением к элементам памяти. Для обеспечения синхронизации работы динамических ЗУ используются потенциально-импульсные сигналы управления.

Некоторые типы динамических ЗУ имеют встроенную систему регенерации и синхронизации. По внешним сигналам управления они не отличаются от полностью статических ЗУ и поэтому их часто называют квазистатическими ЗУ.

Статические ЗУ бывают синхронными и асинхронными. Синхронные статические ЗУ имеют статический накопитель (матрицу элементов памяти) и динамические цепи управления, требующие синхронизации, аналогично динамическим ЗУ.

По технологии выполнения ЗУ можно разделить на следующие виды:

- полупроводниковые ЗУ на основе биполярных структур, использующие схемотехнику ТТЛ, ЭСЛ и др.;
- полупроводниковые ЗУ на основе полевых транзисторов с изолированным затвором: *p*-МОП, *n*-МОП и КМОП;
- полупроводниковые ЗУ на основе приборов с зарядовой связью;
- магнитные ЗУ на основе цилиндрических магнитных доменов.

Следует отметить, что независимо от технологии изготовления ЗУ уровни их входных и выходных сигналов обычно приводятся к уровням стандартных серий элементов ТТЛ, ЭСЛ или КМОП. Для использования в РПЗУ разработаны специальные структуры:

- с лавинной инжекцией заряда и плавающим затвором (ЛИПЗ МОП), которые применяются в РПЗУ УФ;
- со структурой металл — нитрид кремния — окисел кремния — полупроводник (МНОП), которые используются в РПЗУ с электрическим стиранием, в том числе и с избирательным стиранием.

По способу обращения к массиву памяти все ЗУ делятся на адресные и безадресные (ассоциативные). Большинство видов ЗУ относятся к адресным ЗУ, в которых обращение к элементам памяти производится по их физическим координатам, задаваемым внешним двоичным кодом-адресом. Адресные ЗУ бывают следующих типов:

- с произвольным обращением, которые допускают любой порядок следования адресов;
- с последовательным обращением, в которых выборка элементов памяти возможна только в порядке возрастания или убывания адресов (обычно такие ЗУ выполняются на регистрах сдвига).

Ассоциативные ЗУ не имеют входов адресных сигналов; поиск и выборка информации в таких ЗУ осуществляется по ее содержанию и не зависит от физических координат элементов памяти.

Основные электрические параметры ЗУ. Все параметры ЗУ можно разделить на статические и динамические. Статические параметры ЗУ характеризуют его работу в установившемся режиме. Система статических параметров ЗУ представляет собой совокупность некоторых контрольных точек его вольт-амперных характеристик.

Динамические параметры ЗУ определяются происходящими в нем временными процессами. Систему динамических параметров ЗУ составляет совокупность временных переходов входных и выходных сигналов, соответствующих границам правильного функционирования ЗУ.

Кроме этого используются также специальные классификационные параметры ЗУ, по которым выполняют их разделение по группам в соответствующих сериях ИМС ЗУ. В качестве классификационных параметров могут использоваться также некоторые статические и динамические параметры. В табл. 17.1 приведены основные классификационные параметры ЗУ.

Статические параметры ЗУ можно разделить на общие, входные и выходные. В табл. 17.2 приведены некоторые статические параметры ЗУ. К динамическим параметрам относятся основные временные характеристики ЗУ, такие как время выбора микросхемы t_{CS} , время выбора адреса t_A , время выборки сигнала t_{RD} и некоторые другие.

Статические ОЗУ. Структурная схема статического ОЗУ приведена на рис. 17.1. Основой статического ОЗУ является накопитель или матрица памяти, состоящая из отдельных запоминающих (бистабильных) ячеек. Обычно в качестве этих ячеек используются различного рода триггеры. Двоичная информация, записанная в такую ячейку, может сохраняться в этой ячейке до тех пор, пока не будет заменена другой или не будет снято напряжение питания.

Таблица 17.1

Основные классификационные параметры ЗУ

Параметр	Обозначение	Определение
Информационная емкость	N	Число бит памяти в накопителе ЗУ
Число слов в ЗУ	n	Число адресов слов в накопителе ЗУ
Разрядность	m	Число разрядов в накопителе ЗУ
Коэффициент разветвления по выходу	K_p	Число единичных нагрузок (входов других ИМС), которые можно одновременно подключить к выходу ЗУ
Число циклов перепрограммирования	N_{CY}	Число циклов запись-стирание, при котором сохраняется работоспособность ЗУ
Потребляемая мощность	P_{CC}	Потребляемая ЗУ мощность в установленном режиме работы
Потребляемая мощность в режиме хранения	P_{CCS}	Мощность, потребляемая ЗУ при хранении информации в режиме невыбора
Время хранения информации	t_{sg}	Интервал времени, в течение которого ЗУ в заданном режиме сохраняет информацию

Статические параметры ЗУ

Параметр	Обозначение	Определение
Напряжение питания	U_{CC}	Напряжение источника питания ЗУ
Ток потребления	I_{CC}	Ток, потребляемый ЗУ от источника питания в заданном режиме
Напряжение питания в режиме хранения	U_{CCS}	Напряжение питания ЗУ в режиме хранения информации
Ток потребления в режиме хранения	I_{CCS}	Ток, потребляемый ЗУ в режиме хранения информации
Напряжение логической «1»	U_H	Напряжение сигнала на входе или на выходе, соответствующее логической единице
Напряжение логического «0»	U_L	Напряжение сигнала на входе или на выходе, соответствующее логическому нулю

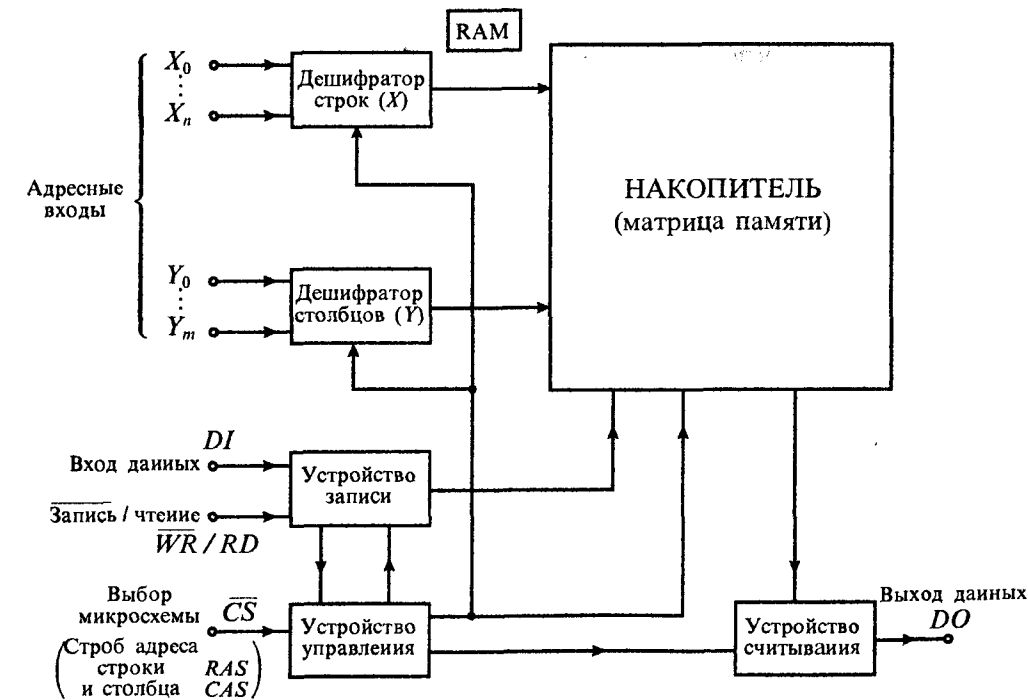


Рис. 17.1. Структурная схема статического ОЗУ

При использовании такого накопителя приходится решать две задачи:

- выбор конкретной ячейки накопителя, в которую будет записана или из которой будет считана информация;
- что нужно сделать — записать или прочитать информацию в ячейке.

Первая задача решается с помощью адресации всех ячеек накопителя. Вторая задача решается переводом ячейки памяти в режим записи или считывания по сигналу на входе схемы управления.

Накопитель или матрица памяти состоит из n строк. В состав каждой строки входят m запоминающих ячеек, образующих m -разрядное слово. Информационная емкость накопителя равна $N=nm$, где n — число строк (или слов), m — число столбцов (или разрядов). Соответствующие шины в накопителе управляются от дешифраторов строк (X) и столбцов (Y), на входы которых поступают адресные сигналы $A_0 \dots A_N$. При записи и считывании осуществляется обращение (выборка) к одной или нескольким запоминающим ячейкам одновременно. Дешифраторы строк и столбцов выполняют выбор требуемых ячеек памяти с помощью адресных сигналов $X_0 \dots X_n$ и $Y_0 \dots Y_m$.

Такая матрица запоминающих ячеек (ЗЯ) может работать в двух режимах: пословном и двухкоординатном. Структура пословной матрицы приведена на рис. 17.2 а. Как видно из схемы, адресные шины $X_0 \dots X_n$ электрически связаны с каждой ЗЯ одного слова, в то время как разрядные шины $Y_0 \dots Y_m$ имеют связь с ЗЯ одноименного разряда всех слов. При наличии в адресной шине X_i сигнала выбора i -го слова, соответствующего высокому уровню, состояние каждой ячейки в этом слове может быть считано по разрядным шинам $Y_0 \dots Y_m$. Если необходимо записать информацию по выбранному адресу X_i , то на разрядные шины $Y_0 \dots Y_m$ подаются соответствующие электрические сигналы, которые подводятся ко всем ЗЯ i -й строки (слова).

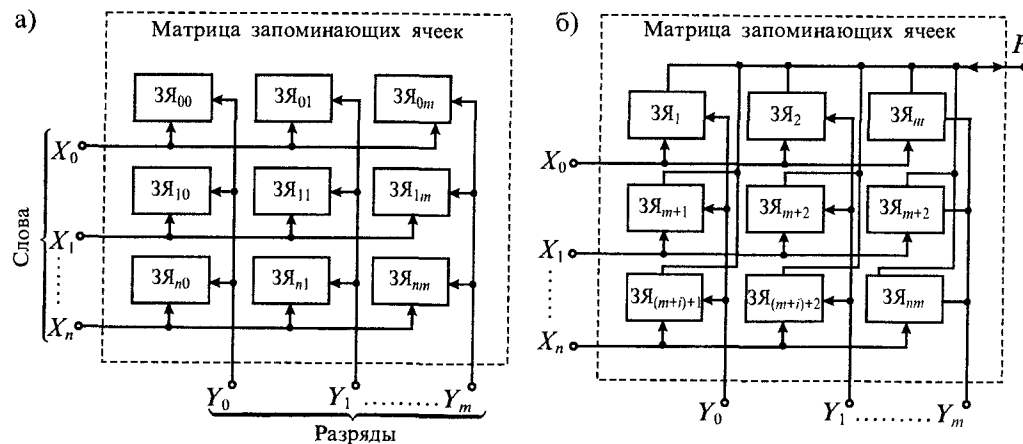


Рис. 17.2. Структура матриц запоминающих ячеек при пословной (а) и двухкоординатной (б) организации

При работе матрицы ЗЯ в двухкоординатном режиме с помощью шин строк и столбцов выбирается любая ячейка матрицы. В этом случае разрядная шина P , которая является общей для всех ЗЯ, используется как для записи, так и для считывания информации в адресованных ЗЯ.

Простейшей ЗЯ является схема RS-триггера, построенная на двух многоэмиттерных биполярных транзисторах $VT1$ и $VT2$, изображенная на рис. 17.3 а. Первые эмиттеры обоих транзисторов соединены с адресной шиной X_i , потенциал которой U_a в установившемся состоянии должен быть самым низким. Вторые эмиттеры этих транзисторов присоединены к разрядным шинам Y_i и Y_j . На разрядной шине Y_i установлено опорное напряжение $U_{он}$, а на шину Y_j подается напряжение U_p . Режим работы схемы зависит от соотношения между напряжениями $U_{он}$, U_p и U_a .

В режиме хранения информации выполняется условие $U_a < U_{он} = U_p$. В этом случае схема находится в одном из устойчивых состояний, при котором открытым может быть транзистор $VT2$ или $VT1$. Ток протекает по первому эмиттеру открытого транзистора, а вторые эмиттеры обесточены. Например, если в триггер записана логическая 1, то транзистор $VT2$ открыт, а транзистор $VT1$ закрыт. В этом случае за логическую единицу принимается наличие тока в транзисторе $VT2$.

В режиме считывания с помощью адресного сигнала X_i на шине устанавливается напряжение $U_a > U_{он} = U_p$. Если в триггер записана логическая 1, то ток открытого транзистора $VT2$ потечет в разрядную шину Y_j . Наличие тока в разрядной шине соответствует считыванию 1, а его отсутствие соответствует логическому 0.

Условия режима записи зависят от состояния, в которое необходимо установить ЗЯ. Если триггер находился в состоянии 1 (транзистор $VT2$ открыт, транзистор $VT1$ — закрыт), то для записи 0 необходимо по разрядной шине Y_j подать напряжение $U_p > U_{он}$, сохраняя условие $U_a > U_p$. При этом триггер перейдет в новое состояние, при котором транзистор $VT2$ закроется, а транзистор $VT1$ откроется. Для записи в ЗЯ логической 1 на шину Y_j следует подать напряжения $U_p < U_{он}$ и обеспечить условие $U_a > U_{он}$. Временные диаграммы работы ЗЯ в режимах записи логического нуля или единицы приведены на рис. 17.3 б.

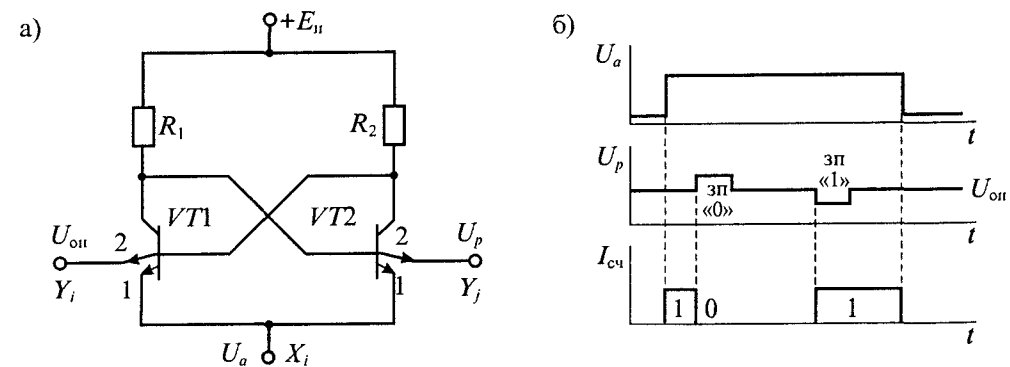


Рис. 17.3. Схема запоминающей ячейки на многоэмиттерных биполярных транзисторах (а) и графики ее работы в режиме записи (б)

Запоминающая ячейка на RS -триггере, выполненном на p -канальных МОП транзисторах, приведена на рис. 17.4а. Триггер образован транзисторами $VT1, \dots, VT4$. Переключение триггера для записи и считывания выполняется транзисторами $VT5$ и $VT6$. Временные диаграммы работы триггера изображены на рис. 17.4 б.

В исходном состоянии напряжения на разрядных шинах U_p^1 и U_p^0 равны нулю, а на шине слова X установлено напряжение питания E_n . При этом транзисторы $VT5$ и $VT6$ закрыты, так как напряжение между затворами и истоками меньше порогового напряжения, и триггер находится в одном из устойчивых состояний, например, транзистор $VT3$ открыт, а транзистор $VT1$ закрыт.

Для записи логической 1 в ЗЯ на шину слова подается отрицательный сигнал, изменяющий напряжение в ней до нуля. Одновременно в разрядную шину Y_1 подается положительный сигнал, изменяющий напряжение в ней до напряжения питания U_n . При этом транзистор $VT5$ открывается и положительный сигнал подается на затвор $VT3$, запирая его. После запираания транзистора $VT3$ отпирается транзистор $VT1$ и на его стоке устанавливается положительное напряжение, что соответствует состоянию логической 1.

Для записи логического нуля в ЗЯ на шине слова устанавливается нулевое напряжение, а напряжение питания подается на разрядную шину Y_0 . При этом транзистор $VT6$ открывается и положительное напряжение через него подается на затвор $VT1$, запирая его, что приводит к отпираанию транзистора $VT3$.

Для считывания информации, записанной в ЗЯ, нужно подать отрицательный сигнал только на шину слова, изменив в ней напряжение до нуля. При этом оба транзистора $VT5$ и $VT6$ открываются и через транзистор, подключенный к триггеру с положительным напряжением, протекает ток, поступающий в соответствующую разрядную шину.

Устройство управления определяет режим работы схемы ОЗУ. По сигналу \overline{CS} разрешаются или запрещаются операции записи и считывания. Сигнал \overline{CS} позволяет выбрать требуемую микросхему памяти в ЗУ, состоящем из ряда микросхем. Подача сигнала на вход $\overline{WR/RD}$ при наличии сигнала $\overline{CS}=0$ выбора микросхемы позволяет выбрать режим записи, если $\overline{WR/RD}=0$, или считывания, если $\overline{WR/RD}=1$.

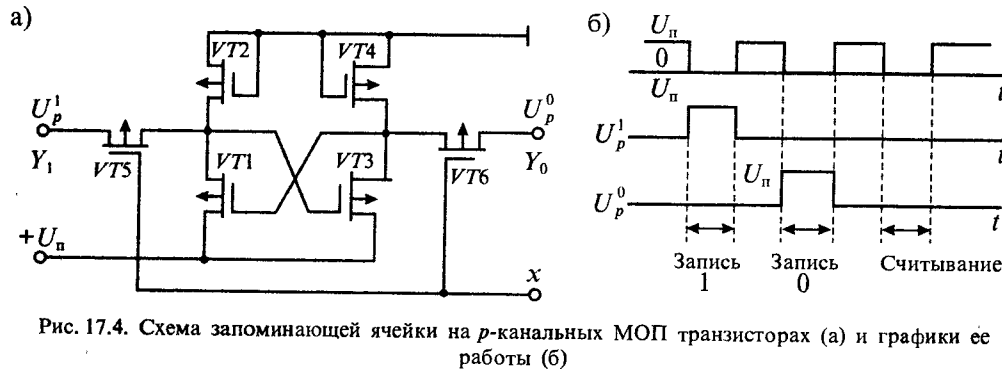


Рис. 17.4. Схема запоминающей ячейки на p -канальных МОП транзисторах (а) и графики ее работы (б)

Данные, подлежащие записи, поступают на вход DI , а данные, подлежащие чтению, снимаются с выхода DO . Устройства записи и считывания обеспечивают прием и выдачу сигналов информации с уровнями, согласующимися с серийными цифровыми микросхемами.

По режиму питания статические ОЗУ можно разделить на группы с активным и активно-пассивным режимами питания. При активном режиме питания накопитель и схема управления потребляют практически одинаковую мощность при всех операциях: записи, считывания и хранения информации. При активно-пассивном режиме питания некоторые узлы переходят в режим малого потребления или полностью отключаются, если микросхема находится в режиме хранения информации. В результате при хранении информации потребляемая микросхемой мощность уменьшается. При переходе в режим записи или считывания напряжения и токи питания восстанавливаются до номинальных значений. Использование активно-пассивного режима питания в несколько раз уменьшает среднюю мощность, потребляемую микросхемой. По этой причине большинство микросхем ОЗУ используют такой режим.

Динамические ОЗУ. Для увеличения информационной емкости широко используются динамические ОЗУ, в которых информация хранится в виде заряда соответствующих емкостей. При токе утечки обратного смещенного p - n -перехода около 10^{-10} А и емкости хранения 0,1 пФ время хранения не превышает 1 мс. В связи с этим необходимо восстановление (регенерация) хранимой информации с периодом не более 1 мс. Емкостные ячейки памяти выполняются или на биполярных, или на МОП транзисторах.

Для динамических ОЗУ характерны некоторые особенности, которые существенно отличают их от статических: динамические ЗЯ не требуют источника питания; для выполнения регенерации заряда необходимы соответствующие блоки; малая потребляемая мощность; для управления динамическим ОЗУ необходимы последовательности импульсов, которые обычно формируются специальными генераторами.

По способу регенерации микросхемы динамических ОЗУ делятся на адресные и безадресные. При адресной регенерации производится перебор регенерируемых ячеек с тем, чтобы за период регенерации восстановить заряды во всех ячейках. При безадресной регенерации заряды восстанавливаются во всех ячейках при помощи специальных тактовых импульсов.

Отличительной особенностью микросхем динамических ОЗУ является их адресация. Схемы динамических ОЗУ отличаются от схем статических ОЗУ использованием последовательной адресации. Вначале на адресный вход подается строб адреса строки RAS , а затем строб адреса столбца CAS . Для этих стробов имеются специальные выводы микросхемы, которые показаны на структурной схеме рис. 17.1. Адресные сигналы поступают в регистры-фиксаторы, а затем на дешифраторы адресов.

Устройство типовой ячейки памяти динамического ОЗУ приведено на рис. 17.5. Хранение информации происходит в емкости C_{GS} (затвор — исток) полевого транзистора, а транзистор $VT1$ выполняет роль ключа выборки. Сохранность информации при выборке и хранении обеспечивается при помощи

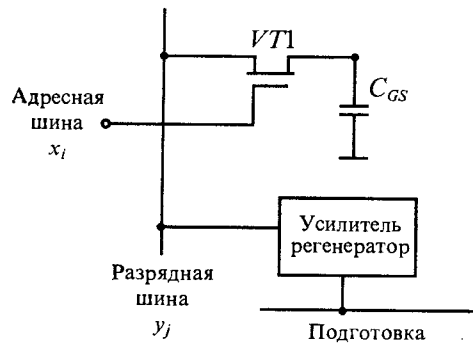


Рис. 17.5. Запоминающая ячейка динамического ОЗУ

усилителя-регенератора. Режим хранения обеспечивается периодической регенерацией заряда емкости C_{GS} с частотой около сотни герц. В процессе регенерации уменьшение заряда на емкости C_{GS} компенсируется усилителем регенератором.

Динамические ОЗУ имеют малую потребляемую мощность (50...500 мВт) при увеличении информационной емкости по сравнению со статическим ОЗУ почти на порядок. Это объясняется тем, что для хранения информации почти не потребляется энергия, и все структу-

ры работают в импульсном (ключевом) режиме.

Постоянные запоминающие устройства. Микросхемы ПЗУ можно разделить на две группы: однократно программируемые и перепрограммируемые. В первом типе ПЗУ информация после записи меняться не может, и микросхема работает только в режиме считывания. Структурная схема ПЗУ приведена на рис. 17.6. От схемы ОЗУ, приведенной на рис. 17.1, эта схема отличается отсутствием устройства записи и линий, которые его обслуживают. Кроме того, изменяется выполнение накопителя (матрицы памяти). В настоящее время находят применение два типа накопителей ПЗУ: масочные и программируемые.

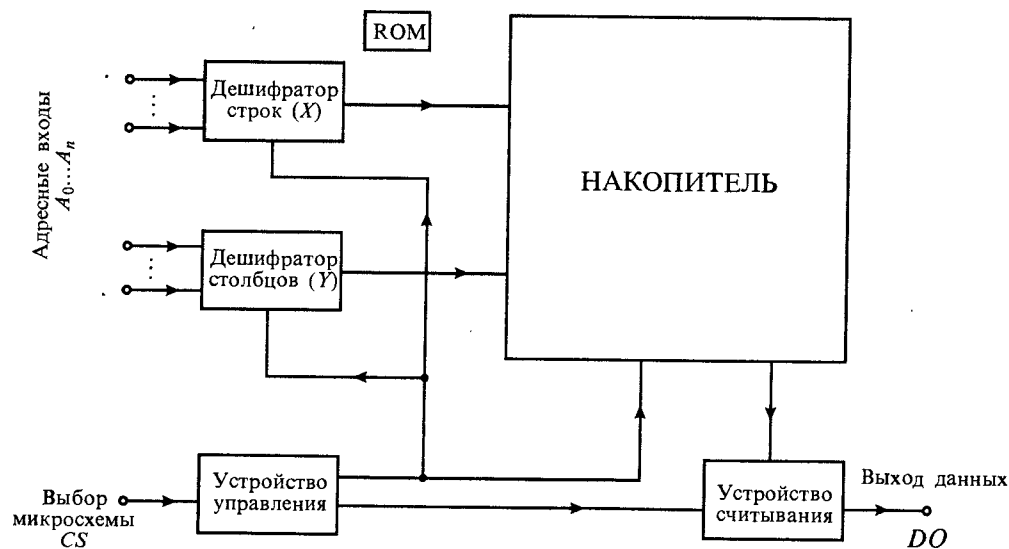


Рис. 17.6 Структурная схема постоянного запоминающего устройства

В масочных ПЗУ (МПЗУ) накопитель программируется на стадии изготовления, когда информация, записываемая в него, определяется построением одного из слоев схемы при помощи специального фотошаблона.

В программируемых ПЗУ (ППЗУ) накопитель выполняют на базе ЗЯ с плавкими переключателями; их упрощенная схема приведена на рис. 17.7. При программировании эти плавкие переключатели пережигают с помощью специального программирующего устройства. Сами плавкие переключатели изготавливают из нихрома или других тугоплавких материалов и защищают специальным диэлектриком, обеспечивающим надежность в условиях повышенной влажности. Процесс записи информации в схему представляет собой избирательное разрушение плавких переключателей током, обеспечиваемым устройством программирования. На рис. 17.7 плавкие переключатели ПП показаны в виде предохранителей, включенных в эмиттеры многоэмиттерных транзисторов $VT_0...VT_n$. Программируемые элементы включены между эмиттерами транзисторов матриц и разрядными шинами. Наличие переключки соответствует логическому 0 на выходе усилителя считывания, а отсутствие переключки — логической единице. Пережигание переключек в режиме программирования выполняется серией импульсов по специальной программе.

Для повышения надежности работы ПЗУ методика программирования предусматривает подачу серии 40...100 импульсов после фиксации момента пережигания переключки, а также обязательную термотренировку запрограммированного ПЗУ при определенной температуре (около 100°C) в заданном электрическом режиме.

Репрограммируемые ПЗУ (РПЗУ). Репрограммируемые ПЗУ делятся на две группы: 1) с электрическим программированием и ультрафиолетовым стиранием EPROM; 2) с электрическим программированием и электрическим стиранием EEPROM. К последней группе также относятся РПЗУ с избирательным стиранием EAROM.

Запоминающие ячейки РПЗУ строятся на n-МОП или КМОП транзисторах. Для построения ЗЯ используются различные физические явления хранения заряда на границе между двумя различными диэлектрическими средами или проводящей и диэлектрической средой.

В первом случае диэлектрик под затвором МОП транзистора делают из двух слоев: из нитрида кремния и двуокиси кремния. Такая структура называется МНОП: металл — нитрид кремния — окисел — полупроводник. В такой структуре при высоком напряжении на затворе (около 30 В) происходит туннельное перемещение носителей заряда через слой двуокиси кремния, который делается очень тонким (до 10 нм), к границе двух диэлектриков, вблизи которой имеется много ловушек

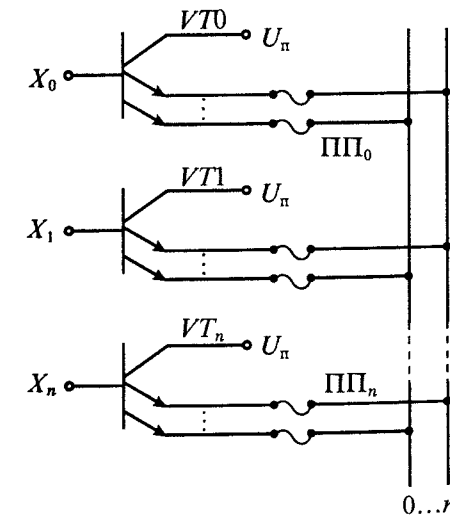


Рис. 17.7. Схема ячейки ПЗУ с плавкими переключателями

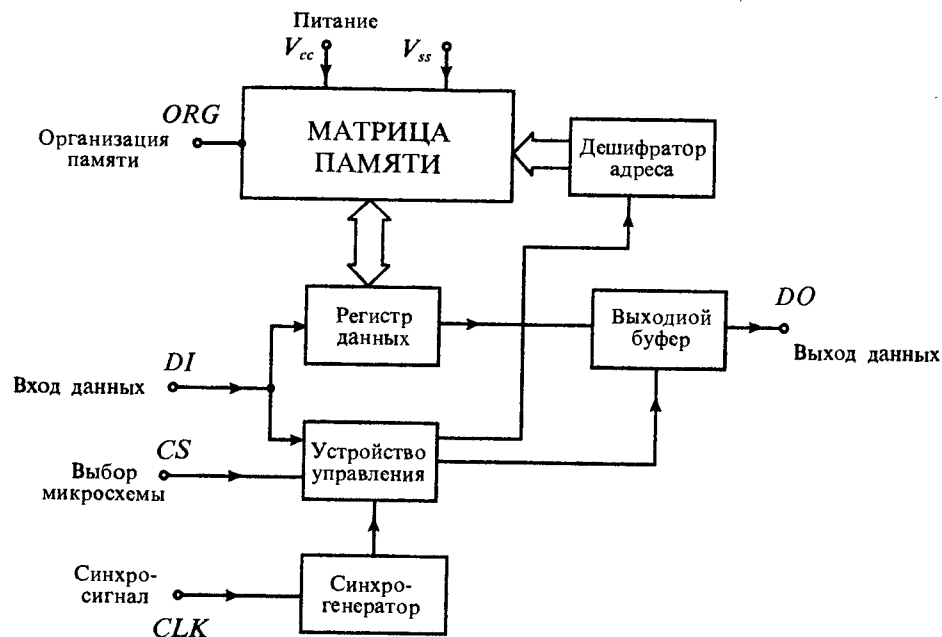


Рис. 17.8. Структурная схема ПЗУ с электрическим программированием

для носителей заряда. В результате внутри МОП структуры образуется некоторый заряженный слой, который приводит к изменению порогового напряжения МОП транзистора. При постоянном напряжении на затворе в режиме считывания информации это приводит к изменению тока считывания.

Во втором случае затвор МОП транзистора делают плавающим, т. е. не связанным с другими элементами схемы. Такой затвор заряжается током лавинной инжекции при подаче на сток транзистора высокого напряжения (также около 30 В). В результате плавающий затвор начинает влиять на ток стока, что и используется при считывании информации. Такие РПЗУ обычно называют выполненными по структуре ЛИПЗ (лавинно-инжекционные с плавающим затвором).

Поскольку затвор транзистора со всех сторон окружен изолирующим слоем, ток утечки очень мал и хранение информации достаточно длительное (десятки лет). Для стирания информации в таких приборах пользуются облучением кристалла через специальное прозрачное окно в корпусе микросхемы ультрафиолетовым светом. Облучение ультрафиолетовыми лучами приводит к резкому увеличению тока утечки, что способствует рассасыванию носителей заряда. Такие микросхемы получили название РПЗУ УФ или EPROM.

Другой способ перезаписи информации используется в РПЗУ с электрическим программированием. Он основан на размещении над плавающим затвором второго — управляющего — затвора. Подача напряжения на управляющий затвор приводит к рассасыванию заряда за счет туннельного эффекта. Эти РПЗУ называются EEPROM и имеют несомненные преимущества перед РПЗУ УФ, так как

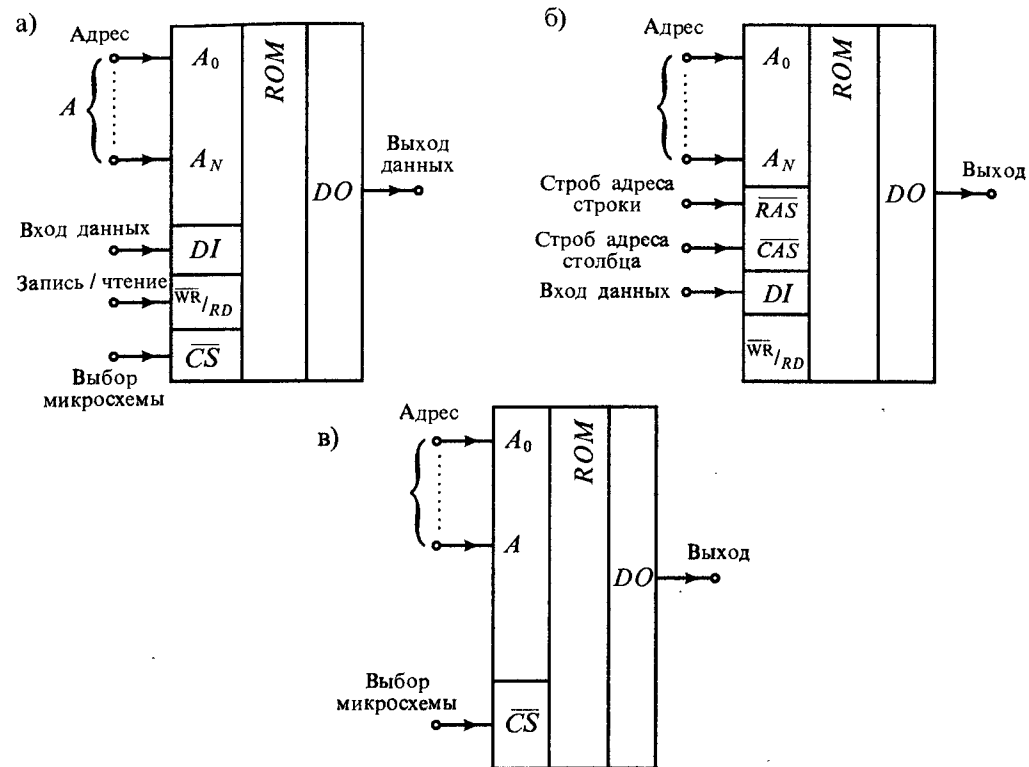


Рис. 17.9. Условные схематичные изображения статического ОЗУ (а), динамического ОЗУ (б) и ПЗУ (в)

не требуют при перепрограммировании специальных источников ультрафиолетового света. Структурная схема такого РПЗУ с шинным управлением приведена на рис. 17.8.

Интегральные микросхемы ЗУ. Промышленность выпускает большое количество различных микросхем ЗУ, отличающихся информационной емкостью, организацией, технологией изготовления. Условное схематичное изображение микросхемы статического ОЗУ приведено на рис. 17.9 а. Функциональное назначение ИМС указывается обозначением RAM.

Отдельные типы микросхем ОЗУ могут иметь выходные каскады с тремя состояниями или с открытым коллектором. Для обозначения выхода с тремя состояниями используется знак \diamond . Микросхемы, имеющие выход с открытым коллектором, обозначаются индексом \diamond , а с открытым эмиттером — знаком \diamond . Применение микросхем с тремя состояниями выхода или с открытым коллектором (открытым эмиттером) позволяет создавать модули ЗУ с различными параметрами.

Условные схематичные изображения динамического ОЗУ и ПЗУ приведены на рис. 17.9 б и в.

ЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

Лекция 18. Электронные усилители

Электронным усилителем называют устройство, в котором входной сигнал напряжения или тока используется для управления током (а следовательно, и мощностью), поступающим от источника питания в нагрузку. Обобщенная схема включения усилителя приведена на рис. 18.1.

Источниками сигналов могут быть различные преобразователи неэлектрических величин в электрические: микрофоны, пьезоэлементы, считывающие магнитные головки, термоэлектрические датчики и др. Частота и форма напряжения или тока этих источников может быть любой, например, импульсной, гармонической и др.

Нагрузкой усилителей могут быть различные устройства, преобразующие электрическую энергию в неэлектрическую, например, громкоговорители, индикаторные устройства, осветительные и нагревательные приборы и др. Характер нагрузки может существенным образом влиять на работу усилителя.

Классификация усилителей. Усилители можно разделить по многим признакам: виду используемых усилительных элементов, количеству усилительных каскадов, частотному диапазону усиливаемых сигналов, выходному сигналу, способам соединения усилителя с нагрузкой и др. По типу используемых элементов усилители делятся на ламповые, транзисторные и диодные. По количеству каскадов усилители могут быть однокаскадными, двухкаскадными и многокаскадными. По диапазону частот усилители принято делить на низкочастотные, высокочастотные, полосовые, постоянного тока (или напряжения). Связь усилителя с нагрузкой может быть выполнена непосредственно (гальваническая связь), через разделительный конденсатор (емкостная связь) и через трансформатор (трансформаторная связь).

Основные характеристики усилителей. Все характеристики можно разделить

на три группы: входные, выходные и передаточные. К входным характеристикам относятся: допустимые значения входного напряжения или тока, входное сопротивление и входная емкость. Обычно эти характеристики определяются параметрами источника входного сигнала.

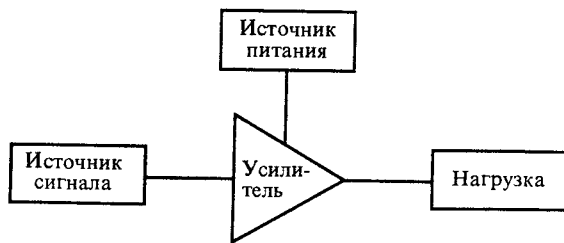


Рис. 18.1 Обобщенная схема включения усилителя

Основной передаточной характеристикой усилителя является его коэффициент усиления. Различают коэффициенты усиления по напряжению, току и мощности

$$K_u = U_2/U_1, \quad K_I = I_2/I_1, \quad K_p = P_2/P_1, \quad (18.1)$$

где U_1, I_1 и P_1 — значения напряжения, тока и мощности на входе усилителя; U_2, I_2 и P_2 — значения напряжения, тока и мощности на выходе усилителя.

Коэффициент усиления в общем случае является комплексной величиной, т. е. он зависит от частоты входного сигнала и характеризуется не только изменением амплитуды выходного сигнала с изменением частоты, но и его задержкой во времени, т. е. изменением его фазы. Частотные характеристики усилителя описывают его динамические свойства в частотной области. Для описания динамических свойств усилителям во временной области пользуются его переходной характеристикой. Переходная характеристика усилителя является его реакцией на скачкообразное изменение входного сигнала.

Для количественной оценки динамических свойств усилителя в частотной области используются такие параметры, как полоса пропускания частот Δf , граничные значения частот — верхней f_v и нижней f_n . Аналогично во временной области используют параметры переходной характеристики: время ее нарастания $\tau_{нар}$ и спада $\tau_{сп}$. Если переходная характеристика имеет выбросы, то их значение также нормируется.

При прохождении сигнала через усилитель его форма подвергается изменению. Эти изменения формы обычно называют искажением сигнала. Искажения сигнала называют линейными, если при передаче его через усилитель спектральный состав не изменяется. Это означает, что если гармонический сигнал подать на вход усилителя, то на выходе усилителя сигнал также будет гармоническим и с той же частотой. Основной причиной линейных искажений является зависимость комплексного коэффициента усиления от частоты входного сигнала.

Нелинейные искажения связаны с изменением спектрального состава сигнала при его передаче через усилитель. Появление нелинейных искажений обусловлено нелинейностью передаточных характеристик усилительных элементов. Для оценки нелинейных искажений обычно пользуются коэффициентом гармоник K_r , равным отношению действующего значения высших гармоник выходного напряжения (или тока) к действующему значению первой гармоники при подаче на вход усилителя гармонического сигнала

$$K_r = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}, \quad (18.2)$$

где U_1 — действующее значение напряжения первой гармоники, $U_2 \dots U_n$ — действующие значения второй и других высших гармоник.

Обобщенная схема усилителя приведена на рис. 18.2 а. Она содержит входную цепь, которая обеспечивает режим работы усилительного элемента и ввод входного сигнала; управляемый источник напряжения или тока на одном из видов усилительных элементов; выходную цепь, которая обеспечивает передачу сигнала к нагрузке, и цепь обратной связи, которая определяет усилительные свойства усилителя. В реальных схемах некоторые из этих узлов могут отсутствовать. В качестве

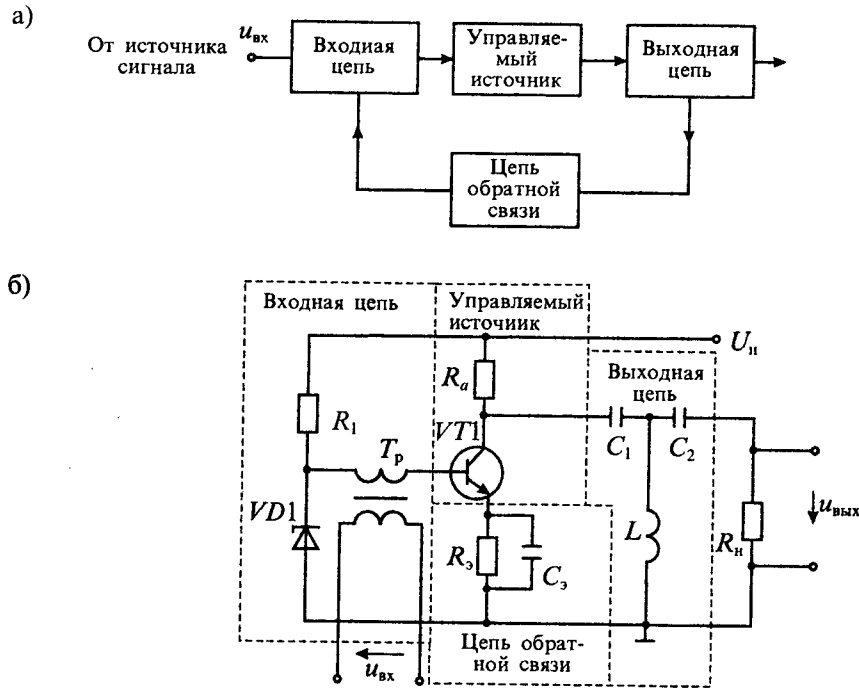


Рис. 18.2 Обобщенная структурная схема усилителя (а) и пример деления усилителя на функциональные узлы (б)

примера на рис. 18.2 б приведен усилитель на биполярном транзисторе в качестве управляемого источника тока.

Однокаскадные усилители. Из однокаскадных усилителей наибольшее распространение получили повторители напряжения, повторители тока и усилители напряжения. Поскольку в различных источниках эти усилители называют по-разному, в дальнейшем будут приведены их дублирующие названия.

Повторителем напряжения называют усилитель с коэффициентом усиления по напряжению $K=1$. Очевидно, что такие усилители не обеспечивают усиления по напряжению, однако они имеют достаточно высокий коэффициент усиления по току и, следовательно, по мощности. Повторители напряжения могут быть выполнены на транзисторах различных типов, электронных лампах и на операционных усилителях. Простейший повторитель напряжения, приведенный на рис. 18.3 а, называется эмиттерным повторителем. Выходной сигнал в этой схеме снимается с эмиттера транзистора VT , что и определило приведенное название. Схема замещения эмиттерного повторителя для малого сигнала изображена на рис. 18.3 б. На этой схеме транзистор VT заменен идеальной моделью источника тока, управляемого током базы $i_б$. Из схемы замещения видно, что $u_{вх} = u_{вых}$, т. е. $K_u = 1$.

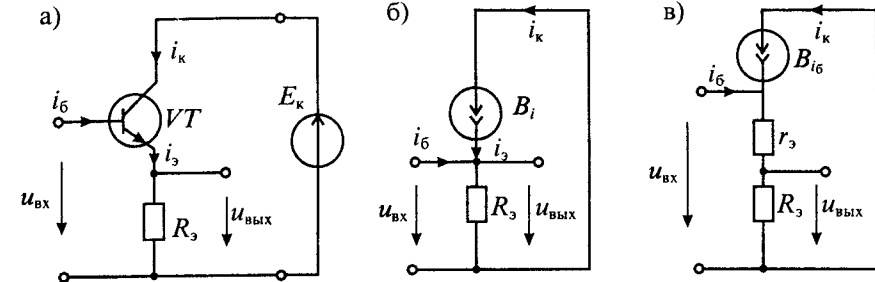


Рис. 18.3. Схема эмиттерного повторителя (а), схема замещения для малого сигнала (б), схема замещения с учетом внутреннего сопротивления эмиттера (в)

Коэффициент передачи эмиттерного повторителя по току можно найти, если учесть, что коллекторный ток $i_к = B i_б$, тогда для схемы, приведенной на рис. 18.3 б, получим

$$i_э = i_к + i_б = B i_б + i_б = i_б (B + 1), \quad (18.3)$$

откуда следует, что

$$K_i = i_э / i_б = B + 1, \quad (18.4)$$

где B — коэффициент передачи транзистора по току в схеме с общим эмиттером.

Входное сопротивление эмиттерного повторителя можно найти с помощью схемы замещения рис. 18.3, полагая, что $r_{вх} = u_{вх} / i_б$.

Учитывая, что $i_б = i_э / (B + 1)$, найдем

$$r_{вх} = \frac{u_{вх}}{i_б} (B + 1) = R_э (B + 1). \quad (18.5)$$

Реальная схема эмиттерного повторителя имеет коэффициент передачи по напряжению меньше единицы, так как часть входного напряжения падает на собственном сопротивлении эмиттера $r_э$. Упрощенная схема замещения эмиттерного повторителя с учетом внутреннего сопротивления эмиттера приведена на рис. 18.3 в. Выходное напряжение для схемы, приведенной на рис. 18.3, можно записать как $U_{вых} = U_{вх} R_э / (R_э + r_э)$, откуда следует, что

$$K_u = \frac{R_э}{R_э + r_э} < 1. \quad (18.6)$$

Внутреннее сопротивление эмиттера в соответствии с уравнением Эберса — Молла можно определить по формуле (см. Лекцию 4)

$$r_э = \varphi_t / i_э, \quad (18.7)$$

где φ_t — тепловой потенциал, который при температуре 25°C равен 25 мВ , $i_э$ — ток эмиттера.

Так, например, при токе эмиттера $i_э = 1 \text{ мА}$ собственное внутреннее сопротивление эмиттера имеет значение 25 Ом . Если при этом сопротивление нагрузки $R_э = 225 \text{ Ом}$, то коэффициент передачи повторителя будет равен $0,9$.

Для расчета выходного сопротивления эмиттерного повторителя нужно в схеме, приведенной на рис. 18.3 б, поменять вход и выход местами. Для этого нужно исключить источник входного напряжения, оставив его внутреннее сопротивление $R_{и}$, а в эмиттерную цепь включить источник тока $i_{вх}$, как показано на рис. 18.4 а. Расчет схемы замещения, приведенной на рис. 18.4 б, приводит к уравнениям $i_{вх} = i_k + i_6 = (B+1)i_6$, где $i_k = Bi_6$, откуда находим

$$i_{вх} = i_6(B+1). \quad (18.8)$$

Выходное сопротивление эмиттерного повторителя найдем по формуле $R_{вых} = u_{вых}/i_{вх}$, где:

$$u_{вых} = i_6 R_{и} = \frac{i_{вх} R_{и}}{(B+1)},$$

откуда находим

$$R_{вых} = \frac{R_{и}}{B+1}, \quad (18.9)$$

или, с учетом сопротивления R_3 нагрузки эмиттерного повторителя,

$$R'_{вых} = R_{вых} \parallel R_3 = \frac{R_{вых} R_3}{R_{вых} + R_3}. \quad (18.10)$$

Из приведенного рассмотрения следует, что выходное сопротивление эмиттерного повторителя значительно ниже его входного сопротивления. В связи с этим эмиттерный повторитель можно использовать для согласования высокоомного источника сигнала с низкоомной нагрузкой. Иными словами, эмиттерный повторитель обеспечивает усиление по мощности, что особенно важно при использовании маломощных источников сигнала с большим внутренним сопротивлением.

Повторители напряжения, выполненные на электронной лампе и полевом транзисторе с управляющим $p-n$ -переходом, приведены на рис. 18.5. Так как схемы

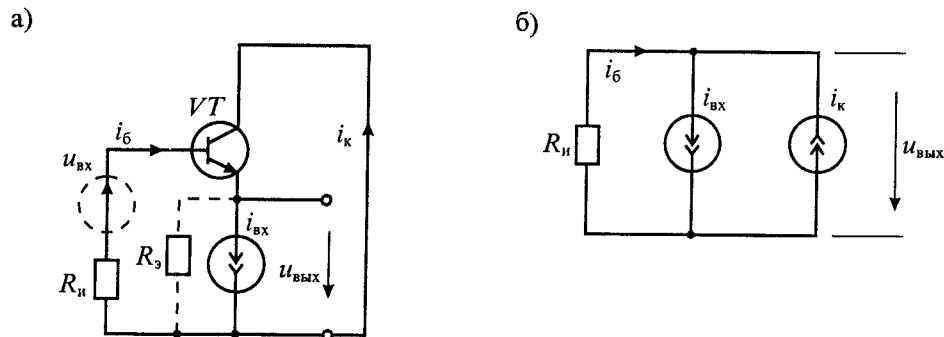


Рис. 18.4. Схема эмиттерного повторителя для расчета выходного сопротивления (а) и схема замещения (б).

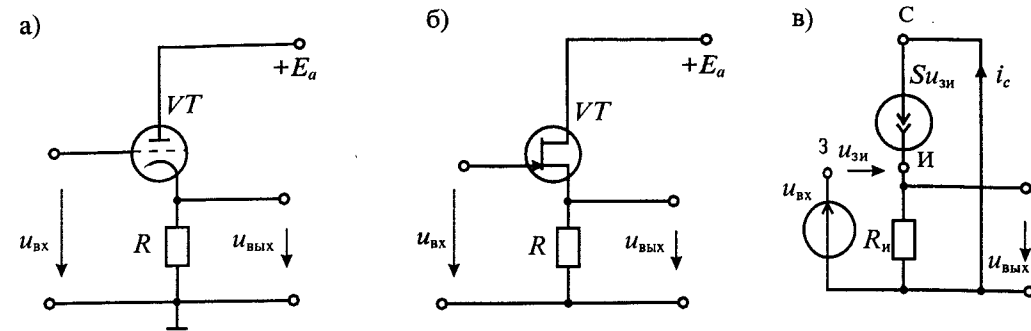


Рис. 18.5. Схема катодного повторителя (а), истокового повторителя (б) и схема замещения (в)

замещения этих элементов имеют много общего, то на рис. 18.5 в приведена только схема замещения истокового повторителя на полевом транзисторе. Схема замещения для малого сигнала содержит идеальный источник тока, управляемый напряжением $u_{зи}$, и нагрузочное сопротивление $R_{и}$. Поскольку ток во входной цепи ничтожно мал, источник входного напряжения изображен ненагруженным.

Для схемы замещения, приведенной на рис. 18.5 в, можно записать уравнения

$$u_{зи} = u_{вх} - i_{и} R_{и} = u_{вх} - S u_{зи} R_{и}, \quad u_{вх} = u_{зи} (1 + S R_{и}), \quad u_{вых} = S u_{зи} R_{и},$$

откуда находим

$$K_{и} = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{S R_{и}}{1 + S R_{и}}. \quad (18.11)$$

Если выполняется условие $S R_{и} \gg 1$, то $K_{и} \approx 1$ и схема работает как повторитель напряжения. В реальных условиях коэффициент передачи обеих рассмотренных схем несколько ниже единицы. Коэффициент передачи будет тем ближе к единице, чем больше крутизна усилительного элемента.

Наиболее качественный повторитель напряжения можно построить на операционном усилителе, используя схему, изображенную на рис. 18.6 а. Схема замещения такого повторителя напряжения приведена на рис. 18.6 б. Для этой схемы замещения можно записать уравнения $u_{вых} = A \Delta u_{вх}$, где $\Delta u_{вх} = u_{вх} - u_{вых}$, A — коэффициент усиления ОУ. Из этих уравнений находим коэффициент передачи для схемы повторителя

$$K_{и} = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{A}{1+A} = \frac{1}{1+1/A}. \quad (18.12)$$

Учитывая, что коэффициент усиления ОУ много больше единицы, получим значение коэффициента передачи повторителя $K_{и} = 1$.

Сравнение рассмотренных схем повторителей напряжения позволяет сделать следующие выводы:

- повторители напряжения на биполярных и полевых транзисторах можно использовать как при малых, так и при больших значениях тока в нагрузке, в том числе в качестве выходных каскадов усилителей мощности;

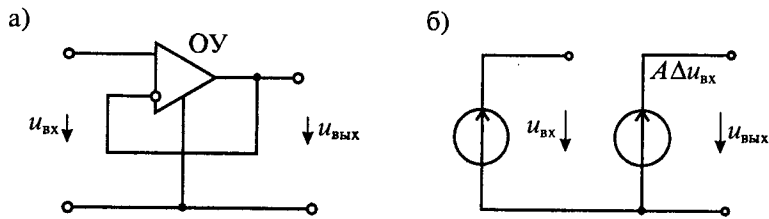


Рис. 18.6. Схема повторителя напряжения на операционном усилителе (а) и его схема замещения (б)

- коэффициент передачи повторителей напряжения на транзисторах и электронной лампе всегда меньше единицы;
- частотный диапазон повторителей на транзисторах может быть достаточно широким при использовании высокочастотных транзисторов;
- повторители напряжения на ОУ имеют коэффициент передачи, мало отличающийся от единицы;
- частотный диапазон повторителей напряжения на ОУ определяется его граничной частотой и для широкополосных ОУ не превышает 10 МГц;
- ток нагрузки типовых ОУ не превышает 10...50 мА.

Повторители тока. Повторителем тока называют усилитель с коэффициентом передачи по току $K_i = 1$. Такие повторители, не обеспечивая усиления по току, имеют достаточно высокий коэффициент усиления по напряжению и, следовательно, по мощности. Повторители тока могут быть выполнены на транзисторах, электронных лампах или операционных усилителях. Простейшая схема повторителя тока на биполярном транзисторе приведена на рис. 18.7 а. Эта схема известна также как усилитель с общей базой, или коллекторный повторитель.

Для схемы замещения, приведенной на рис. 18.7 б, можно записать следующие уравнения:

$$i_3 = i_k + i_6 = i_k + i_k/B = i_k(1+B)/B, \quad (18.13)$$

откуда находим, что коэффициент передачи по току:

$$K_i = \frac{i_k}{i_3} = \frac{B}{1+B} \approx 1 \quad (18.14)$$

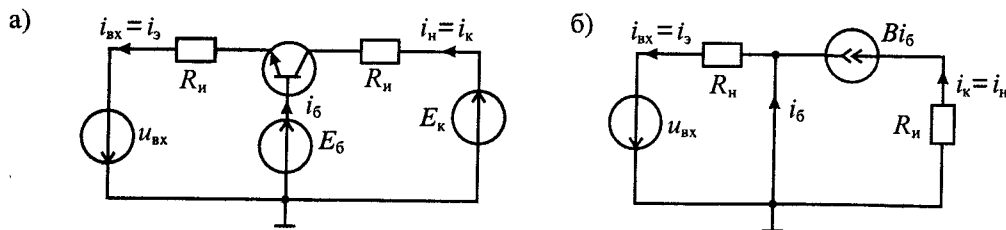


Рис. 18.7. Схема повторителя тока (а) и его схема замещения (б)

не превышает единицы и тем ближе к ней, чем больше коэффициент передачи транзистора по току.

Коэффициент усиления этой схемы по напряжению можно найти, пользуясь выражением (18.13)

$$u_{вых} = i_k R_n = i_3 \frac{B}{1+B} R_n, \quad (18.15)$$

откуда находим, что

$$K_u = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{R_n}{R_n} \frac{B}{1+B} \approx \frac{R_n}{R_n}. \quad (18.16)$$

Таким образом, из выражения (18.16) следует, что большой коэффициент усиления по напряжению в схеме с общей базой можно получить только при малом сопротивлении источника сигнала R_n .

Как видно из схемы, каскад охвачен глубокой отрицательной обратной связью по току, поскольку выходной коллекторный ток полностью протекает через входную эмиттерную цепь. Благодаря этому повторитель тока по схеме с общей базой имеет очень низкое входное сопротивление, практически равное r_3 .

Низкоомный вход повторителя тока по схеме с общей базой имеет ряд преимуществ:

- уменьшаются частотные искажения, связанные с входной емкостью каскада;
- более эффективно используется источник сигнала, который практически работает в режиме короткого замыкания;
- глубокая отрицательная обратная связь приводит к увеличению выходного сопротивления и снижению выходной емкости;
- нейтрализуется паразитная обратная связь через проходную емкость $C_{кб}$;
- входной сигнал передается на выход без переворота по фазе.

Схемы повторителей тока на полевом транзисторе и электронной лампе приведены на рис. 18.8 а и б. Эти схемы известны также как с общим затвором и общей сеткой соответственно. Схема замещения повторителя тока на полевом транзисторе изображена на рис. 18.8 в. Для этой схемы замещения можно написать уравнения

$$i_{вх} = i_{г1} = i_c = i_{вых}, \quad \text{т. к. } i_3 \approx 0,$$

откуда следует, что коэффициент передачи по току равен

$$K_i = i_{вых}/i_{вх} = 1. \quad (18.17)$$

Коэффициент усиления по напряжению можно определить по схеме замещения, изображенной на рис. 18.8 в. Определив напряжение

$$u_{вх} = u_{зп} + i_c R_n,$$

найдем напряжение между затвором и истоком

$$u_{зп} = \frac{u_{вх}}{1+S R_n}. \quad (18.18)$$

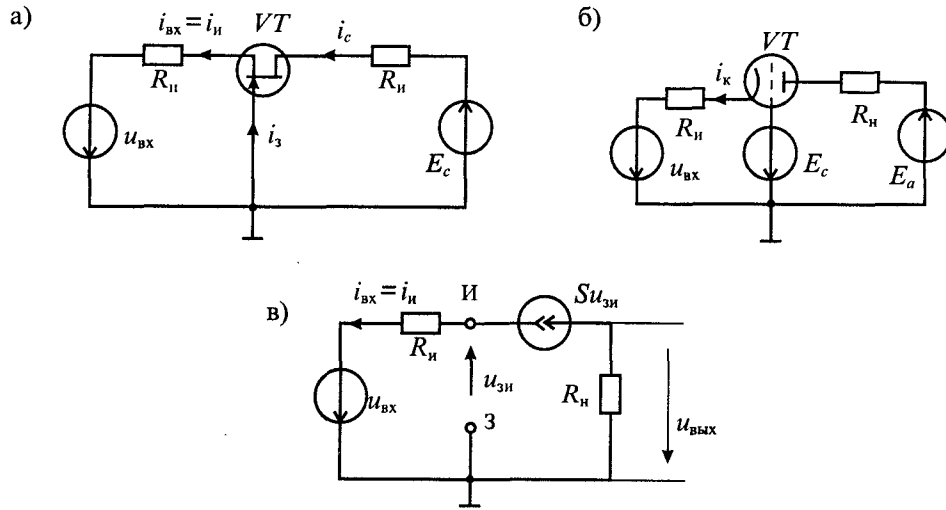


Рис. 18.8. Схема повторителя тока на полевом транзисторе (а), на электронной лампе (б) и схема его замещения (в)

Подставив значение тока стока, определим напряжение на нагрузке

$$i_c = u_{3n} S = u_{вх} \frac{S}{1 + R_n S}, \quad (18.19)$$

$$u_{вых} = i_c R_n = u_{вх} \frac{SR_n}{1 + SR_n},$$

и коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{SR_n}{1 + SR_n}. \quad (18.20)$$

Если выполняется условие $SR_n \gg 1$, то для коэффициента усиления по напряжению получим упрощенное выражение $K \approx R_n / R_n$. Сравнивая это выражение с формулой (18.16), можно сделать вывод, что усиление по напряжению каскада на полевом транзисторе такое же, как и на биполярном.

Однокаскадные усилители напряжения могут быть выполнены как на транзисторах, так и на электронных лампах или операционных усилителях. Схема простого усилителя на биполярном транзисторе с коллекторной нагрузкой приведена на рис. 18.9 а. Она включает входную цепь, состоящую из сопротивлений R_1, R_2 , задающих режим работы транзистора по постоянному току и емкости C_1 , обеспечивающей гальваническую развязку источника входного сигнала $u_{вх}$.

Управляемый источник тока выполнен на биполярном транзисторе VT с коллекторной нагрузкой R_k , а цепь обратной связи включена в эмиттер транзистора и состоит из параллельного включения элементов R_3 и C_3 . Схема замещения для режима малого сигнала без учета влияния входной цепи приведена на рис. 18.9 б. Для определения коэффициента усиления каскада воспользуемся вначале схемой

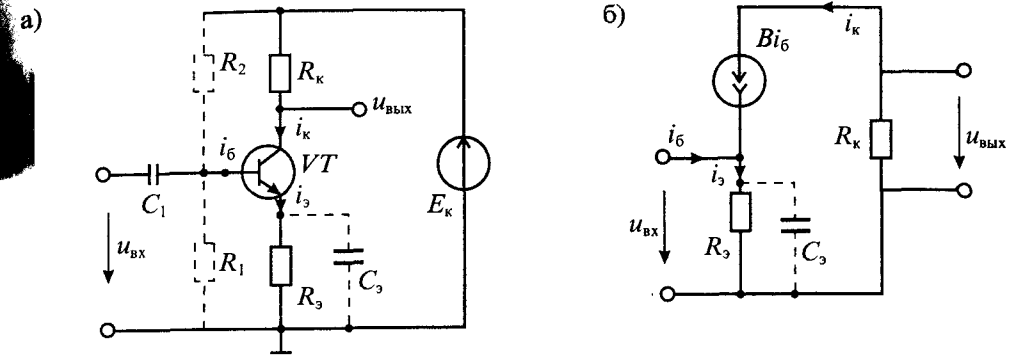


Рис. 18.9. Однокаскадный усилитель напряжения на биполярном транзисторе (а) и его схема замещения для малого сигнала (б)

замещения без учета емкости C_3 и запишем основные уравнения для этой схемы $i_3 = i_6 + i_k$, где $i_3 = u_{вх} / R_3$; $i_k = -u_{вых} / R_k$. Полагая, что $i_3 = i_k$, получим

$$\frac{u_{вх}}{R_3} = -\frac{u_{вых}}{R_k},$$

откуда найдем коэффициент усиления каскада

$$K_u = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = -\frac{R_k}{R_3}. \quad (18.21)$$

Следует отметить, что знак минус в формуле (18.21) соответствует изменению фазы выходного сигнала на 180° . Если учесть внутреннее сопротивление эмиттера r_3 , то коэффициент усиления каскада будет определяться формулой

$$K'_u = -\frac{R_k}{R_3 + r_3}. \quad (18.22)$$

Из формулы (18.22) следует, что при $R_3 = 0$ коэффициент усиления каскада не будет равен бесконечности, а примет конечное значение, равное $K'_{u\max} = -R_k / r_3$. Так, например, для случая, когда $r_3 = 25$ Ом (что соответствует току эмиттера в 1 мА) и сопротивлению нагрузки $R_k = 10$ кОм получим, что максимальное усиление каскада будет равно $K'_{u\max} = -10^4 / 25 = -400$.

Если в схеме замещения учесть емкость C_3 , то полное сопротивление эмиттерной цепи будет иметь комплексное значение

$$Z_3 = \frac{R_3}{1 + j\omega C_3 R_3}, \quad (18.23)$$

поэтому в соответствии с уравнением (18.21) коэффициент усиления также станет комплексным:

$$K'_u = -\frac{R_k}{R_3} (1 + j\omega C_3 R_3) = -\frac{R_k}{R_3} \sqrt{1 + (\omega C_3 R_3)^2} e^{j\varphi(\omega)}, \quad (18.24)$$

где $\varphi(\omega) = \arctg \omega C_3 R_3$ — фазовый сдвиг выходного напряжения.

При этом на низкой частоте при $\omega \rightarrow 0$ сохранится прежнее значение $K_{и}$, определяемое формулой (18.21). С повышением частоты коэффициент усиления растет и на высокой частоте определяется формулой $K_{и,вч} = -j\omega C_3 R_3$, при этом фазовый сдвиг будет близок к 90° .

Существенное изменение в коэффициенте усиления вносит входная цепь, упрощенная схема которой приведена на рис. 18.10 а. Частотная зависимость коэффициента передачи входной цепи определяется формулой (при $R_1 < R_2 < R_{вх}$)

$$K_{вх} \approx \frac{R_1}{R_1 + (j\omega C)^{-1}} \quad (18.25)$$

При этом в области низких частот коэффициент передачи входной цепи определяется выражением

$$K_{вх,нч} \approx j\omega C_1 R_1,$$

а в области высоких $K_{вх,вч} \approx 1$. График частотной зависимости коэффициента передачи входной цепи приведен на рис. 18.10 б. Результирующая частотная характеристика усилителя приведена на рис. 18.10 в.

Двухкаскадные усилители. Двухкаскадными усилителями обычно называют усилители, состоящие из двух усилительных элементов, связанных между собой внешними соединительными цепями. Поскольку каждый усилительный элемент можно включить по-разному, то число соединений двух усилительных элементов может быть достаточно большим. На рис. 18.11 приведены упрощенные схемы соединений двухтранзисторных усилителей. На этих схемах введены сокращенные условные обозначения соединений: ОЭ — схема с общим эмиттером, ОБ — схема с общей базой, ОК — схема с общим коллектором; ДК — дифференциальный каскад.

Из приведенных на рис. 18.11 схем наибольшее распространение получили две схемы: ОЭ—ОБ, называемая каскодным усилителем, и дифференциальный каскад, изображенный на рис. 18.11 и.

Каскодный усилитель. Каскодным усилителем называют двухкаскадный усилитель, состоящий из усилителя с общим эмиттером (исток, катодом) и

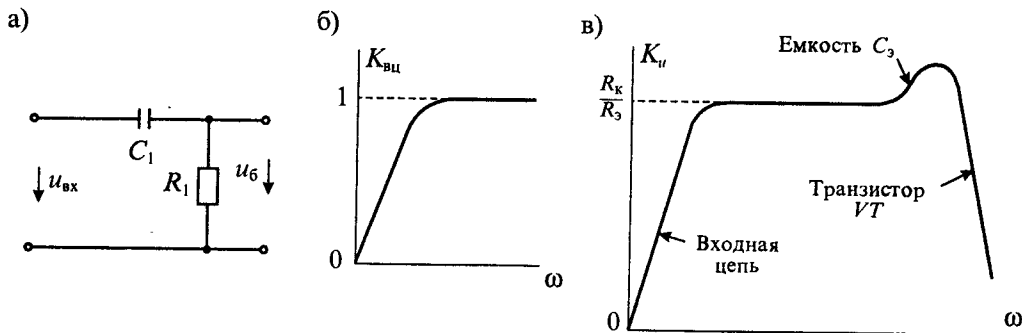


Рис. 18.10. Упрощенная схема входной цепи усилителя (а), ее частотная характеристика (б) и результирующая частотная характеристика усилителя (в)

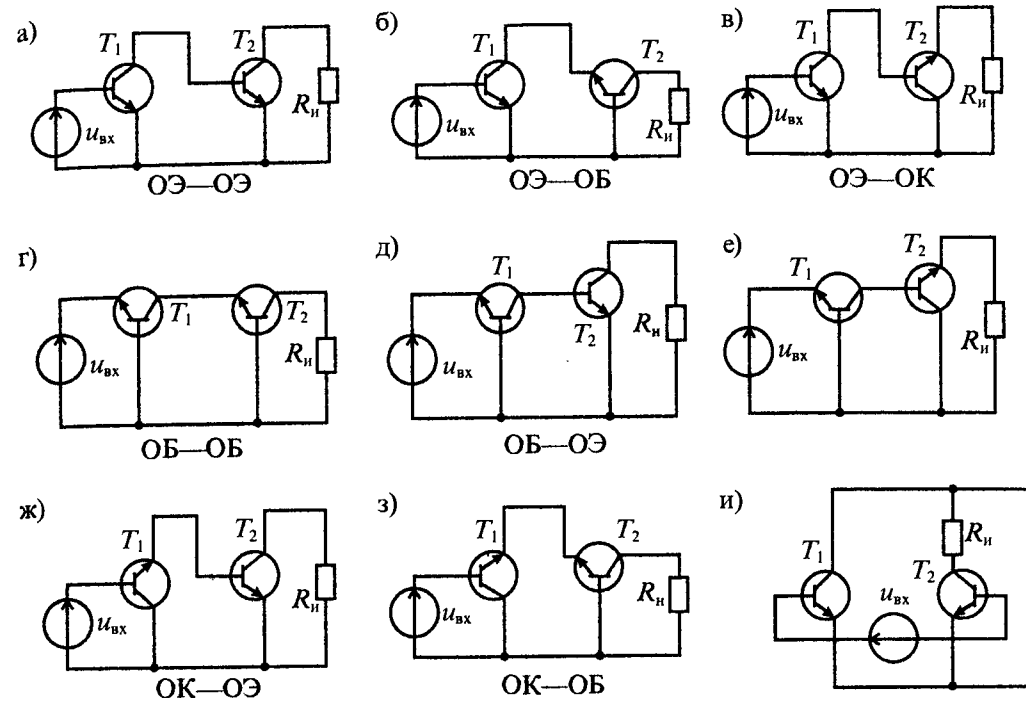


Рис. 18.11. Схема соединений двухтранзисторных усилителей

повторителя тока. По переменному току эти два каскада включены последовательно, а по постоянному току они могут быть включены последовательно или параллельно. Схема каскодного усилителя приведена на рис. 18.12 а, а его схема замещения для малого сигнала изображена на рис. 18.12 б.

На транзисторе $VT1$ выполнена схема усилителя с общим эмиттером. Коллекторной нагрузкой транзистора $VT1$ является транзистор $VT2$, включенный по схеме с общей базой (т. е. в режиме повторителя тока). Нагрузкой транзистора $VT2$ является сопротивление R_k . Цепь, состоящая из сопротивлений R_1, R_2, R_3 , используется для задания режима транзисторов по постоянному току. Входной сигнал поступает на базу транзистора $VT1$ через разделительный конденсатор C_1 . С помощью конденсатора C_2 база транзистора $VT2$ соединена по переменному току с общим проводом (землей). Сопротивление R_3 является элементом цепи отрицательной обратной связи. Выходное напряжение снимается с коллекторной нагрузки R_k — транзистора $VT2$.

Для расчета коэффициента усиления каскодного усилителя воспользуемся схемой замещения, приведенной на рис. 18.12 б. Ток эмиттера входного каскада на транзисторе $VT1$ равен

$$i_{э1} = \frac{u_{вх}}{R_3} = i_{к1} + i_{б1} = i_{к1} \frac{B_1 + 1}{B_1}, \quad (18.26)$$

где $i_{к1} = i_{б1} B_1$; B_1 — коэффициент передачи по току транзистора $VT1$.

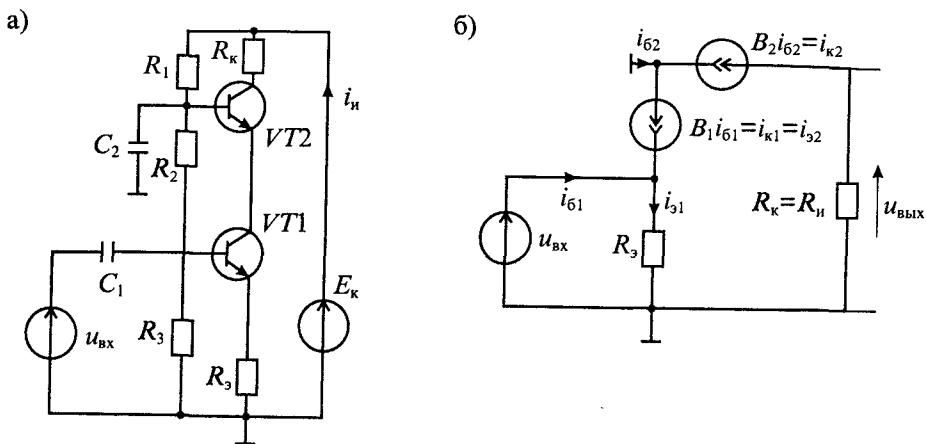


Рис. 18.12. Каскодный усилитель на биполярных транзисторах (а) и его схема замещения (б)

Как следует из схемы, ток коллектора транзистора VT1 равен току эмиттера транзистора VT2, поэтому

$$i_{k1} = i_{s2} = i_{k2} + i_{e2} = i_{k2} \frac{B_2 + 1}{B_2}. \quad (18.27)$$

Подставив значение i_{k1} (18.27) в формулу (18.26), получим

$$\frac{u_{вх}}{R_3} = \frac{i_{k2}}{B_1 B_2} (B_1 + 1)(B_2 + 1). \quad (18.28)$$

Выходное напряжение каскодного усилителя найдем по формуле

$$u_{вых} = -i_{k2} R_k = -\frac{u_{вх} B_1 B_2 R_k}{R_3 (B_1 + 1)(B_2 + 1)}, \quad (18.29)$$

откуда получим значение коэффициента усиления по напряжению

$$K_u = -\frac{R_k}{R_3} \frac{B_1 B_2}{(B_1 + 1)(B_2 + 1)}. \quad (18.30)$$

При выполнении условия $B_1 \approx B_2 \gg 1$ из формулы (18.30) найдем

$$K_u = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = -\frac{R_k}{R_3}. \quad (18.31)$$

Таким образом, усиление каскодного усилителя такое же, как усиление однокаскадного усилителя по схеме с общим эмиттером (см. уравнение (18.21)). Тем не менее каскодный усилитель имеет ряд преимуществ по сравнению с однокаскадным усилителем:

- первый каскад работает в режиме короткого замыкания коллектора через эмиттерный переход VT2 и емкость C2 на общий провод (землю);
- в связи с этим входное сопротивление каскодного усилителя такое же, как в эмиттерном повторителе: $R_{вх} = R_3(1 + B_1)$;

- кроме этого, нейтрализуется обратная связь через проходную емкость Cкб2;
- выходное сопротивление каскода большое (как у повторителя тока) и не зависит от параметров входной цепи.

Перечисленные достоинства каскодного усилителя обусловили его широкое применение для усиления сигналов высокой частоты. Для того чтобы не увеличивать напряжение питания каскодного усилителя по сравнению с однокаскадным, обычно используют параллельное включение транзисторов VT1 и VT2 по постоянному току, как показано на рис. 18.13.

Дифференциальные усилители. Дифференциальным усилителем называют усилитель, предназначенный для усиления разности двух входных сигналов. Дифференциальный усилитель будет идеальным, если выходной сигнал зависит только от разности входных сигналов и не зависит от их уровня. Базовая схема дифференциального усилителя изображена на рис. 18.14 а. Она состоит из двух транзисторов VT1 и VT2, в коллекторных цепях которых включены сопротивления Rк. Выходной сигнал можно снимать с одного из коллекторов транзисторов VT1 или VT2 или между коллекторами.

На входах дифференциального усилителя могут действовать два вида сигналов: синфазные и противофазные (дифференциальные). Синфазные сигналы подаются на оба входа усилителя одновременно, а дифференциальные сигналы прикладываются между входами. Если на оба входа действуют одновременно оба вида сигналов, то

$$u_{вх1} = u_{сф} + u_{диф}; \quad u_{вх2} = u_{сф} - u_{диф}, \quad (18.32)$$

откуда получаем, что

$$u_{сф} = (u_{вх1} + u_{вх2})/2; \quad u_{диф} = (u_{вх1} - u_{вх2})/2. \quad (18.33)$$

Схема замещения дифференциального усилителя для дифференциального сигнала приведена на рис. 18.14 б. Из уравнения (18.33) видно, что к базам транзисторов VT1 и VT2 сигналы приложены в противофазе и, следовательно, токи транзисторов в сопротивлении R1 взаимно компенсируются. Поэтому в схеме замещения, приведенной на рис. 18.14 б, оставлены только сопротивления R3. Анализ этой схемы замещения позволяет определить коэффициент усиления дифференциального усилителя для дифференциального сигнала:

$$u_{ввых} = u_{ввых2} - u_{ввых1}, \quad (18.34)$$

где

$$u_{ввых1} = -\frac{R_k}{R_3 + r_3} u_{вх1}; \quad (18.35)$$

$$u_{ввых2} = -\frac{R_k}{R_3 + r_3} u_{вх2}.$$

Подставив значения (18.35) в формулу (18.34), найдем

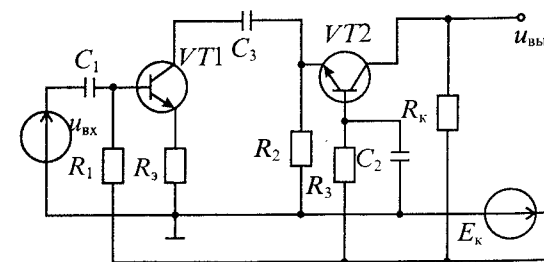


Рис. 18.13. Каскодный усилитель с параллельным питанием

$$u_{\text{вых}} = \frac{R_k}{R_3 + r_3} (u_{\text{вх}2} - u_{\text{вх}1}) = 2u_{\text{диф}} \frac{R_k}{R_3 + r_3},$$

откуда определим коэффициент усиления для дифференциального сигнала:

$$K_{\text{и.диф}} = \frac{u_{\text{вых}}}{2u_{\text{диф}}} = \frac{R_k}{R_3 + r_3}. \quad (18.36)$$

Формула (18.36) показывает, что усиление дифференциального сигнала такое же, как в однокаскадном усилителе (18.22).

Схема замещения дифференциального усилителя для синфазного сигнала приведена на рис. 18.14 в. Из этой схемы видно, что к базам транзисторов VT1 и VT2 приложен один и тот же сигнал $u_{\text{сф}}$. Для синфазного сигнала схем дифференциального усилителя распадается на два изолированных каскада.

в эмиттерах которых включены сопротивления $R_3 + 2R_1$. Если схема полностью симметричная, то

$$u_{\text{вых}1} = u_{\text{вых}2} = \frac{R_k}{R_3 + r_3 + 2R_1} u_{\text{сф}}. \quad (18.37)$$

В результате получаем, что $u_{\text{вых.сф}} = u_{\text{вых}1} - u_{\text{вых}2} = 0$, т. е. синфазный сигнал на выходе отсутствует.

Если выходной сигнал снимается только с одного выхода, например, с транзистора VT2, то выходное напряжение для синфазного сигнала определяется формулой (18.37).

Для оценки качества дифференциального усилителя пользуются понятием коэффициента ослабления синфазного сигнала $K_{\text{осс}}$, который определяют отношением коэффициентов усиления дифференциального и синфазного сигналов:

$$K_{\text{осс}} = \frac{K_{\text{и.диф}}}{K_{\text{и.сф}}}. \quad (18.38)$$

Для полностью симметричного дифференциального усилителя с симметричным входом и симметричным выходом коэффициент усиления синфазного сигнала равен нулю, поэтому $K_{\text{осс}} = \infty$. Если дифференциальный усилитель имеет несимметричный выход, как показано на рис. 18.14 в, то в соответствии с формулами (18.36) и (18.37) найдем значение $K_{\text{осс}}$:

$$K_{\text{осс}} = \frac{R_k \cdot (2R_1 + R_3 + r_3)}{2(R_3 + r_3) \cdot R_k} = \frac{2R_1 + R_3 + r_3}{2(R_3 + r_3)} \approx \frac{R_1}{R_3}. \quad (18.39)$$

Здесь учтено, что для схемы с несимметричным выходом коэффициент усиления дифференциального сигнала имеет значение $K_{\text{и.диф}}/2$.

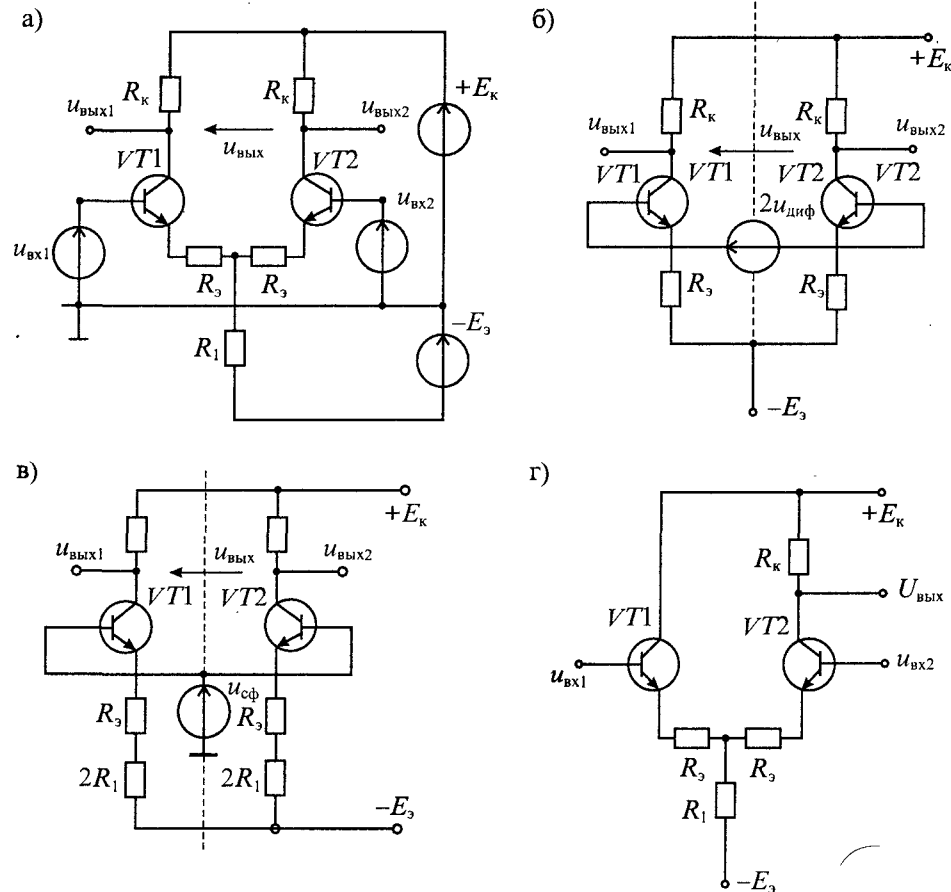


Рис. 18.14. Базовая схема дифференциального усилителя (а), схема замещения для дифференциального сигнала (б), схема замещения для синфазного сигнала (в) и дифференциальный усилитель с несимметричным выходом (г)

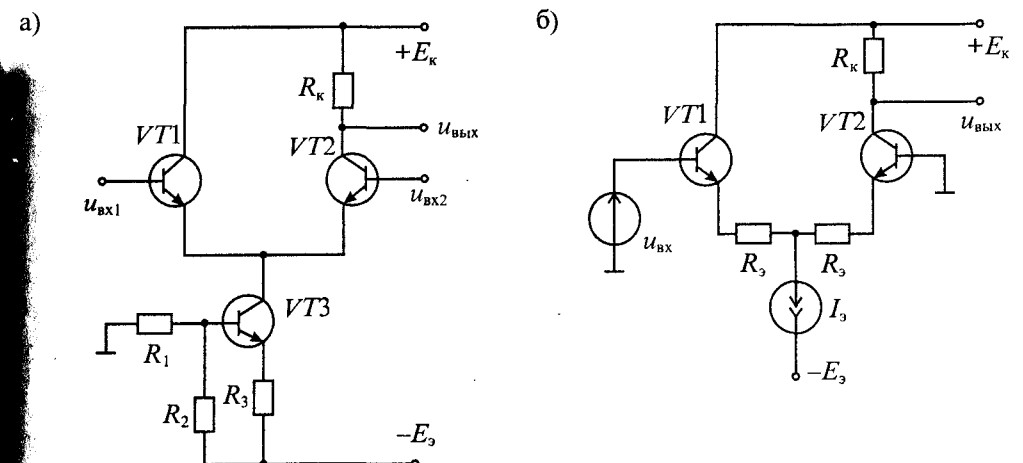


Рис. 18.15. Схема дифференциального усилителя с транзисторным генератором тока (а) и дифференциальный усилитель с несимметричным входом (б)

В справочной литературе значение K_{occ} обычно приводится в децибелах и рассчитывается по формуле

$$K_{\text{occ}}(\text{дБ}) = 20 \lg K_{\text{occ}}. \quad (18.40)$$

Для реальных дифференциальных усилителей $K_{\text{occ}} = 40 \dots 160$ дБ.

Для увеличения K_{occ} целесообразно вместо сопротивления R_1 использовать источник тока. Схема ДУ с транзисторным источником тока приведена на рис. 18.15 а. Дифференциальный усилитель может работать и с несимметричными входными сигналами, как показано на рис. 18.15 б.

Лекция 19. Предельная чувствительность и шумы электронных усилителей

Источники шумов. Источниками шумов усилителей являются резистивные элементы, а также различные усилительные приборы: транзисторы, электронные лампы, диоды и др. Выбор транзистора или лампы для высокочувствительного усилителя зависит от двух параметров: их собственных шумов и входного сопротивления. Собственные шумы входного каскада усилителя определяют его чувствительность, а входное сопротивление — условия согласования с источником сигнала.

Собственные шумы резистивных элементов зависят от их сопротивления R или проводимости G и определяются по формуле Найквиста:

$$\bar{U}_{\text{ш}} = \sqrt{4kTR\Delta f}, \quad \bar{I}_{\text{ш}} = \sqrt{4kTG\Delta f}, \quad (19.1)$$

где $\bar{U}_{\text{ш}}$ и $\bar{I}_{\text{ш}}$ — среднеквадратичные значения напряжения и тока шума, соответственно; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура в К; $R = G^{-1}$ сопротивление в омах; Δf — полоса частот в герцах.

Так, например, источник сигнала с внутренним сопротивлением $R_{\text{и}} = 10$ кОм при температуре $T = 300$ К и полосе частот $\Delta f = 10$ кГц имеет напряжение шума

$$\bar{U}_{\text{ш,и}} = 1,3 \cdot 10^{-10} \sqrt{R_{\text{и}} \Delta f} = 1,3 \cdot 10^{-6} \text{ В} = 1,3 \text{ мкВ}.$$

Мощность тепловых шумов сопротивления не зависит от значения сопротивления и определяется по формуле

$$P_{\text{ш}} = \bar{I}_{\text{ш}}^2 R_{\text{и}} = \frac{\bar{E}_{\text{ш}}^2}{R_{\text{и}}} = 4kT\Delta f. \quad (19.2)$$

В полосе частот $\Delta f = 10$ кГц мощность тепловых шумов равна

$$P_{\text{ш}} = 1,6 \cdot 10^{-20} \cdot 10^4 = 1,6 \cdot 10^{-16} \text{ Вт}.$$

В транзисторах и электронных лампах действуют три основных вида шумов: 1) полный дробовый шум, вызываемый током утечки управляющего электрода

(затвора транзистора или сетки лампы), 2) дробовый шум анодного тока лампы или тепловой шум проводящего канала транзистора, 3) генерационно-рекомбинационный шум транзистора или шум мерцания катода лампы (фликкер-шум).

Ток дробового шума управляющего электрода определяется выражением

$$\bar{i}_{\text{ш}}^2 = 2qI_0 \Delta f, \quad (19.3)$$

где I_0 — ток управляющего электрода; $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона, Δf — полоса частот.

В электронных лампах, которые работают с отрицательным напряжением смещения на сетке, ток утечки сетки имеет значение $10^{-10} \dots 10^{-16}$ А. В полевых транзисторах с управляющим p - n -переходом ток утечки лежит в пределах $10^{-8} \dots 10^{-11}$ А. В полевых транзисторах с изолированным затвором ток утечки затвора очень мал и составляет $10^{-13} \dots 10^{-15}$ А. В биполярных транзисторах ток базы сравнительно велик и лежит в пределах $10^{-6} \dots 10^{-8}$ А.

Тепловой шум проводящего канала транзистора и дробовый шум анодного тока лампы приблизительно равны шуму, создаваемому сопротивлением $R_{\text{жк}}$, и напряжение теплового шума определяется выражением

$$\bar{e}_{\text{т}}^2 = 4kTR_{\text{жк}} \Delta f. \quad (19.4)$$

Генерационно-рекомбинационный шум транзистора и шум мерцания катода лампы имеют зависимость вида $1/f$. Полное напряжение шума определяется по формуле:

$$\bar{e}_{\text{ш}}^2 = e_{\text{т}}^2 (1 + f_0/f). \quad (19.5)$$

Выражение (19.5) показывает, что напряжение шума растет при понижении частоты и на частоте f_0 напряжение тепловых шумов (19.4) становится равным напряжению низкочастотных шумов.

Коэффициент шума усилителя. Для оценки шумовых свойств ламп, транзисторов и усилителей в целом можно пользоваться эквивалентным напряжением шумов, эквивалентным сопротивлением шумов или коэффициентом шума. Наиболее универсальным шумовым параметром является коэффициент шума, который позволяет определять и сравнивать по единой методике шумовые свойства транзисторов, ламп и усилителей в зависимости от частоты, внутреннего сопротивления источника сигнала и др.

Расчет коэффициента шума усилителя можно производить с помощью эквивалентных генераторов шума холостого хода и короткого замыкания. Эта методика основана на замене шумящего усилителя нешумящим, на входе которого включены генераторы шумового тока $\bar{i}_{\text{ш}}$ и напряжения $\bar{e}_{\text{ш}}$. Схема такой замены приведена на рис. 19.1.

Такой подход имеет определенные преимущества, поскольку величины эквивалентных входных шумов могут быть измерены. Коэффициент шума и оптимальное сопротивление источника сигнала также можно выразить через эти два параметра. Значения $\bar{e}_{\text{ш}}$ и $\bar{i}_{\text{ш}}$ можно определить независимо друг от друга. Для определения $\bar{e}_{\text{ш}}$ выходной шум усилителя при коротком замыкании на входе

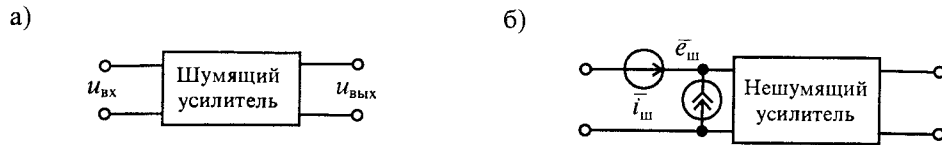


Рис. 19.1. Эквивалентная схема шумящего (а) и нешумящего (б) усилителя

сравнивается с выходным напряжением, производимым малым известным входным напряжением. Для определения $\bar{i}_{ш}$ выходной шум усилителя при разомкнутом входе сравнивается с выходным напряжением, производимым малым известным током на входе. Оба источника $\bar{e}_{ш}$ и $\bar{i}_{ш}$ могут быть введены в схему усилителя с обратной связью без изменения значения. По этой причине значения шумовых генераторов почти не зависят от схемы включения транзистора или лампы, а определяются только их типом и режимом работы.

Коэффициент шума усилителя определяется отношением полной мощности шумов $P_{ш.вых}$ на выходе усилителя (исключая шумы нагрузки) к той части шумов на выходе, которая вызвана тепловыми шумами сопротивления источника сигнала $P_{ш.вх.ш}$:

$$F_{ш} = \frac{P_{ш.вых}}{P_{ш.вх.ш}} = \frac{(P_{ш.ш} + P_{ш.у})K_p}{P_{ш.ш}K_p} = 1 + \frac{P_{ш.у}}{P_{ш.ш}}, \quad (19.6)$$

где $P_{ш.ш} = 4kT\Delta f$ — мощность шумов сопротивления источника сигнала, $P_{ш.у}$ — мощность шумов усилителя на входе, K_p — коэффициент усиления по мощности.

Мощность шумов на входе усилителя можно определить по формуле

$$P_{ш.у} = 1 + \frac{1}{4kT\Delta f} (\bar{i}_{ш}^2 R_{ш} + \frac{e_{ш}^2}{R_{ш}} + 2\rho \bar{e}_{ш} \bar{i}_{ш}), \quad (19.7)$$

где $0 \leq \rho \leq 1$ — коэффициент корреляции шумов $\bar{e}_{ш}$ и $\bar{i}_{ш}$; если источники шумов $\bar{e}_{ш}$ и $\bar{i}_{ш}$ независимы, то $\rho = 0$, при их тесной взаимной зависимости $\rho = 1$.

Из формулы (19.7) можно определить оптимальное сопротивление источника сигнала, при котором коэффициент шума становится минимальным:

$$\partial F_{ш} / \partial R_{ш} = 0,$$

откуда

$$R_{ш.опт} = \frac{\bar{e}_{ш}}{\bar{i}_{ш}} \quad \text{и} \quad F_{ш.мин} = 1 + (1 + \rho) \frac{\bar{e}_{ш} \bar{i}_{ш}}{2kT\Delta f}. \quad (19.8)$$

Определение коэффициента корреляции шумов ρ можно производить по формуле (19.8), измеряя значение $F_{ш.мин}$ при оптимальном сопротивлении источника сигнала $R_{ш.опт}$. Если же сопротивление источника сигнала сделать много больше или много меньше оптимального значения, то коэффициент шума будет зависеть только от одного из двух генераторов шума. Для каждого сопротивления источника сигнала можно определить коэффициент шума, пользуясь вычисленными или измеренными значениями $\bar{e}_{ш}$ и $\bar{i}_{ш}$ по формуле (19.7).

Поскольку для транзисторов и электронных ламп корреляция шумов $\bar{e}_{ш}$ и $\bar{i}_{ш}$ весьма мала, то $\rho \approx 0$, и коэффициент шума можно определять по формуле

$$F_{ш} = 1 + \frac{\bar{u}_{ш}^2}{4kTR_{ш}\Delta f}, \quad (19.9)$$

где $\bar{u}_{ш}^2 = \bar{e}_{ш}^2 + \bar{i}_{ш}^2 R_{ш}^2$ — напряжение шума, приведенное к входу усилителя.

В справочной литературе обычно приводятся значения полного напряжения шума $u_{ш}$ при заданном сопротивлении источника сигнала или коэффициент шума $F_{ш.мин}$. Типовые зависимости коэффициента шума от частоты и сопротивления источника сигнала приведены на рис. 19.2. Если известно значение коэффициента шума усилителя (или входного транзистора), то при заданном значении сопротивления $R_{ш}$ источника сигнала можно определить напряжение шума, приведенное ко входу усилителя по формуле

$$\bar{u}_{ш} = \sqrt{4kTR_{ш}\Delta f(F_{ш} - 1)}. \quad (19.10)$$

Для нешумящего усилителя $u_{ш} = 0$, что соответствует минимальному значению коэффициента шума $F_{ш} = 1$. Обычно коэффициент шума оценивают в децибелах, поэтому для нешумящего усилителя $F_{ш} = 0$ дБ.

Предельная чувствительность усилителя. Предельную чувствительность усилителя принято оценивать отношением сигнал-шум:

$$\frac{C}{Ш} = \frac{\bar{U}_{ш}^2}{\bar{U}_{ш}^2}, \quad (19.11)$$

где $\bar{U}_{ш}$ — действующее значение напряжения источника сигнала, $\bar{U}_{ш}$ — среднеквадратичное (действующее) значение напряжения шума.

Принято считать, что минимальный уровень сигнала $\bar{U}_{ш.мин}$ определяется из условия

$$C/Ш = 1, \quad \text{т. е.} \quad \bar{U}_{ш.мин}^2 = \bar{U}_{ш}^2, \quad \text{или} \quad \bar{U}_{ш.мин} = \bar{U}_{ш}.$$

Отсюда следует, что без усилителя минимально различимый сигнал определяется напряжением шума сопротивления источника, т. е. $\bar{U}_{ш.мин} = \bar{U}_{ш.ш}$.

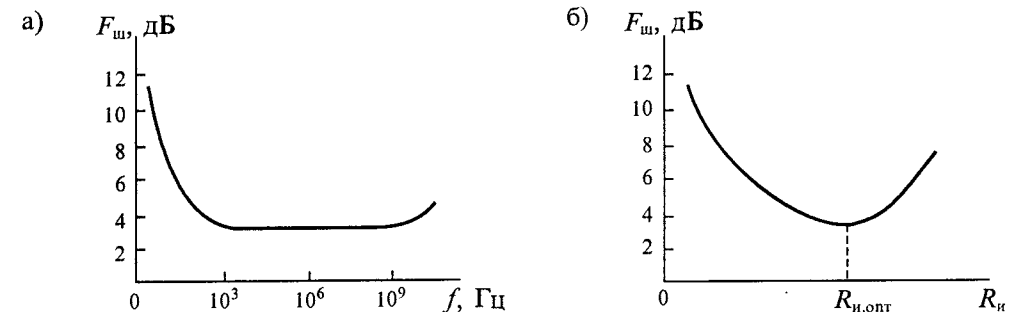


Рис. 19.2. Типовые зависимости коэффициента шума от частоты (а) и сопротивления источника сигнала (б)

Шум усилителя изменяет отношение $(C/Ш)_{вх}$ на отношение $(C/Ш)_{вых}$. Это изменение отношения сигнала и шума оценивают при помощи коэффициента шума, рассмотренного выше:

$$F_{ш} = \frac{(C/Ш)_{вх}}{(C/Ш)_{вых}} = \frac{\bar{U}_{ш.вх}^2 / \bar{U}_{ш.вх.вых}^2}{\bar{U}_{ш.вх}^2 / \bar{U}_{ш.вх.вых}^2} = \frac{\bar{U}_{ш.вх.вых}^2}{\bar{U}_{ш.вх}^2}, \quad (19.12)$$

где $\bar{U}_{ш.вх.вых}^2 = \bar{U}_{ш.вх}^2 + \bar{U}_{ш.у}^2$ — мощность шума на выходе усилителя, $\bar{U}_{ш.вх}^2 = 4kTR_{и}\Delta f$ — мощность шума сопротивления источника сигнала. После подстановки значений $\bar{U}_{ш.вх.вых}^2$ и $\bar{U}_{ш.вх}^2$ получим

$$F_{ш} = \frac{\bar{U}_{ш.вх}^2 + \bar{U}_{ш.у}^2}{\bar{U}_{ш.вх}^2} = 1 + \frac{\bar{U}_{ш.у}^2}{\bar{U}_{ш.вх}^2} = 1 + \frac{\bar{U}_{ш.у}^2}{4kTR_{и}\Delta f}, \quad (19.13)$$

что совпадает с уравнением (19.9).

Найдем отношение сигнал — шум на выходе усилителя, пользуясь уравнением (19.12)

$$\left(\frac{C}{Ш}\right)_{вых} = \frac{\bar{U}_{и}^2}{\bar{U}_{ш.вх.вых}^2} = \frac{\bar{U}_{и}^2}{\bar{U}_{ш.вх}^2 F_{ш}} = \frac{\bar{U}_{и}^2}{4kTR_{и}\Delta f F_{ш}}. \quad (19.14)$$

Для определения минимально допустимого сигнала источника положим, что $(C/Ш)_{вых} = 1$ и из уравнения (19.14) найдем:

$$\bar{U}_{и.мин} = \sqrt{4kTR_{и}\Delta f F_{ш}}. \quad (19.15)$$

Уравнение (19.15) определяет предельную чувствительность усилителя в виде уровня минимального входного сигнала источника, при котором на выходе усилителя выполняется условие равенства напряжения сигнала напряжению шума. Из этого уравнения следует, что при расширении полосы пропускания усилителя и увеличения его коэффициента шума предельная чувствительность усилителя ухудшается.

Построение малошумящих усилителей. При построении малошумящих усилителей приходится решать несколько проблем:

- выбор усилительного элемента: биполярный или полевой транзистор, электронная лампа, операционный усилитель и др.;
- выбор режима работы усилительного элемента: напряжения питания, тока коллектора или стока и др.;
- возможность согласования сопротивления источника сигнала по шумам.

Рассмотрим построение малошумящих усилителей на биполярных транзисторах. Схема усилителя на биполярном транзисторе с учетом источников шума приведена на рис. 19.3 а. На этой схеме транзистор предполагается нешумящим, а его шум учтены источниками $\bar{e}_{ш}$ и $\bar{i}_{ш}$, включенными в цепь базы.

Эту схему можно заменить эквивалентной, если пересчитать источник тока шума $\bar{i}_{ш}$ в источник напряжения шума $\bar{i}_{ш}R_{и}$, включенный последовательно с $\bar{e}_{ш}$, как показано на рис. 19.3 б. Если считать, что эти источники взаимно независимы, то полное напряжение шума будет равно напряжению $u_{ш} = \sqrt{\bar{e}_{ш}^2 + (\bar{i}_{ш}R_{и})^2}$, источник которого включен в схему замещения, приведенную на рис. 19.3 в.

Очевидно, что при малом сопротивлении источника сигнала $R_{и} \rightarrow 0$, преобладает источник напряжения шума $\bar{e}_{ш}$, а при большом сопротивлении $R_{и} \rightarrow \infty$ будет преобладать источник тока шума $\bar{i}_{ш}$.

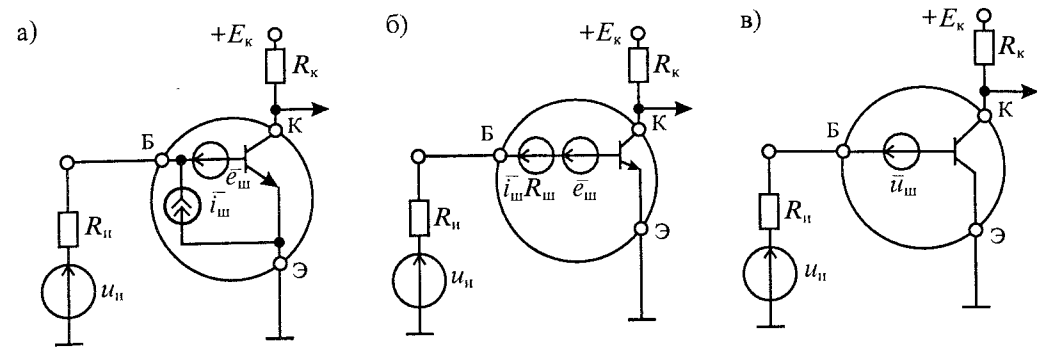


Рис. 19.3. Моделирование шумящего биполярного транзистора (а), замена источника тока шума (б) и результирующий источник напряжения шума (в)

Для биполярного транзистора спектральная плотность напряжения шума $e_{ш}$ определяется двумя составляющими: тепловым шумом сопротивления базы r_b и дробовым шумом коллекторного тока I_k , протекающим через сопротивление эмиттера r_s , т. е.

$$\bar{e}_{ш}^2 = 4kTr_b + 2qI_k r_s^2, \quad (19.16)$$

где $r_s = \phi_t / I_k$, а $\phi_t = kT/q$. Подставив значения r_s в формулу (19.16), получим напряжение источника шума

$$\bar{e}_{ш}^2 = \sqrt{4kTr_b + \frac{2kT^2}{qI_k}}. \quad (19.17)$$

Таким образом, первый член в формуле (19.17) не зависит от тока коллектора, а второй убывает с ростом тока I_k . График зависимости напряжения $\bar{e}_{ш}$ от тока коллектора приведен на рис. 19.4 а. В связи с этим для снижения $\bar{e}_{ш}$ целесообразно повышать ток коллектора до значения 0,1...2 мА.

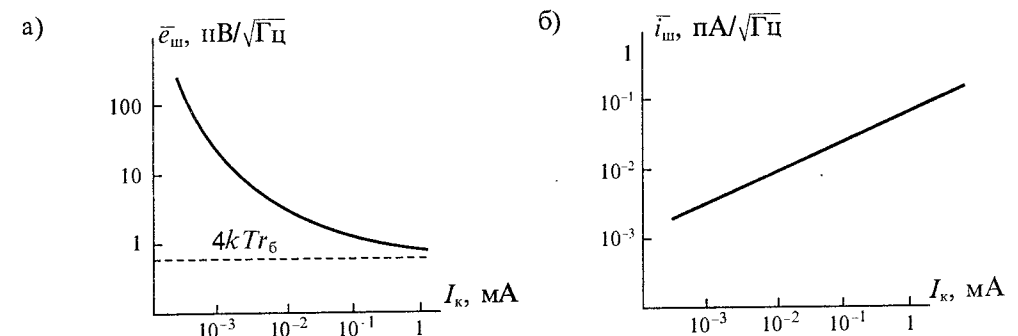


Рис. 19.4. Графики зависимостей напряжения шума (а) и тока шума (б) от тока коллектора для биполярного транзистора

Ток шума $\bar{i}_{ш}$ биполярного транзистора порождается дробовым эффектом коллекторного тока и определяется формулой

$$\bar{i}_{ш} = \sqrt{2qI_k} \quad (19.18)$$

Очевидно, что ток шума растет с ростом тока коллектора, как показано на рис. 19.4 б.

Поскольку $\bar{e}_{ш}$ уменьшается, а $\bar{i}_{ш}R_n$ растет с ростом тока коллектора, то при заданном значении R_n можно найти оптимальный ток коллектора $I_{к.опт}$, который соответствует минимуму напряжения шума $\bar{u}_{ш.мин}$, как показано на рис. 19.5.

Согласование усилителя с источником сигнала по шумам. Наиболее высокую чувствительность имеют усилители при согласовании источника сигнала с шумящим усилителем через входной трансформатор. Схема подключения источника сигнала u_n с внутренним сопротивлением R_n к усилителю с входным сопротивлением $R_{вх}$ через согласующий трансформатор приведена на рис. 19.6 а.

При анализе этой схемы будем полагать, что входная емкость усилителя сравнительно мала, а собственные сопротивления обмоток трансформатора и усилителя учтены в эквивалентных источниках $e_{ш}$ и $i_{ш}$. Также делается допущение, что входной трансформатор T_p является идеальным и имеет коэффициент трансформации n . Такое допущение справедливо, если сопротивление первичной обмотки трансформатора незначительно по сравнению с внутренним сопротивлением источника сигнала, а сопротивление вторичной обмотки трансформатора значительно меньше приведенного к вторичной обмотке сопротивления источника сигнала.

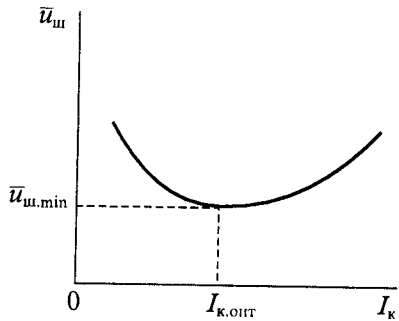


Рис. 19.5. Зависимость результирующего напряжения шума от тока коллектора

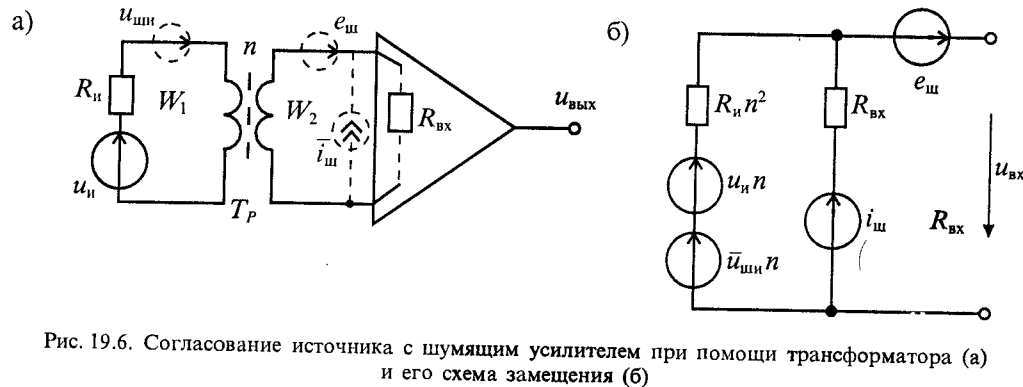


Рис. 19.6. Согласование источника с шумящим усилителем при помощи трансформатора (а) и его схема замещения (б)

Схема входной цепи с приведенными к вторичной обмотке источниками сигнала и шума представлена на рис. 9.6 б. Напряжение сигнала на входе усилителя

$$U_{и.вх} = \frac{U_n n R_{вх}}{R_{вх} + n^2 R_n} \quad (19.19)$$

Напряжение шума на входе усилителя

$$\bar{U}_{ш.вх}^2 = \bar{e}_{ш}^2 + \left(\frac{\bar{U}_{шн} n R_{вх}}{R_{вх} + n^2 R_n} \right)^2 + \left(\frac{\bar{i}_{ш} R_{вх} R_n n^2}{R_{вх} + n^2 R_n} \right)^2 \quad (19.20)$$

Отношение сигнал—шум на входе усилителя определяется уравнением

$$\left(\frac{C}{Ш} \right)_{вх} = \frac{U_{и.вх}}{\bar{U}_{ш.вх}}$$

Предельную чувствительность усилителя можно определить, если положить отношение $C/Ш=1$, т. е. $U_{и.вх} = \bar{U}_{ш.вх}$. Подставив значения (19.19) и (19.20), получим уравнение

$$\frac{U_n n R_{вх}}{R_{вх} + n^2 R_n} = \left[\bar{e}_{ш}^2 + \left(\frac{\bar{U}_{шн} n R_{вх}}{R_{вх} + n^2 R_n} \right)^2 + \left(\frac{\bar{i}_{ш} R_{вх} R_n n^2}{R_{вх} + n^2 R_n} \right)^2 \right]^{1/2}$$

откуда найдем

$$U_{и.мин}^2 = \bar{U}_{шн}^2 + n^2 R_n^2 \bar{i}_{ш}^2 + \bar{e}_{ш}^2 \left(n \frac{R_n}{R_{вх}} + \frac{1}{n} \right)^2 \quad (19.21)$$

Первый член в уравнении (19.21) определяет абсолютный нижний предел минимального входного сигнала, так как он представляет собой напряжение тепловых шумов источника сигнала в полосе пропускания усилителя. Два других члена выражения (19.21) определяют снижение предельной чувствительности усилителя за счет его собственных шумов.

Выбор оптимального коэффициента трансформации позволяет повысить чувствительность усилителя и снизить минимальный усиливаемый сигнал. Для определения $n_{опт}$ продифференцируем уравнение (19.21) по n

$$\frac{\partial U_{и.мин}}{\partial n} = 0,$$

откуда найдем

$$n_{опт} = \left[\frac{R_{вх}}{R_n} \left(\frac{\bar{e}_{ш}^2}{\bar{e}_{ш}^2 + \bar{i}_{ш}^2 R_{вх}^2} \right)^{1/2} \right]^{1/2} \quad (19.22)$$

Уравнение (19.22) позволяет при заданном значении собственных шумов усилителя определить оптимальный коэффициент трансформации. Подставляя значение (19.22) в уравнение (19.21), найдем минимальный усиливаемый сигнал (19.23)

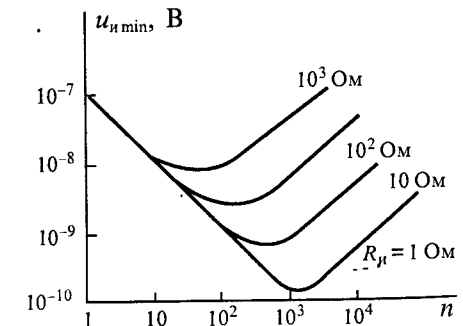


Рис. 19.7. Зависимость минимального входного напряжения от коэффициента трансформации

$$u_{\text{и min}}^2 = U_{\text{ши}}^2 + 2e_{\text{ш}}^2 \frac{R_{\text{и}}}{R_{\text{вх}}} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{i_{\text{ш}}^2 R_{\text{вх}}^2}{e_{\text{ш}}^2}} \right). \quad (19.23)$$

На рис. 19.7 приведены графики минимального усиливаемого сигнала при различных значениях коэффициента трансформации и сопротивления источника сигнала. Так, например, если входной трансформатор имеет коэффициент трансформации $n=140$ и сопротивление источника сигнала $R_{\text{и}}=100$ Ом, то минимальный усиливаемый сигнал составляет $U_{\text{и min}}=3,7$ нВ.

Лекция 20. Активные фильтры

Особенности и назначение активных фильтров. Активный фильтр представляет собой четырехполюсник, содержащий пассивные RC -цепи и активные элементы: транзисторы, электронные лампы или операционные усилители. Активные фильтры обычно не содержат катушек индуктивности. Стремление исключить катушки индуктивности из фильтра вызвано рядом причин: 1) катушки индуктивности имеют большие габариты и массу; 2) потери в катушках приводят к отклонению расчетных характеристик фильтра от реальных значений; 3) в катушках рассеивается большая мощность; 4) в катушках с сердечником проявляется нелинейный эффект, связанный с насыщением сердечника. Активные фильтры можно реализовать на повторителях напряжения, на операционных усилителях, на усилителях с ограниченным усилением и др.

Пассивные частотные фильтры, обычно рассматриваемые в курсе электротехники, выполняются на LC - или на RC -цепях без применения усилительных активных элементов. Такие фильтры не требуют источников питания и имеют простое исполнение, однако они не обеспечивают хорошего разделения полосы пропускания от полосы затухания; в области пропускания и затухания могут наблюдаться большие неравномерности передаточной характеристики; очень сложно выполнить условие согласования фильтра с нагрузкой.

В отличие от пассивных, активные фильтры обеспечивают более качественное разделение полос пропускания и затухания. В них сравнительно просто можно регулировать неравномерности частотной характеристики в области пропускания и затухания, не предъявляется жестких требований к согласованию нагрузки с фильтром. Все эти преимущества активных фильтров обеспечили им самое широкое применение.

Классификация активных фильтров. Активные фильтры можно разделить на группы по различным признакам: назначению, полосе пропускаемых частот, типу усилительных элементов, виду обратных связей и др. По полосе пропускаемых частот фильтры делятся на четыре основные группы: нижних частот, верхних частот, полосовые и заграждающие. Фильтры нижних частот пропускают сигналы от постоянного напряжения до некоторой предельной частоты, называемой частотой среза фильтра. Фильтры верхних частот, наоборот, пропускают сигналы,

начиная с частоты среза и выше. Полосовые фильтры пропускают сигналы в некоторой полосе частот от f_1 до f_2 , а заграждающие фильтры имеют характеристику, противоположную полосовым, и пропускают сигналы с частотой ниже f_1 и выше f_2 . Как полосовые, так и заграждающие фильтры могут иметь гребенчатую частотную характеристику, в которой будет несколько полос пропускания и затухания.

По назначению фильтры делятся на сглаживающие фильтры источников питания, заграждающие фильтры помех, фильтры для селективных усилителей низкой или высокой частоты и др.

По типу усилительных элементов можно выделить транзисторные фильтры, фильтры на усилителях с ограниченным усилением, на операционных усилителях, на повторителях напряжения и др. Все рассмотренные фильтры могут иметь одну цепь обратной связи или несколько. В связи с этим различают фильтры с одноконтурной и с многоконтурной обратной связью. Кроме этого, различают фильтры по числу полосов на частотной характеристике — фильтры первого порядка, второго и более высоких порядков. Фильтры высоких порядков имеют более крутые границы полос пропускания и затухания и более плоскую характеристику в области полосы пропускания. К таким фильтрам относятся фильтры Чебышева, Баттерворта, Бесселя и др.

Широкие возможности активных RC -фильтров связаны с использованием в них активных элементов. Цепи, содержащие только сопротивления и емкости, имеют полюсы передаточной функции на отрицательной действительной полуоси комплексной плоскости $p=c+j\omega$, что ограничивает возможности создания фильтров. В отличие от пассивных, активные RC -фильтры (ARC -фильтры) могут иметь полюсы в любой части комплексной плоскости. Однако схемы с полюсами в правой полуплоскости неустойчивы, поэтому в активных фильтрах используются только те схемы, полюсы передаточной функции которых располагаются в левой полуплоскости или на оси $j\omega$.

Активные фильтры на операционных усилителях с одноконтурной обратной связью. Схема активного фильтра на ОУ с одноконтурной обратной связью приведена на рис. 20.1. Она состоит из двух пассивных четырехполюсников A и B и операционного инвертирующего усилителя ОУ. Четырехполюсник A включен между входом фильтра и входом операционного усилителя, а четырехполюсник B включен в цепи обратной связи между входом и выходом ОУ. При анализе схем будем считать ОУ идеальным и инвертирующим.

Передаточную функцию для схемы, приведенной на рис. 20.1, можно получить, используя уравнения четырехполюсников в Y -параметрах:

$$\begin{cases} I_{1a} = Y_{11a}U_{1a} + Y_{12a}U_{2a} \\ I_{2a} = Y_{21a}U_{1a} + Y_{22a}U_{2a}, \quad \text{где } Y_{12a} = Y_{21a} \end{cases} \quad (20.1)$$

и

$$\begin{cases} I_{1b} = Y_{11b}U_{1b} + Y_{12b}U_{2b} \\ I_{2b} = Y_{21b}U_{1b} + Y_{22b}U_{2b}, \quad \text{где } Y_{12b} = Y_{21b}, \end{cases} \quad (20.2)$$

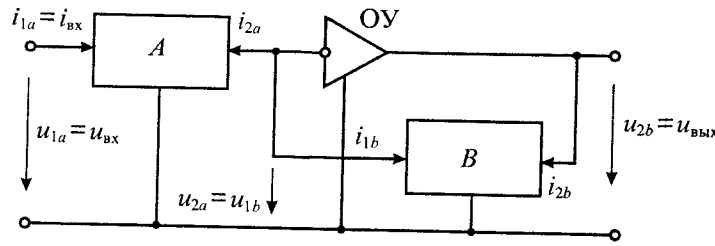


Рис. 20.1. Схема активного фильтра на ОУ с одноконтурной обратной связью

где $Y_{12} = \frac{I_1}{U_2}|_{U_1=0}$ — проводимость обратной передачи при коротком замыкании на входе, $Y_{21} = \frac{I_1}{U_2}|_{U_2=0}$ — проводимость прямой передачи при коротком замыкании на выходе.

Поскольку для идеального ОУ $u_{вх} = 0$ и $i_{вх} = 0$, то $u_{2a} = u_{1b} = 0$; $i_{2a} = -i_{1b}$ и уравнение (20.1) и (20.2) упрощаются и приводятся к виду

$$\begin{cases} I_{1a} = Y_{11a} U_{1a}, \\ I_{2a} = Y_{21a} U_{1a}, \end{cases} \quad \begin{cases} I_{1b} = Y_{12b} U_{2b}, \\ I_{2b} = Y_{22b} U_{2b}, \end{cases}$$

откуда получаем, что

$$Y_{12a} U_{1a} = -Y_{12b} U_{2b}. \quad (20.3)$$

Из уравнения (20.3) найдем коэффициент передачи фильтра по напряжению

$$K_u = \frac{U_{2b}}{U_{1a}} = -\frac{Y_{12a}}{Y_{12b}} = -\frac{Y_{21a}}{Y_{21b}}, \quad (20.4)$$

который определяется отношением передаточных проводимостей пассивных четырехполюсников A и B .

Так как четырехполюсники A и B пассивные, то их полюсы лежат на отрицательной части действительной полуоси комплексной плоскости p . Если обе цепи имеют одинаковые полюсы, то знаменатели функций Y_{12a} и Y_{12b} сократятся и их полюсы не будут влиять на коэффициент передачи фильтра. В этом случае полюсы передаточной функции (20.4) будут определяться нулями передаточной проводимости Y_{21b} . При этом, поскольку нули передаточной проводимости пассивной RC -цепи могут лежать в любой точке комплексной плоскости p , оказывается возможным реализовать цепь с коэффициентом передачи, имеющим комплексно-сопряженные полюсы, как для колебательного контура. Однако для обеспечения устойчивости схемы эти полюсы должны лежать в левой части комплексной плоскости, т. е. вещественная часть комплексного полюса должна быть отрицательной.

Подобным же образом можно утверждать, что нули коэффициента передачи (20.4) будут определяться нулями передаточной проводимости Y_{12a} и, следовательно, можно получить любые требуемые действительные или комплексно-сопряженные нули коэффициента передачи фильтра. Таким образом, активный RC -фильтр

с одноконтурной обратной связью в цепи идеального ОУ дает возможность получать коэффициент передачи практически с любыми нулями и полюсами.

Некоторые пассивные RC -цепи, используемые в активных фильтрах, приведены в табл. 20.1.

Фильтр нижних частот (ФНЧ) с одноконтурной обратной связью предназначен для выделения сигналов, частота которых ниже некоторой заданной частоты, называемой частотой среза фильтра. ФНЧ практически без ослабления пропускает сигналы в полосе частот от постоянного напряжения до частоты среза и ослабляет сигналы, частота которых выше частоты среза.

В зависимости от числа полюсов в передаточной характеристике ФНЧ делят на однополосные (первого порядка), двухполосные (второго порядка) и многополосные (высокого порядка). Схема ФНЧ первого порядка приведена на рис. 20.2 а. В этом фильтре четырехполюсник A выполнен на одном сопротивлении r_a , а четырехполюсник B содержит параллельно соединенные элементы r_b и C_b . Передаточная проводимость четырехполюсника A имеет значение $Y_{21a} = -g_a$, а четырехполюсника B — значение $Y_{21b} = -(g_b + j\omega C_b)$.

Коэффициент передачи ФНЧ по напряжению

$$K_u = \frac{Y_{21a}}{Y_{21b}} = -\frac{g_a}{g_b + j\omega C_b} = -\frac{K_0 \omega_c}{j\omega + \omega_c}, \quad (20.5)$$

где $K_0 = g_a/g_b$ — коэффициент передачи фильтра на постоянном напряжении, $\omega_c = g_b/C_b$ частота среза фильтра.

Модуль передаточной функции фильтра на синусоидальном сигнале равен

$$|K_u| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_c^2}}}, \quad (20.6)$$

а его график приведен на рис. 20.2 б, откуда видно, что на частоте среза фильтр вносит затухание, равное $0,707 K_0$ (или 3 дБ).

Коэффициент передачи ФНЧ второго порядка в общем случае определяется выражением

$$K_u = -\frac{K_0 \omega_c^2}{p^2 + \alpha \omega_c p + \omega_c^2}, \quad (20.7)$$

где K_0 — коэффициент передачи фильтра на постоянном напряжении, ω_c — частота среза фильтра, $\alpha = Q^{-1}$ — затухание фильтра, Q — его добротность. Выражение (20.7) имеет два полюса

$$p_{1,2} = -\frac{\alpha \omega_c}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\alpha \omega_c}{2}\right)^2 - \omega_c^2}. \quad (20.8)$$

откуда следует, что при $\alpha < 2$ полюсы коэффициента передачи будут комплексно-сопряженными, а при $\alpha > 2$ — вещественными. Амплитудно-частотные характеристики ФНЧ второго порядка для различных значений $\alpha \leq 2$ приведены на рис. 20.3 а. При $\alpha \rightarrow 0$ добротность $Q \rightarrow \infty$ и фильтр будет возбуждаться на частоте ω_c .

Практическая реализация ФНЧ второго порядка возможна при использовании в качестве четырехполюсников A и B звеньев 5 и 6 из табл. 20.1. Схема такого

Таблица 20.1

Пассивные четырехполюсники для активных фильтров

№	Схема цепи	Передачная проводимость Y_{21}	Параметры
1		$-g$	$g = r^{-1}$
2		$-C(p + \alpha)$	$\alpha = \frac{g}{C}$
3		pC	
4		$-\frac{gp}{p + \alpha}$	$\alpha = \frac{g}{C}$
5		$-\frac{g_1 g_2}{C(p + \alpha)}$	$\alpha = \frac{g_1 + g_2}{C}$
6		$-\frac{C_1^2(p^2 + \alpha p + \omega_0^2)}{p + \alpha}$	$\alpha = \frac{g_1 + g_2}{C_1}$ $\omega_0^2 = \frac{g_1 g_2}{C_1 C_2}$
7		$-\frac{p^2 C_1 C_2}{(C_1 + C_2)(p + \alpha)}$	$\alpha = \frac{g}{C_1 + C_2}$
8		$-\frac{C_1 C_2(p^2 + p \frac{\omega_0^2}{\alpha} + \omega_0^2)}{(C_1 + C_2)(p + \alpha)}$	$\alpha = \frac{g_1}{C_1 + C_2}$ $\omega_0^2 = \frac{g_1 g_2}{C_1 C_2}$
9		$-\frac{g_1 g_2 (p + \alpha_1) + p^2 C_1 C_2}{C_3 (p + \alpha_1)(p + \alpha_2)}$	$\alpha_1 = \frac{g_1 + g_2}{C_3}$ $\alpha_2 = \frac{g_3}{C_1 + C_2}$

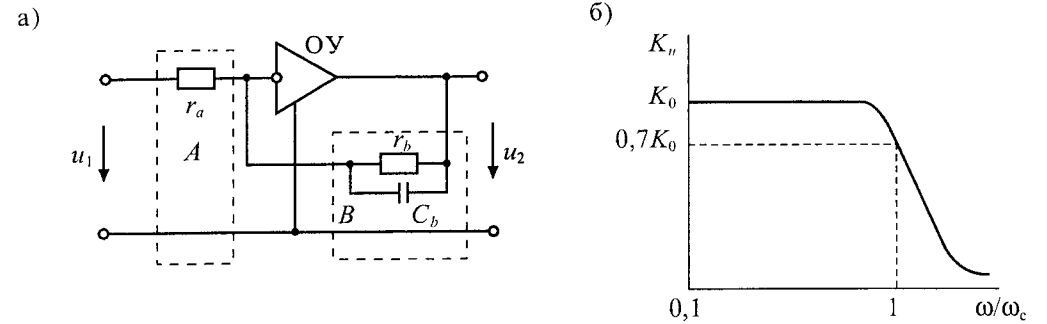


Рис. 20.2. Фильтр нижних частот с одноконтурной обратной связью первого порядка (а) и его амплитудно-частотная характеристика (б)

фильтра приведена на рис. 20.3 б. При этом в соответствии с табл. 20.1 частота среза определяется выражением

$$\omega_c = (r_{1b} r_{2b} C_{1b} C_{2b})^{-1/2},$$

добротность фильтра

$$Q = \alpha^{-1} = \left[\frac{C_{2b} (r_{1b} + r_{2b})^2}{C_{1b} r_{1b} r_{2b}} \right]^{-1/2},$$

а коэффициент передачи на постоянном напряжении

$$K_0 = \frac{r_{1b} + r_{2b}}{r_{1a} + r_{2a}}.$$

Фильтр верхних частот (ФВЧ) с одноконтурной обратной связью предназначен для выделения сигналов, частота которых выше некоторой заданной частоты, называемой частотой среза фильтра. ФВЧ практически без ослабления пропускает сигналы выше частоты среза и ослабляет сигналы с частотой ниже частоты среза.

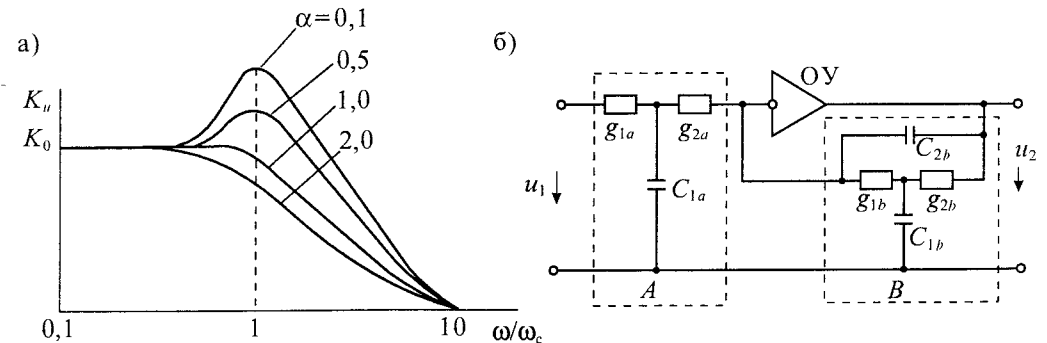


Рис. 20.3. Амплитудно-частотная характеристика ФНЧ второго порядка (а) и его схема (б)

В зависимости от числа полюсов в передаточной характеристике ФВЧ делят на однополюсные (первого порядка) и двухполюсные (второго порядка). Схема ФВЧ первого порядка приведена на рис. 20.4 а. В этой схеме изменен только четырехполюсник А, в котором сопротивление r_a заменено емкостью C_a . Передаточные проводимости пассивных четырехполюсников имеют значения

$$Y_{21a} = -j\omega C_a; \quad Y_{21b} = -(g_b + j\omega C_b).$$

Коэффициент передачи фильтра определяется по формуле (20.4) и равен

$$K_u = \frac{Y_{21a}}{Y_{21b}} = -\frac{j\omega C_a}{g_b + j\omega C_b} = -\frac{j\omega K_0}{\omega_c + j\omega}, \quad |K_u| = \frac{\omega K_0}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega^2}}, \quad (20.9)$$

где $K_0 = C_a/C_b$ — коэффициент передачи фильтра на бесконечно высокой частоте ($\omega \rightarrow \infty$), $\omega_c = (r_b C_b)^{-1}$ — частота среза фильтра.

Амплитудно-частотная характеристика ФВЧ первого порядка приведена на рис. 20.4 б. На частоте среза фильтра коэффициент передачи фильтра достигает значения $0,707K_0$.

Передаточная характеристика ФВЧ второго порядка определяется в общем случае выражением

$$K_u = \frac{K_0}{p^2 + \alpha\omega_c p + \omega_c^2}, \quad (20.10)$$

которое имеет два полюса

$$p_{1,2} = -\frac{\alpha\omega_c}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\alpha\omega_c}{2}\right)^2 - \omega_c^2}.$$

Амплитудно-частотная характеристика такого фильтра определяется формулой

$$|K_u| = \frac{K_0\omega^2}{\sqrt{\omega^4 + \omega^4\omega_c^2(\alpha^2 - 2) + \omega_c^4}} \quad (20.11)$$

и имеет вид, изображенный на рис. 20.5 а.

При значении $\alpha < 2$ полюсы коэффициента передачи ФВЧ являются комплексно сопряженными, а при $\alpha > 2$ — вещественными. Для получения максимально

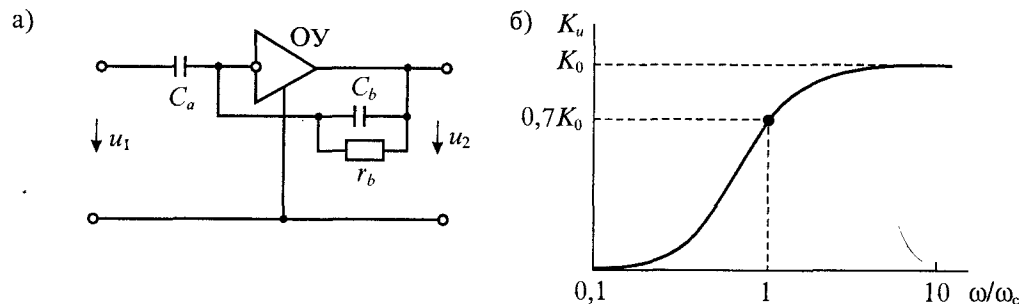


Рис. 20.4. Схема фильтра верхних частот первого порядка с одноконтурной обратной связью (а) и его амплитудно-частотная характеристика (б)

гладкой характеристики ФВЧ обычно выбирают $\alpha = \sqrt{2}$. При этом наклон характеристики составляет 40 дБ на декаду.

Практическая схема ФВЧ второго порядка приведена на рис. 20.5 б. Она получена при использовании в качестве четырехполюсников А и В звеньев 7 и 6, приведенных в табл. 20.1. В соответствии с характеристиками звеньев фильтра основные характеристики ФВЧ определяются выражениями:

- частота среза фильтра:

$$\omega_c = (r_{1b} r_{2b} C_{1b} C_{2b})^{-1/2},$$

- коэффициент передачи на высокой частоте:

$$K_0 = \frac{C_{1a} C_{2a}}{C_{2b} (C_{1a} + C_{2a})};$$

- добротность:

$$Q = \alpha^{-1} = \left[\frac{C_{2b} (r_{1b} + r_{2b})^2}{C_{1b} r_{1b} r_{2b}} \right]^{-1/2}.$$

Полосовой фильтр с одноконтурной обратной связью (ПФ) предназначен для выделения сигналов, частота которых лежит в пределах некоторой полосы $\omega_{01} < \omega < \omega_{02}$. При этом он практически без ослабления пропускает сигналы, лежащие в этой полосе, и ослабляет сигналы, частоты которых лежат за пределами полосы пропускания.

Полосовые фильтры бывают двухполюсные (второго порядка) и многополюсные (высокого порядка). Передаточная характеристика ПФ второго порядка определяется выражением

$$K_u = \frac{K_0 \alpha \omega_0 p}{p^2 + \alpha \omega_0 p + \omega_0^2}, \quad (20.12)$$

которое имеет два комплексно сопряженных полюса ω_{01} и ω_{02} .

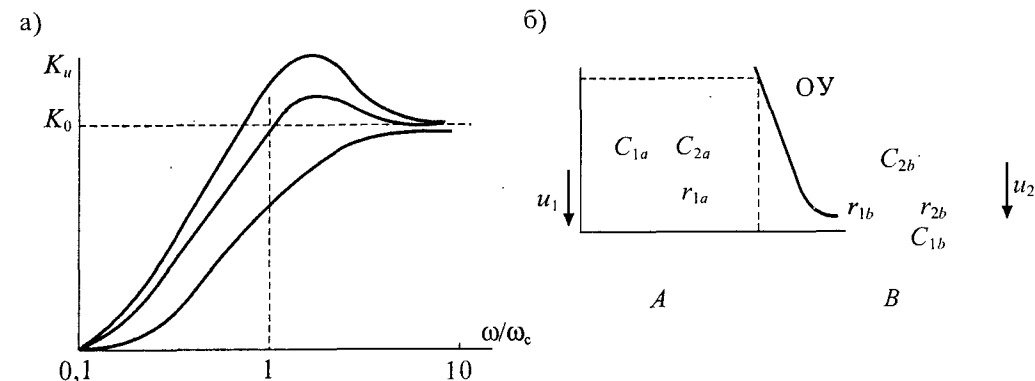


Рис. 20.5. Амплитудно-частотная характеристика ФВЧ второго порядка (а) и его схема (б)

Затухание фильтра и его добротность имеют значения

$$\alpha = \frac{\omega_{02} - \omega_{01}}{\omega_0}; \quad Q = \alpha^{-1} = \frac{\omega_0}{\omega_{02} - \omega_{01}},$$

где $\omega_0^2 = \omega_{01}\omega_{02}$.

Максимальное усиление ПФ в полосе пропускания равно K_0 на частоте $\omega = \omega_0$. Комплексная амплитудно-частотная характеристика ПФ в соответствии с (20.12) определяется выражением

$$K_u(j\omega) = \frac{K_0}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}, \quad (20.13)$$

откуда получаем значение ее модуля

$$|K_u| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}. \quad (20.14)$$

График амплитудно-частотной характеристики ПФ для двух значений добротности приведен на рис. 20.6 а. С повышением добротности полоса пропускания фильтра сужается, а максимальное усиление остается неизменным.

Реализовать ПФ можно при использовании в качестве четырехполосников *A* и *B* звеньев 4 и 6 из табл. 20.1. Схема такого ПФ приведена на рис. 20.6 б. В соответствии с данными табл. 20.1 можно получить следующие значения характеристик ПФ:

- максимальное усиление в полосе пропускания

$$K_0 = \frac{C_{1b}}{C_{2b}} \frac{g_a}{g_{1b} + g_{2b}};$$

- частота максимального усиления (квазирезонансная частота)

$$\omega_0 = (r_{1b}r_{2b}C_{1b}C_{2b})^{-1/2};$$

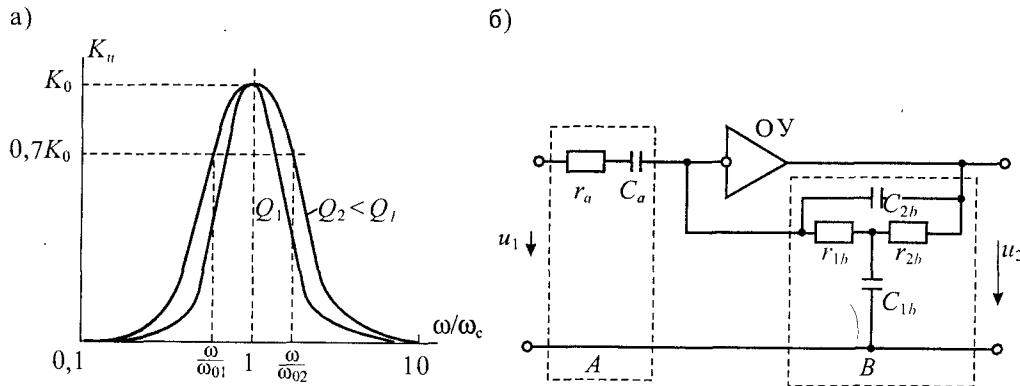


Рис. 20.6. Амплитудно-частотная характеристика полосового фильтра (а) и его схема (б)

- добротность фильтра

$$Q = \alpha^{-1} = \left[\frac{C_{2b}}{C_{1b}} \frac{(r_{1b} + r_{2b})^2}{r_{1b}r_{2b}} \right]^{-1/2}.$$

Аналогичные результаты можно получить, если использовать в качестве четырехполосников *A* и *B* звенья 4 и 9 табл. 20.1. Схема ПФ с такими звеньями приведена на рис. 20.7.

Заграждающий фильтр с одноконтурной обратной связью (ЗФ)

имеет частотную характеристику, противоположную частотной характеристике полосового фильтра. ЗФ ослабляет сигналы в полосе частот $\omega_{01} < \omega < \omega_{02}$ и пропускает на выход сигналы, частота которых лежит за пределами этой полосы частот. Передаточную функцию ЗФ можно получить, используя передаточную функцию ПФ:

$$K_{зф} = K_0 - K_{у\text{пф}} = K_0 - \frac{K_0\alpha\omega\omega_0 p}{p^2 + \alpha\omega_0 p + \omega_0^2} = \frac{K_0(p^2 + \omega_0^2)}{p^2 + \alpha\omega_0 p + \omega_0^2}, \quad (20.15)$$

где K_0 — коэффициент передачи ЗФ на постоянном напряжении.

Комплексная амплитудно-частотная характеристика ЗФ в соответствии с выражением (20.15) имеет вид

$$K_{зф} = \frac{K_0(\omega^2 - \omega_0^2)}{(\omega^2 - \omega_0^2) - j\alpha\omega\omega_0}, \quad (20.16)$$

откуда получаем значение ее модуля

$$K_u = |K_{зф}| = \frac{K_0(\omega^2 - \omega_0^2)}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 - (\alpha\omega\omega_0)^2}}, \quad (20.17)$$

Амплитудно-частотная характеристика ЗФ изображена на рис. 20.8 а. На частоте $\omega = \omega_0$ имеет $K_u = 0$, а на постоянном напряжении ($\omega = 0$) получаем $K_u = K_0$. С повышением частоты $K_{зф}$ также стремится к значению $K_u = K_0$.

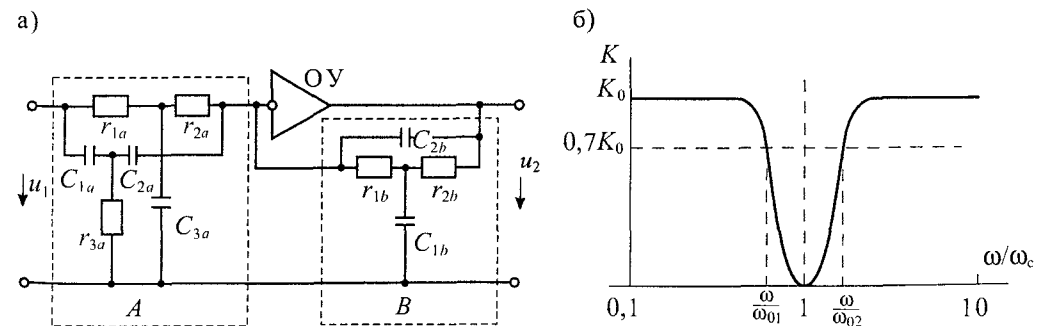


Рис. 20.8. Заграждающий фильтр с одноконтурной обратной связью (а) и его амплитудно-частотная характеристика (б)

Реализовать ЗФ с такой характеристикой можно при использовании в качестве четырехполюсников *A* и *B* звеньев 9 и 6 из табл. 20.1. Схема ЗФ с этими звеньями приведена на рис. 20.8 б. Для этой схемы можно получить уравнение вида (20.16), если положить, что $\alpha_{1a} = \alpha_{2a} = \alpha_{2b} = \alpha$, т. е. выполнить условия

$$\frac{g_{1a} + g_{2a}}{C_{3a}} = \frac{g_{3a}}{C_{1a} + C_{2a}} = \frac{g_{1b} + g_{2b}}{C_{1b}}; \quad C_{1a} + C_{2a} = C_{3a}; \quad g_{1a} + g_{2a} = g_{3a}.$$

При этом получим, что

$$K_0 = \frac{r_{1b} + r_{2b}}{r_{1a} + r_{2a}}, \quad \omega_0 = (r_{1b} r_{2b} C_{1b} C_{2b})^{-1/2},$$

т. е. характеристики K_0 и ω_0 такие же, как у ФНЧ второго порядка.

Лекция 21. Активные преобразователи сопротивлений

Назначение и виды преобразователей сопротивлений. Активные преобразователи позволяют изменить значение или характер сопротивлений или проводимостей пассивных двухполюсных элементов: резистивных, индуктивных или емкостных. К таким преобразователям относят конверторы и инверторы сопротивлений и проводимостей. Схема активного преобразователя сопротивлений или проводимостей приведена на рис. 21.1 а.

Конвертором сопротивлений называют активный четырехполюсник, преобразующий некоторый двухполюсник с сопротивлением Z_{in} в двухполюсник с сопротивлением $Z_{vx} = \pm \gamma Z_{in}$, где γ — вещественная положительная величина, называемая коэффициентом конверсии. Аналогично *конвертором проводимости* называют четырехполюсник, который преобразует двухполюсник с проводимостью Y_{in} в двухполюсник с проводимостью $Y_{vx} = \pm \gamma Y_{in}$.

Инвертором (гиратором) сопротивлений называют активный четырехполюсник, который преобразует пассивный двухполюсник с сопротивлением Z_{in}

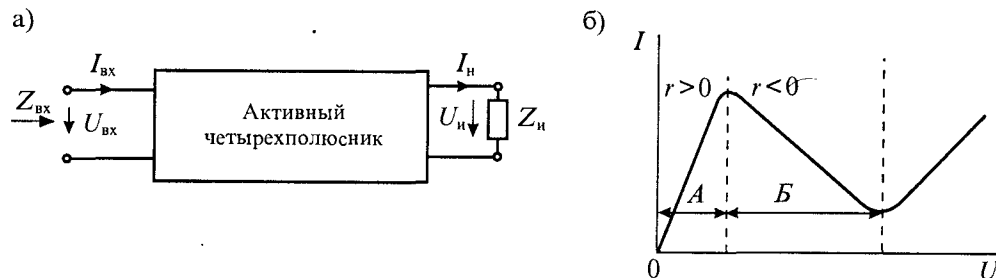


Рис. 21.1. Схема активного преобразователя сопротивлений и проводимостей (а) и вольт-амперная характеристика элемента с отрицательным сопротивлением (б)

в двухполюсник с сопротивлением $Z_{vx} = \pm Z_{in}^{-1}$, где Z_{in} — сопротивление инверсии (или сопротивление гирации). Аналогично *инвертором проводимости* называют четырехполюсник, который преобразует двухполюсник с проводимостью Y_{in} в двухполюсник с проводимостью $Y_{vx} = \pm Y_{in}^{-1}$.

Из определения конвертора сопротивления следует, что входное сопротивление четырехполюсника с нагрузкой R_{in} может быть как положительным, так и отрицательным. При этом конвертор положительного сопротивления изменяет только значение сопротивления двухполюсника нагрузки, а конвертор отрицательного сопротивления изменяет не только значение, но и знак.

Сопротивление бывает положительным, если с возрастанием тока в нем растет и падение напряжения. Если же с ростом тока падение напряжения на сопротивлении уменьшается, то оно является отрицательным. Отрицательной может быть и проводимость двухполюсника.

Вольт-амперная характеристика одного из таких сопротивлений приведена на рис. 21.1 б. Отрицательным это сопротивление является в области *B*, где с ростом приложенного напряжения ток уменьшается. Если включить отрицательное сопротивление в цепь последовательно с положительным, то увеличение тока в этой цепи будет вызывать уменьшение падения напряжения на отрицательном сопротивлении и увеличение напряжения на положительном. При этом сумма напряжений на положительном и отрицательном сопротивлениях будет постоянной, а увеличение мощности, расходуемой в положительном сопротивлении, компенсируется мощностью, вносимой отрицательным сопротивлением. Таким образом, отрицательное сопротивление не расходует энергию, а как бы вносит свою энергию в цепь, поэтому оно и названо отрицательным. В действительности в цепях с отрицательным сопротивлением используется только энергия имеющихся в них источников, а отрицательное сопротивление выполняет ее перераспределение между элементами цепи.

Моделирование преобразователей сопротивлений и проводимостей. Наиболее часто конверторы сопротивлений и проводимостей реализуются на управляемых источниках напряжения или тока. Схема конвертора сопротивления с управляемым источником напряжения приведена на рис. 21.2 а. В этой схеме управляемый источник напряжения $E = K_u U_1$ соединен последовательно с сопротивлением нагрузки Z_{in} , а уравнения схемы имеют вид:

$$\begin{cases} U_1 = U_2 + E, \\ I_1 = I_2, \end{cases} \quad \begin{cases} U_1 = \frac{1}{1 - K_u} U_2, \\ I_1 = I_2. \end{cases} \quad (21.1)$$

Входное сопротивление такой схемы определяется выражением:

$$Z_{vx} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{Z_{in}}{1 - K_u}. \quad (21.2)$$

Таким образом, коэффициент конверсии имеет значение:

$$\gamma = \frac{1}{1 - K_u}. \quad (21.3)$$

Если $K_u > 1$, то рассмотренная схема является конвертором отрицательного сопротивления, если же $K_u < 1$, то схема становится конвертором положительного сопротивления. При резистивной нагрузке конвертора $Z_n = R_n$ входное сопротивление будет положительным при $K_u < 1$ и отрицательным при $K_u > 1$.

Если нагрузка имеет индуктивный характер $Z_n = j\omega L_n$, то входное сопротивление также оказывается индуктивным:

$$L_{вх} = \frac{L_n}{1 - K_u}$$

При $K_u > 1$ входная индуктивность конвертора становится отрицательной ($L_{вх} < 0$). Таким образом, одна и та же схема, приведенная на рис. 21.2 а, при различных значениях коэффициента передачи K_u четырехполюсника может быть конвертором положительного или отрицательного сопротивления.

Аналогичные результаты получаем при использовании в четырехполюснике источника тока, управляемого током, как показано на рис. 21.2 б. Так как в этой схеме управляемый источник включен параллельно нагрузке, то уравнения схемы имеют вид:

$$\begin{cases} U_1 = U_2, \\ I_1 = I_2 + J, \end{cases} \quad \begin{cases} U_1 = U_2, \\ I_1 = \frac{I_2}{1 - K_i}. \end{cases} \quad (21.4)$$

Входная проводимость схемы имеет значение

$$Y_{вх} = \frac{I_1}{U_1} = \frac{I_2}{1 - K_i}, \quad (21.5)$$

где K_i — коэффициент передачи управляемого источника по току.

При $K_i > 1$ входная проводимость становится отрицательной, поэтому схема будет конвертором отрицательной проводимости.

Так, например, если нагрузка четырехполюсника имеет вещественный характер $Y_n = g_n$, то входная проводимость

$$Y_{вх} = \frac{g_n}{1 - K_i} = g_{вх}$$

будет отрицательной и вещественной.

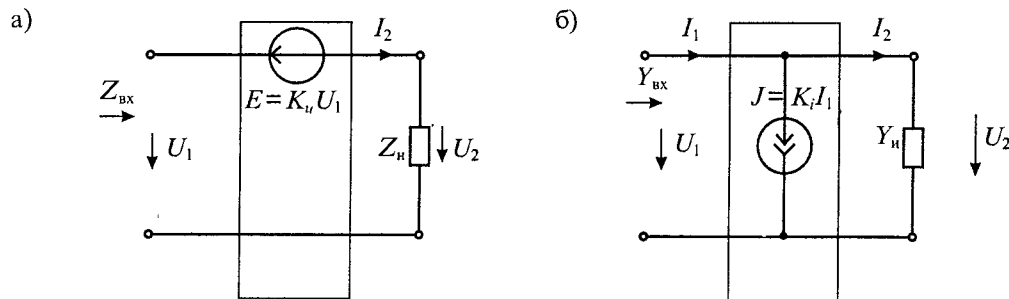


Рис. 21.2. Модель конвертора сопротивления с управляемым источником напряжения (а) и модель конвертора проводимости с управляемым источником тока (б)

Если нагрузка имеет емкостной характер $Y_n = j\omega C_n$, то входная проводимость также будет емкостной, а сама входная емкость при $K_i > 1$ будет отрицательной ($C_{вх} < 0$). При $K_i < 1$, входная емкость будет положительной.

Таким образом, использование конверторов сопротивлений и проводимостей позволяет изменять масштаб положительных сопротивлений, проводимостей, индуктивностей и емкостей, делая их отрицательными, положительными или равными нулю.

Некоторых пояснений требуют понятия отрицательной емкости и отрицательной индуктивности. Эти понятия не используются в курсах электротехники, так как они не могут быть реализованы без активных усилительных элементов. Положительная емкость (просто емкость) имеет комплексную проводимость $Y_c = \omega C e^{j90^\circ}$, где угол 90° указывает, что ток опережает напряжение на 90° . В отрицательной емкости сохраняется та же частотная зависимость проводимости, но изменяется сдвиг фаз между напряжением и током, т. е. ток отстает от напряжения на угол, равный 90° .

Положительная индуктивность (просто индуктивность) имеет комплексное сопротивление $Z_L = \omega L e^{j90^\circ}$, где угол 90° указывает, что напряжение опережает ток на 90° . В отрицательной индуктивности сохраняется тот же вид частотной зависимости сопротивления, но изменяется сдвиг фаз между током и напряжением, т. е. напряжение отстает от тока на 90° . Иначе говоря, частотные зависимости у отрицательной емкости и отрицательной индуктивности такие же, как у положительных, а сдвиги фаз отличаются на 180° .

Например, если положительную емкость подключить параллельно отрицательной емкости, то при равенстве их абсолютных значений полная емкость такого соединения будет равна нулю. Если же последовательно соединить отрицательную индуктивность и положительную индуктивность, имеющие одинаковые абсолютные значения, то полная индуктивность такого соединения также будет равна нулю.

Инверторы сопротивлений и проводимостей также можно построить на управляемых источниках напряжения или тока. Схема инвертора сопротивления на двух источниках напряжения, управляемых током, приведена на рис. 21.3 а.

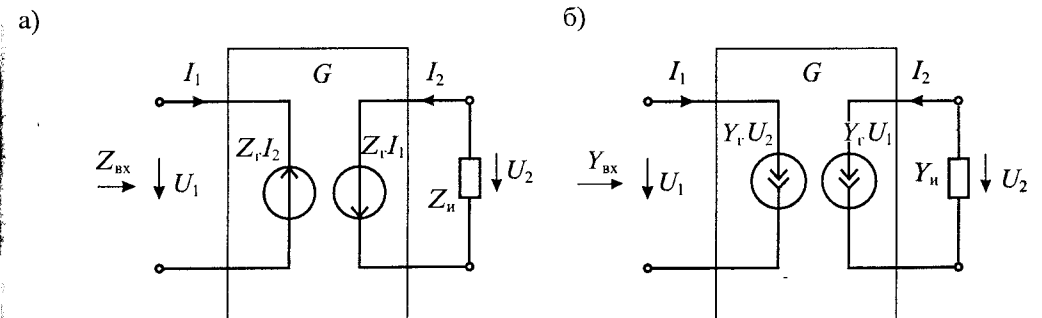


Рис. 21.3. Модель инвертора сопротивления на управляемых источниках напряжения (а) и модель инвертора проводимости на управляемых источниках тока (б)

В этой схеме напряжения на зажимах четырехполюсника, составленного из двух управляемых источников, имеют значения:

$$\begin{cases} U_1 = Z_r I_2, \\ U_2 = -Z_r I_1, \end{cases} \quad (21.6)$$

где Z_r — сопротивление прямой передачи управляемых источников, которое одновременно является и сопротивлением инверсии (гирации).

Из уравнения (21.6) найдем входное сопротивление

$$Z_{вх} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{Z_r^2}{Z_n}, \quad (21.7)$$

где $Z_n = -U_2/I_2$ — сопротивление нагрузки (знак минус введен из-за того, что ток и напряжение на нагрузке имеют различное направление).

Схема, приведенная на рис. 21.3 а, соответствует инвертору (гиратору) положительного сопротивления. Если же поменять направление только одного из управляемых источников напряжения, то изменится знак у одного из напряжений в уравнениях (21.6) и сопротивление

$$Z_{вх} = -\frac{Z_r^2}{Z_n} \quad (21.8)$$

примет отрицательное значение. В этом случае схема будет соответствовать инвертору (гиратору) отрицательного сопротивления.

Аналогичные результаты получаем при использовании двух источников тока, управляемых напряжением. Схема инвертора проводимости с двумя управляемыми источниками тока приведена на рис. 21.3 б. В это схеме токи управляемых источников имеют значения:

$$\begin{cases} I_1 = Y_r U_2, \\ I_2 = Y_r U_1, \end{cases} \quad (21.9)$$

где Y — проводимость прямой передачи источников, которая и является проводимостью инверсии.

Из уравнения (21.9) находим входную проводимость схемы:

$$Y_{вх} = \frac{I_1}{U_1} = \frac{Y_r^2}{Y_n}, \quad (21.10)$$

где $Y_n = -I_2/U_2$ — проводимость нагрузки.

Схема, приведенная на рис. 21.3 б, соответствует инвертору (гиратору) положительной проводимости. Если поменять направление только одного из управляемых источников тока, то изменится знак у одного из токов в уравнениях (21.9) и проводимость

$$Y_{вх} = -\frac{Y_r^2}{Y_n} \quad (21.11)$$

примет отрицательное значение. В этом случае схема, приведенная на рис. 21.3 б, будет соответствовать инвертору отрицательной проводимости. Самым распространенным применением инверторов сопротивлений и проводимостей является создание на их основе емкостных аналогов индуктивности. В связи с тем, что

изготовление емкости проще, чем изготовление индуктивности, этот способ изготовления индуктивностей находит самое широкое применение, особенно в микроэлектронике. Так, например, если в схеме рис. 21.3 а использовать емкостную нагрузку $Z_n = 1/(j\omega C_n)$, то входное сопротивление инвертора будет индуктивным, а эквивалентная индуктивность будет иметь значение

$$L_{вх} = R_r^2 C_n, \quad (21.12)$$

где R_r — вещественное сопротивление инверсии.

При помощи инверторов сопротивлений можно построить безындуктивные резонансные контуры, различные безындуктивные фильтры, интеграторы напряжения и многие другие устройства. В таких устройствах отсутствуют многие нежелательные факторы, связанные с несовершенством катушек индуктивности: насыщение ферромагнитных сердечников, потери на гистерезис и вихревые токи, большие габариты и масса катушек. Инверторы сопротивлений с емкостной нагрузкой имеют реактивный (индуктивный) характер входного сопротивления, поэтому такой инвертор не потребляет энергию из цепи, к которой он подключен.

Реализация конверторов сопротивлений на управляемых источниках. При построении конверторов сопротивлений на управляемых источниках напряжения с использованием модели, приведенной на рис. 21.2 а, в качестве управляемого источника можно использовать, например, операционный усилитель, выполнив на нем усилитель с ограниченным усилением. Схема такого усилителя без инверсии входного сигнала приведена на рис. 21.4 а, а с инверсией — на рис. 21.4 б.

Коэффициент усиления по напряжению для схемы, приведенной на рис. 21.4 а, определяется по формуле

$$K_u = 1 + \frac{R_1}{R_2},$$

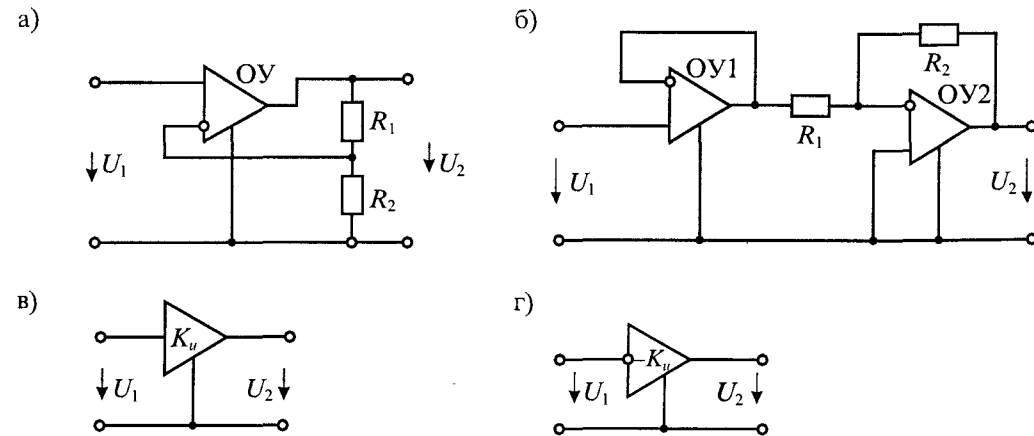


Рис. 21.4. Схемы неинвертирующего усилителя с ограниченным усилением ОУ (а), инвертирующего усилителя (б) и условное схематическое обозначение неинвертирующего усилителя (в) и инвертирующего усилителя (г)

а для схемы, приведенной на рис. 21.4 б

$$K_u = -\frac{R_1}{R_2}$$

Условные схематические обозначения усилителей с ограниченным усилением приведены на рис. 21.4 в и г.

С помощью таких усилителей можно легко организовать конверторы отрицательной и положительной емкости, схемы которых приведены на рис. 21.5. Для схемы конвертора отрицательной емкости, изображенной на рис. 21.5 а; входная емкость может быть найдена по формуле

$$C_{вх} = -C_u \frac{R_1}{R_2}$$

а для схемы конвертора положительной емкости, изображенной на рис. 21.5 б, — по формуле

$$C_{вх} = C_u \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

Так, например, при $R_1 = R_2$ для схемы конвертора (21.5 а) получаем $C_{вх} = -C_u$, т. е. емкость на входе конвертора изменяет знак, не изменяя значения.

Другой тип конверторов сопротивления можно создать на базе источников тока, управляемых током. Простейшим устройством такого типа является биполярный транзистор. В соответствии со схемой такого конвертора (рис. 21.2 б) нагрузка должна подключаться параллельно управляемому источнику тока. Упрощенная схема такого конвертора приведена на рис. 21.6 а. Так как нагрузка Z_n включена в эмиттер, то эта схема является эмиттерным повторителем напряжения, схема замещения которого приведена на рис. 21.6 б.

Уравнения для схемы замещения рис. 21.6 б имеют вид:

$$\begin{cases} U_1 = U_2, \\ I_2 = I_1 + I_1 B = I_1 (1 + B). \end{cases}$$

Из этих уравнений получаем входное сопротивление эмиттерного повторителя с нагрузкой:

$$R_{вх} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_2}{I_2} (1 + B) = Z_n (1 + B). \quad (21.13)$$

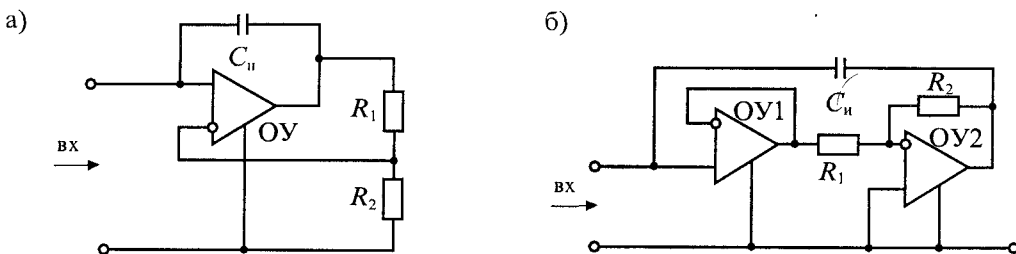


Рис. 21.5. Схема конвертора отрицательной емкости (а) и положительной емкости (б)

Таким образом, эмиттерный повторитель является конвертором сопротивления с коэффициентом конверсии $\gamma = 1 + B$. Основным недостатком такого конвертора является неуправляемый коэффициент конверсии.

Реализация инверторов сопротивления на управляемых источниках тока. При построении инверторов сопротивления на источниках тока, управляемых напряжением, используются уравнения (21.9). Схема инвертора на управляемых источниках тока приведена на рис. 21.7 а. Источники тока, управляемые напряжением, можно построить на операционных усилителях или полевых транзисторах. При использовании полевых транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом ток стока определяется напряжением на затворе, а ток затвора ничтожно мал. В результате полевой транзистор можно использовать как источник тока, управляемый напряжением на затворе, для которого $i_c = S u_{зи}$.

Схема инвертора сопротивления, построенная на полевых транзисторах, приведена на рис. 21.7 б. В этой схеме два полевых транзистора включены встречно-параллельно и работают на общую нагрузку Z_n .

Инвертор сопротивления, выполненный на источниках напряжения, управляемых током, приведен на рис. 21.8 а. В этой схеме два источника напряжения, которые управляются током, включены встречно-последовательно. Оба управляемых источника могут иметь общую землю, как показано штриховой линией. В качестве источника напряжения, управляемого током, можно использовать схему на ОУ, приведенную на рис. 21.8 б. Сопротивление прямой передачи такого источника имеет значение Z_n , т. е.

$$U_2 = I_1 Z_n.$$

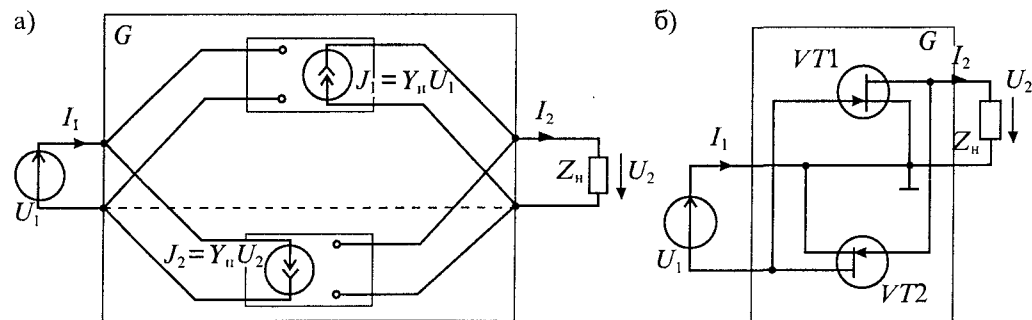


Рис. 21.7. Структурная схема инвертора на источниках тока, управляемых напряжением (а), и схема инвертора на полевых транзисторах (б)

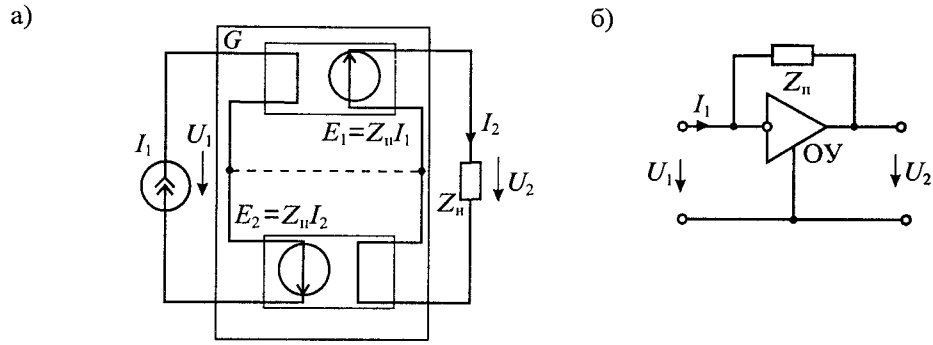


Рис. 21.8. Структурная схема инвертора сопротивлений на источниках напряжения, управляемых током (а), и источник напряжений, управляемый током, на операционном усилителе (б)

Устойчивость активных преобразователей сопротивлений. Несмотря на явные достоинства активных преобразователей сопротивлений, они имеют и существенные недостатки, одним из которых является их потенциальная неустойчивость.

Электрическая цепь называется устойчивой, если в ней отсутствуют неограниченно нарастающие свободные составляющие напряжения или тока реакции. Так как свободная составляющая реакции представляет собой импульсную характеристику цепи, то при неограниченном нарастании импульсной характеристики с увеличением времени цепь будет неустойчивой. Если же импульсная характеристика цепи стремится к нулю при увеличении времени, то цепь будет устойчивой. Если устойчивую цепь вывести из состояния равновесия при помощи импульсного возмущения, то она вернется в исходное состояние. Неустойчивая цепь после импульсного возмущения в исходное состояние не вернется.

Для обеспечения затухания импульсной реакции цепи необходимо и достаточно выполнить условие устойчивости, согласно которому все вещественные полюсы и вещественные части комплексных полюсов входного сопротивления должны быть отрицательными, т. е. должны лежать в левой полуплоскости комплексной переменной $p = c + j\omega$. Если хотя бы один полюс окажется в правой полуплоскости, то соответствующее слагаемое импульсной реакции будет неограниченно расти и цепь будет неустойчивой.

Например, конвертор сопротивления будет неустойчивым, если его входное сопротивление имеет отрицательную вещественную часть. Конвертор положительного сопротивления при $K_v < 1$ имеет входное сопротивление с положительной вещественной частью и, следовательно, будет устойчивым. Конвертор отрицательного сопротивления потенциально неустойчив, так как при $K_v > 1$ входное сопротивление может иметь отрицательную вещественную часть. Если входные зажимы такого конвертора замкнуть накоротко, то он будет устойчивым, так как при напряжении $U_1 = 0$ управляемый источник бездействует. Поэтому конвертор, содержащий источники напряжения, управляемые напряжением, устойчив при коротком замыкании зажимов.

Конверторы проводимости, выполненные по схеме рис. 21.2 б, являются потенциально неустойчивыми при $K_v > 0$. Если входные зажимы такого конвертора разомкнуть, то он будет устойчивым, так как при токе $I_1 = 0$ управляемый источник тока бездействует.

Поэтому конверторы, содержащие источник тока, управляемый током, устойчивы при холостом ходе. При нарушении устойчивости конвертора на входных зажимах появляются самопроизвольные скачки или возникают автоколебания.

Все сказанное об устойчивости конверторов в равной мере относится и к устойчивости инверторов. Инверторы положительных сопротивлений и проводимостей потенциально устойчивы. Их неустойчивость может возникать только из-за наличия паразитных неучитываемых параметров управляемых источников. Инверторы отрицательных сопротивлений и проводимостей потенциально неустойчивы. Если вещественная часть входного сопротивления или проводимости принимает отрицательное значение, то в цепи могут возникнуть автоколебания или триггерные эффекты.

Таблица 21.1

Гираторные схемы индуктивностей

Исходная схема	Гираторная схема	Значение параметров
		$L = R_r^2 C$
		$L = R_r^2 C$
		$L = R_r^2 C$
		$L_1 = R_r^2 C_1$ $L_2 = R_r^2 C_2$ $L_3 = R_r^2 C_3$
		$L_1 = R_r^2 C_1$ $L_2 = R_r^2 C_2$ $L_3 = R_r^2 C_3$
		$n = \frac{R_{r2}}{R_{r1}} = \frac{W_2}{W_1}$

Применение преобразователей сопротивлений. Активные преобразователи сопротивлений находят широкое применение в активных фильтрах, различных корректирующих устройствах, при создании селективных усилителей и генераторов и во многих других случаях.

Так, например, гираторы используются в микросхемах безындуктивных полосовых усилителей промежуточной частоты, таких как КФ548ХА1. Эта микросхема, выполненная по планарно-эпитаксиальной технологии, содержит гираторный фильтр, который выполняет функции нерегулируемого селективного усиления сигналов с частотой 465 кГц и подавления сигналов за пределами полосы пропускания.

Поскольку основные применения гираторов сводятся к созданию эквивалентов индуктивности, то в табл. 21.1 приведены различные варианты гираторных схем замещения соединений индуктивностей.

Лекция 22. Дифференцирующие и интегрирующие устройства

Назначение и виды дифференцирующих и интегрирующих устройств. Дифференцирующим устройством (ДУ) называют такое устройство, сигнал на выходе которого пропорционален производной от входного сигнала, т. е.

$$u_{\text{вых}} = \tau_d \frac{du_{\text{вх}}}{dt}, \quad (22.1)$$

где τ_d — коэффициент пропорциональности, имеющий размерность времени.

Простейшее дифференцирующее устройство может быть выполнено на конденсаторе или катушке индуктивности. Для конденсатора, имеющего емкость C_d , напряжение и ток связаны соотношением (рис. 22.1 а):

$$i_c(t) = C_d \frac{du_{\text{вх}}(t)}{dt}, \quad (22.2)$$

т. е. ток в цепи пропорционален производной от входного напряжения.

Однако непосредственно использовать эту схему нельзя, так как в ней отсутствует элемент, с которого можно снять выходной сигнал, пропорциональный току $i_c(t)$. Для того чтобы получить выходной сигнал в виде напряжения, последовательно с конденсатором включают резистор с сопротивлением R_d , т. е. переходят к схеме последовательного соединения емкости C_d и датчика тока с сопротивлением R_d , как показано на рис. 22.1 б. Введение сопротивления R_d превращает эту цепь в квазидифференцирующую, так как теперь напряжение $u_{\text{вх}}(t) \neq u_c(t)$. Действительно, для схемы, приведенной на рис. 21.1 б, можно записать, что

$$u_{\text{вх}} = i_c R_d = R_d C_d \frac{d}{dt} (u_{\text{вх}} - u_{\text{вых}}), \quad (22.3)$$

где $R_d C_d = \tau_d$ — постоянная времени дифференцирующего устройства.

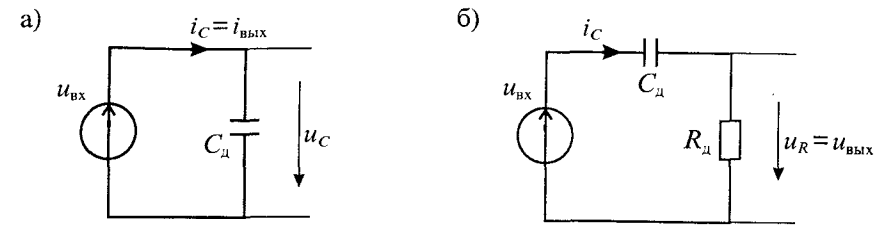


Рис. 22.1. Емкостные дифференцирующие устройства с выходным током (а) и выходным напряжением (б)

Погрешность дифференцирования будет малой, если выполняется условие $u_{\text{вых}} \ll u_{\text{вх}}$, что эквивалентно $R_d \rightarrow 0$. В пассивных цепях это условие невыполнимо, поэтому приходится использовать электронные схемы.

Для схемы с индуктивностью L_d можно записать уравнение

$$u_{\text{вых}} = u_L = L_d \frac{di_L}{dt} = L_d \frac{di_{\text{вх}}}{dt},$$

откуда следует, что входной сигнал надо подавать в виде тока $i_{\text{вх}}(t)$, а не напряжения $u_{\text{вх}}(t)$, как показано на рис. 22.2 а.

Для того чтобы преобразовать источник входного напряжения в источник тока, нужно последовательно с ним включить очень большое сопротивление $r_d \rightarrow \infty$. Однако такая цепь снова станет квазидифференцирующей, а напряжение на индуктивности будет весьма малым (рис. 22.2 б). В пассивных цепях это также невыполнимо, что приводит к необходимости использовать активные цепи.

Интегрирующим устройством (ИУ) называют такое устройство, сигнал на выходе которого пропорционален интегралу от входного сигнала, т. е.

$$u_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{\tau_{\text{и}}} \int u_{\text{вх}}(t) dt, \quad (22.4)$$

где $\tau_{\text{и}}$ — коэффициент пропорциональности, имеющий размерность времени.

Простейшие интегрирующие устройства также можно выполнить на конденсаторе или катушке индуктивности. Схема простейшего интегрирующего устройства

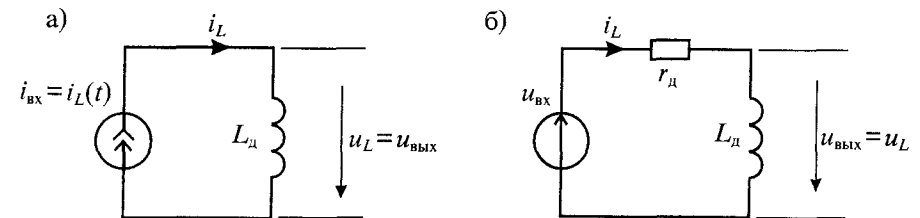


Рис. 22.2. Индуктивные дифференцирующие устройства с входным током (а) и входным напряжением (б)

на конденсаторе приведена на рис. 22.3 а. Для этой схемы можно записать уравнение, связывающее напряжение и ток, в виде:

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{C_{\text{и}}} \int i_{\text{вх}}(t) dt, \quad (22.5)$$

откуда следует, что напряжение на емкости $C_{\text{и}}$ пропорционально входному току $i_{\text{вх}}$, т. е. входной сигнал должен быть задан в виде тока.

Если же входной сигнал задан в виде напряжения $u_{\text{вх}}$, то для преобразования его в ток необходимо последовательно с источником напряжения включить очень большое сопротивление $R_{\text{и}} \rightarrow \infty$. При этом выходное напряжение не будет соответствовать от формуле (22.4):

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{R_{\text{и}} C_{\text{и}}} \int (u_{\text{вх}} - u_{\text{вых}}) dt, \quad (22.6)$$

и схема будет квазиинтегрирующей, где $R_{\text{и}} C_{\text{и}} = \tau_{\text{и}}$ постоянная времени интегратора. Погрешность интегрирования будет малой, если выполнить условие $u_{\text{вых}} \ll u_{\text{вх}}$, что эквивалентно $R_{\text{и}} \rightarrow \infty$. Поскольку в пассивных цепях это условие выполнить нельзя, то в качественных интеграторах применяют активные электронные схемы.

Схема интегрирующего устройства на индуктивности $L_{\text{и}}$ приведена на рис. 22.4 а. Для этой схемы можно написать уравнение

$$i_{\text{вых}} = i_L = \frac{1}{L_{\text{и}}} \int u_{\text{вх}} dt, \quad (22.7)$$

из которого следует, что выходным сигналом является ток $i_L = i_{\text{вых}}$. Так как токовый сигнал нужно преобразовать в выходное напряжение, то последовательно с индуктивностью включается сопротивление $r_{\text{и}}$, напряжение на котором и является выходным: $u_r = u_{\text{вых}}$.

Введение сопротивления $r_{\text{и}}$ делает эту цепь квазиинтегрирующей, и для снижения погрешности выбирается $r_{\text{и}} \rightarrow \infty$, что приводит к малому значению выходного напряжения. Тем не менее индуктивные интеграторы находят применение, особенно в трансформаторном включении, когда выходное напряжение снимается не с сопротивления $r_{\text{и}}$, а со вторичной обмотки трансформатора, индуктивно связанной с интегрирующей обмоткой.

Выполненное рассмотрение простейших дифференцирующих и интегрирующих цепей показывает, что для снижения погрешностей и получения выходного

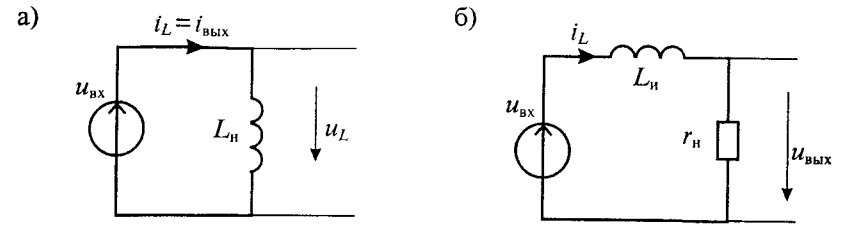


Рис. 22.4. Индуктивные интегрирующие устройства с выходным током (а) и выходным напряжением (б)

напряжения достаточно высокого уровня необходимо использовать активные устройства.

Переходные и частотные характеристики дифференцирующих и интегрирующих устройств. Переходная характеристика емкостного дифференцирующего устройства может быть найдена из решения дифференциального уравнения (22.3) для схемы, изображенной на рис. 22.1 б, при условии, что на входе действует скачок напряжения в 1 В, т. е. $u_{\text{вх}}(t) = 1(t)$. Дифференциальное уравнение цепи

$$\frac{du_{\text{вых}}}{dt} + \frac{1}{R_{\text{д}} C_{\text{д}}} u_{\text{вых}}(t) = \frac{du_{\text{вх}}}{dt} \quad (22.7)$$

при $du_{\text{вх}}/dt = 0$ позволяет найти переходную характеристику в виде

$$h_{\text{д}}(t) = e^{-t/\tau_{\text{д}}},$$

где $\tau_{\text{д}} = C_{\text{д}} R_{\text{д}}$ — постоянная времени дифференцирующего устройства. График $h_{\text{д}}(t)$ приведен на рис. 22.5 а. Очевидно, что при уменьшении сопротивления $R_{\text{д}}$ длительность импульса $h_{\text{д}}(t)$ также уменьшается.

Частотную характеристику дифференцирующего устройства можно построить, если положить, что на входе устройства действует гармоническое напряжение $i_{\text{вх}} = \dot{U}_{\text{м вх}} e^{j\omega t}$.

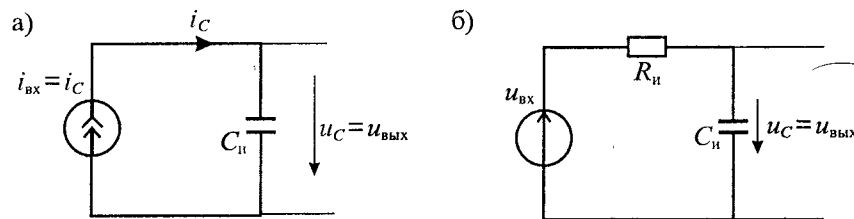


Рис. 22.3. Емкостные интегрирующие устройства с входным током (а) и входным напряжением (б)

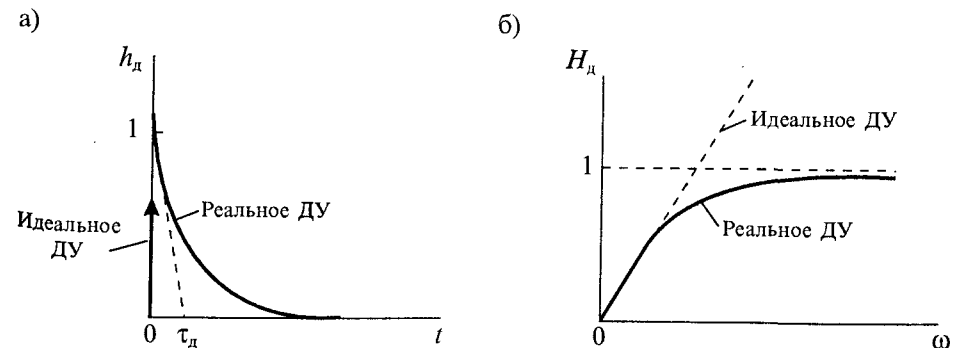


Рис. 22.5. Переходная (а) и амплитудно-частотная (б) характеристики дифференцирующего устройства

В этом случае по формуле (22.3) находим:

$$\dot{u}_{\text{вых}} = \frac{\dot{u}_{\text{вх}} j\omega\tau_{\text{д}}}{1 + j\omega\tau_{\text{д}}}$$

откуда получаем значение комплексной передаточной функции

$$H_{\text{д}}(j\omega) = \frac{\dot{u}_{\text{вых}}}{\dot{u}_{\text{вх}}} = \frac{j\omega\tau_{\text{д}}}{1 + j\omega\tau_{\text{д}}} = H_{\text{д}}(\omega) e^{j\varphi_{\text{д}}(\omega)},$$

где $H_{\text{д}}(\omega)$ — амплитудно-частотная характеристика цепи (рис. 22.5 б), а $\varphi_{\text{д}}(\omega)$ — фазо-частотная характеристика.

Для интегрирующего устройства, изображенного на рис. 22.3 б, можно записать дифференциальное уравнение

$$u_{\text{вых}} + R_{\text{и}} C_{\text{и}} \frac{du_{\text{вых}}}{dt} = u_{\text{вх}}, \quad (22.8)$$

которое позволяет найти переходную характеристику ИУ в виде

$$h_{\text{и}}(t) = 1 - e^{-t/\tau_{\text{и}}},$$

где $\tau_{\text{и}} = R_{\text{и}} C_{\text{и}}$ — постоянная времени интегрирующего устройства.

Комплексная передаточная функция ИУ определяется выражением

$$H_{\text{и}}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega\tau_{\text{и}}} = H_{\text{и}}(\omega) e^{j\varphi_{\text{и}}(\omega)},$$

где $H_{\text{и}}(\omega)$ и $\varphi_{\text{и}}(\omega)$ — амплитудно- и фазо-частотные характеристики ИУ. Графики переходной и амплитудно-частотной характеристик ИУ приведены на рис. 22.6.

Емкостные интеграторы с операционными усилителями. Идеальный интегратор с операционным усилителем можно представить в виде схемы, изображенной на рис. 22.7 а. Если усилитель обладает характеристиками идеального ОУ, т. е. имеет бесконечно большое усиление ($K_{\text{и}} \rightarrow \infty$), неограниченную полосу пропускания, бесконечно большое входное и бесконечно малое выходное сопротивление, то эквивалентную схему идеального интегратора можно представить в виде,

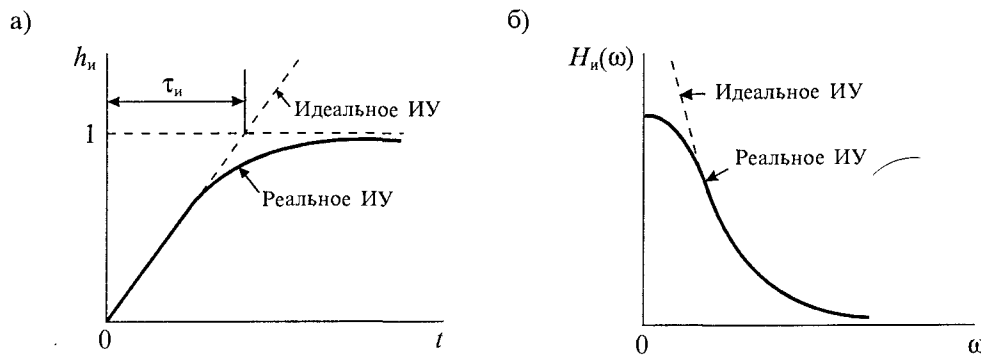


Рис. 22.6. Переходная (а) и амплитудно-частотная (б) характеристики интегрирующего устройства

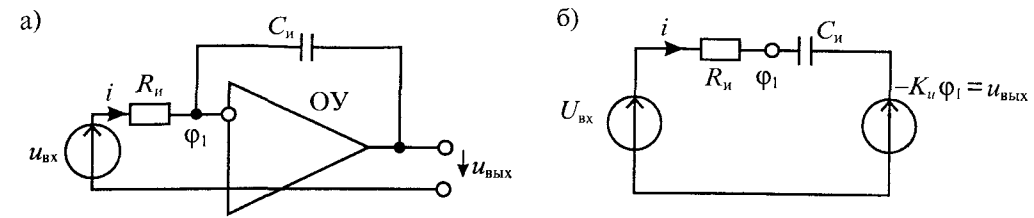


Рис. 22.7. Емкостной интегратор с ОУ (а) и его схема замещения (б)

изображенном на рис. 22.7 б. Передаточная функция такого интегратора определяется формулой

$$H_{\text{и}}(\rho) = \frac{U_{\text{вых}}(\rho)}{U_{\text{вх}}(\rho)} = -\frac{1}{\rho\tau_{\text{и}}}, \quad (22.9)$$

где $\tau_{\text{и}} = R_{\text{и}} C_{\text{и}}$ — постоянная времени интегратора.

Переходная характеристика идеального интегратора (реакция на единичный скачок напряжения на входе), в соответствии с (22.3), имеет вид

$$h_{\text{и}}(t) = -\frac{t}{\tau_{\text{и}}}, \quad (22.10)$$

т. е. при скачкообразном напряжении на входе выходное напряжение интегратора изменяется по линейному закону, как показано на рис. 22.8 а.

Частотная характеристика идеального интегратора определяется по его передаточной функции (22.9) при замене ρ на $j\omega$:

$$H_{\text{и}}(j\omega) = -\frac{1}{j\omega\tau_{\text{и}}} = \frac{1}{\omega\tau_{\text{и}}} e^{j90^\circ} = H_{\text{и}}(\omega) e^{j\varphi_{\text{и}}(\omega)}, \quad (22.11)$$

где $H_{\text{и}}(\omega) = (\omega\tau_{\text{и}})^{-1}$ — амплитудно-частотная характеристика, $\varphi_{\text{и}}(\omega) = 90^\circ$ — фазовый сдвиг для всех спектральных составляющих входного сигнала.

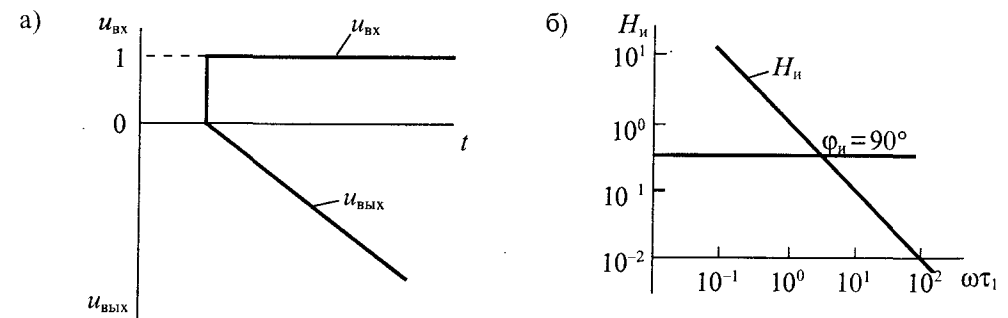


Рис. 22.8. Переходная характеристика (а) и амплитудно-частотная характеристика (б) интегратора с ОУ

Графики амплитудно- и фазо-частотной характеристик идеального интегратора приведены на рис. 22.8 а и б. Амплитудно-частотная характеристика в логарифмическом масштабе представлена прямой линией со спадом 20дБ на декаду, а фазо-частотная характеристика — горизонтальной прямой линией $\phi_n = 90^\circ$.

В действительности отличие характеристики реального ОУ от характеристик идеального ОУ приводит к значительному изменению свойств емкостного интегратора. Во-первых, реальный ОУ имеет конечный коэффициент усиления $K_u < \infty$. Во-вторых, входное и выходное сопротивления ОУ также имеют конечные значения, что особенно сильно сказывается при интегрировании малых токов от источников с большим выходным сопротивлением. И наконец, операционный усилитель имеет динамические характеристики, существенно отличные от идеальной модели. Одновременный учет всех этих особенностей реального ОУ приводит к очень сложной схеме замещения, поэтому рассмотрим только влияние ограниченного значения коэффициента усиления ОУ, которое будем считать равным K_u .

Пользуясь схемой замещения, приведенной на рис. 22.7 б, найдем

$$u_{вх} = iR_n + \phi_1,$$

где ϕ_1 — напряжение на входе усилителя.

Напряжение на выходе усилителя $u_{вых} = -K_u \phi_1$, а напряжение на конденсаторе u_c можно найти как разность ϕ_1 и $u_{вых}$:

$$u_c = \phi_1 - u_{вых} = \phi_1 + K_u \phi_1 = \phi_1 (1 + K_u).$$

В результате определим напряжение на входе ОУ: $\phi_1 = u_c / (1 + K_u)$. Так как входной ток ОУ принимаем равным нулю, то ток $i = C(du_c/dt)$, и в результате получаем уравнение для интегратора в виде:

$$u_{вх} = R_n C_n \frac{du_c}{dt} + \frac{u_c}{1 + K_u}, \quad \text{или} \quad u_{вх} (1 + K_u) = (1 + K_u) R_n C_n \frac{du_c}{dt} + u_c. \quad (22.12)$$

Если сравнить полученное уравнение с уравнением для пассивного RC интегратора (22.8)

$$u_c + R_n C_n \frac{du_c}{dt} = u_{вх},$$

то можно сделать вывод, что интегратор на ОУ эквивалентен такой RC-цепи, у которой постоянная времени $t_3 = (1 + K_u) R_n C_n$ в $(1 + K_u)$ раз больше постоянной времени пассивного интегратора и, кроме того, эквивалентное действующее напряжение на входе интегратора тоже увеличено в $(1 + K_u)$ раз. Начальная скорость изменения напряжения на конденсаторе осталась неизменной, так как

$$\frac{u_{вх} (1 + K_u)}{\tau_3} = \frac{u_{вх}}{R_n C_n}.$$

На рис. 22.9 приведены переходные характеристики пассивной RC-цепи и активного интегратора на ОУ с ограниченным усилением, из сравнения которых можно сделать вывод, что погрешность активного интегратора значительно меньше пассивного, даже при ограниченном усилении ОУ.

Интеграторы малых и сверхмалых токов. Измерение малых токов, электрических зарядов и сопротивлений изоляции связано с интегрированием очень малых токов, так как непосредственное измерение этих токов или зарядов весьма затруднительно. При этом используется определение заряда на образцовом конденсаторе C_k , создаваемого током I_n за некоторое время t_n . Чувствительность таких устройств тем выше, чем меньше емкость образцового конденсатора C_k и чем за большее время t_n выполняется интегрирование.

Для снижения входного сопротивления интеграторов тока и снижения погрешности образцовый конденсатор C_k включают в цепь отрицательной обратной связи, как показано на рис. 22.10, где K_u — коэффициент усиления, β — коэффициент передачи цепи обратной связи. Применение конденсатора в качестве образцового элемента позволяет достичь более высокой точности, так как погрешность аттестации и нестабильность емкости образцовых конденсаторов значительно меньше, чем для высокоомных резисторов, которые используются для этой же цели.

Простейшие интеграторы тока представляют собой циклические устройства, в которых после каждого цикла заряда накопительного конденсатора C_k требуется возвращение схемы в исходное состояние, т. е. требуется разряд интегрирующего конденсатора. Иногда для получения текущего значения тока на выходе интегратора включают дифференцирующее устройство в виде простейшей RC-цепи или операционного дифференцирующего усилителя.

Для того чтобы в схеме соблюдался режим интегрирования, необходимо выполнение условия $t_n \ll \tau_{вх}$, где $\tau_{вх} = C_{вх} / g_{вх}$ — постоянная времени входной цепи интегратора. При большом коэффициенте усиления $\tau_{вх}$ почти полностью определяется постоянной времени цепи обратной связи $\tau_{вх} \approx C_k / g_k$.

Выходное напряжение интегратора при ступенчатом токе I_n определяется его переходной характеристикой

$$u_2 = I_n \frac{K_u}{g_{вх}} (1 - e^{-t_n / \tau_{вх}}). \quad (22.13)$$

При большой постоянной времени $\tau_{вх} \gg t_n$ это выражение можно разложить в степенной ряд

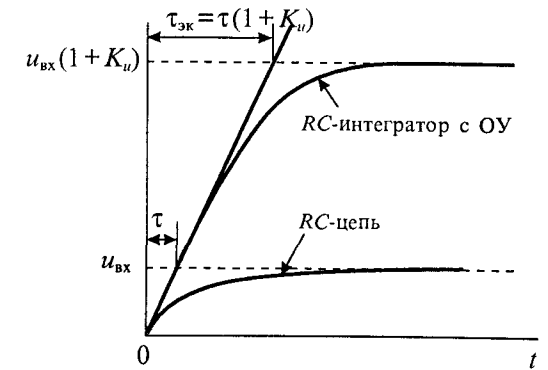


Рис. 22.9. Переходная характеристика интегратора на ОУ с ограниченным усилением

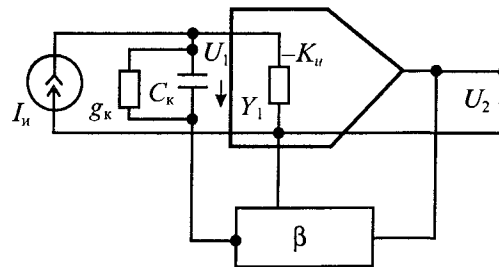


Рис. 22.10. Схема интегратора малых токов

Тейлора и, ограничиваясь двумя членами ряда, записать выходное напряжение в виде

$$u_2 = I_{in} \frac{K_u t_{in}}{C_{вх}} (1 - \delta_\tau), \quad (22.1)$$

где $\delta_\tau = t_{in}/2\tau_{вх}$ — погрешность нелинейности интегратора.

Эта погрешность интегратора уменьшается с увеличением постоянной времени входной цепи. Однако максимальное значение $\tau_{вх}$ не может превышать постоянной времени цепи обратной связи C_k/g_k .

Для получения выходного напряжения, пропорционального текущему значению входного тока I_{in} , можно использовать дифференцирующее устройство, установленное на выходе интегратора. Схема интегратора тока с дифференцирующим звеном приведена на рис. 22.11.

Для схемы интегратора тока с дифференцирующим звеном можно получить значение выходного напряжения, аналогичное (22.14), при условии замены t_{in} на

$$u_2 = I_{in} \frac{K_u \tau_d}{C_{вх}} (1 + \delta_\tau). \quad (22.1)$$

Сравнивая выражения (22.15) и (22.14), можно сделать вывод, что чувствительность интегратора с дифференцирующим звеном на выходе интегратора ниже, так как $\tau_d < t_{in}$.

Как уже отмечалось, в интеграторах малых токов используют интегрирующие конденсаторы малой емкости (от 10 до 50 пФ). Это позволяет увеличить чувствительность интегратора, но снижает допустимое время интегрирования. Для увеличения времени интегрирования применяют автоматическую компенсацию зарядного тока.

Схема интегратора с автокомпенсацией зарядного тока приведена на рис. 22.12. Выходное напряжение интегратора через интегрирующую цепь $R_n C_n$ подводится к образцовому конденсатору C_k , создавая компенсирующий ток.

Коэффициент передачи звена обратной связи имеет значение

$$\beta_n = (1 + j\omega\tau_n)^{-1},$$

где $\tau_n = R_n C_n$ — постоянная времени интегрирующей цепи.

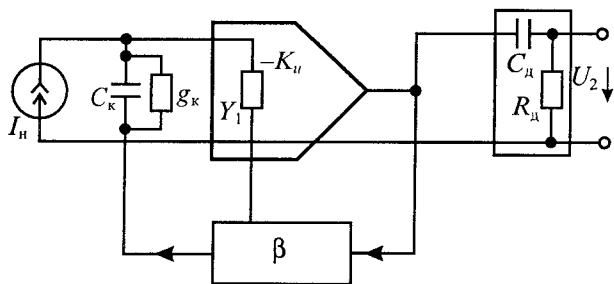


Рис. 22.11. Интегратор тока с дифференцирующим звеном

При достаточно большой постоянной времени τ_n интегрирующего звена обратной связи время интегрирования увеличивается больше, чем в два раза.

Постоянная времени интегратора тока определяется в основном качеством интегрирующего конденсатора C_k . При

использовании конденсаторов с воздушным диэлектриком проводимость утечки g_k в основном определяется опорными изоляторами, к которым крепятся пластины конденсатора, как показано на рис. 22.13 а.

Для увеличения постоянной времени интегратора при использовании конденсаторов с воздушным диэлектриком можно применить охранный электрод, который отводит токи утечки по опорному изолятору на корпус. Охранный электрод помещается между опорными изоляторами и соединяется с общей шиной усилителя, как показано на рис. 22.13 б. При этом проводимость g_k между входным опорным изолятором и охранным электродом оказывается включенной параллельно g_1 , а постоянная времени интегратора увеличивается примерно в $K_u \beta$ раз.

Конструктивное выполнение конденсаторов интегратора малых токов с охранным электродом приведено на рис. 22.14. Наибольшее распространение получили конденсаторы с односторонними выводами изображенные на рис. 22.14 а, и конденсаторы с двухсторонними выводами, изображенные на рис. 22.14 б. Охранное кольцо размещается на стороне выхода интегратора и подключается к общему проводу. Основные характеристики накопительного конденсатора типа НК-2, используемого в интеграторе электрометра ВК2-16, имеют следующие значения: $C_k = 100$ пФ; $R_{нз} = 10^{15}$ Ом, погрешность 1%.

Дифференцирующие устройства на операционных усилителях. Идеальное дифференцирующее устройство с операционным усилителем можно представить в виде схемы, изображенной на рис. 22.15 а. Схема замещения дифференцирующего

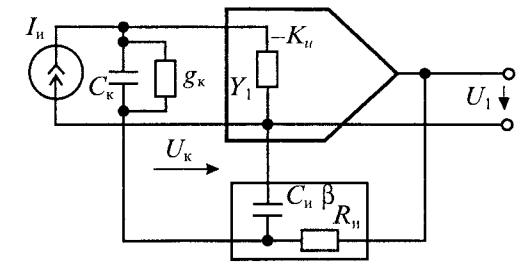


Рис. 22.12. Интегратор тока с автокомпенсацией зарядного тока

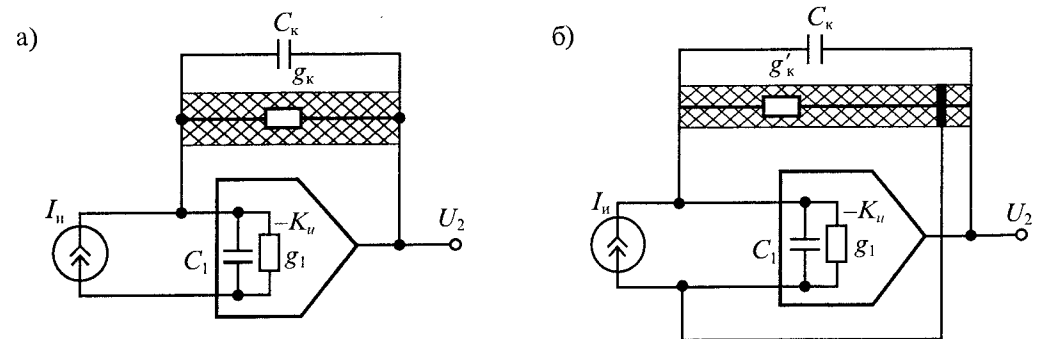


Рис. 22.13. Способы включения накопительного конденсатора: без охранного электрода (а) и с охранным электродом (б)

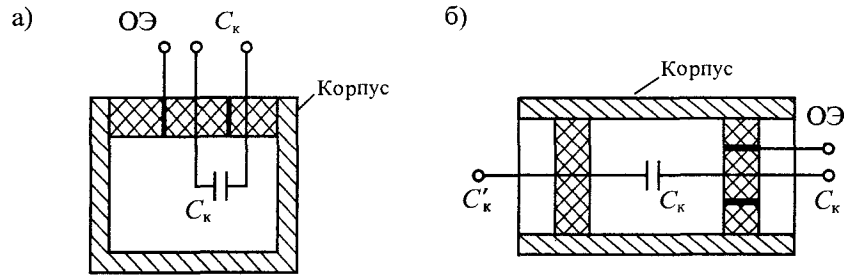


Рис. 22.14. Конструкции конденсаторов с охранным электродом: с односторонними выводами (а) и с двусторонними выводами (б)

устройства с идеальным ОУ приведена на рис. 22.15 б. Передаточная функция такого ДУ определяется формулой

$$U_{\text{вх}} \rho C_d = -\frac{U_{\text{вых}}}{R_d},$$

откуда

$$H_d(\rho) = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = -\rho \tau_d, \quad (22.16)$$

где $\tau_d = R_d C_d$ — постоянная времени дифференцирующего устройства.

Переходная характеристика идеального ДУ в соответствии с (22.16) определяется формулой

$$h_d(t) = -\tau_d \delta_1(t), \quad (22.17)$$

где $\delta_1(t)$ — импульсная функция первого рода. Таким образом, при скачкообразном напряжении на входе ДУ выходное напряжение будет иметь форму очень короткого импульса (теоретически его длительность равна нулю). График переходной характеристики ДУ приведен на рис. 22.16 а.

Частотная характеристика ДУ определяется по его передаточной функции (22.16) при замене $\rho = j\omega$:

$$H_d(j\omega) = -j\omega \tau_d = \omega \tau_d e^{-j90^\circ} = H_d(\omega) e^{j\varphi_d(\omega)},$$

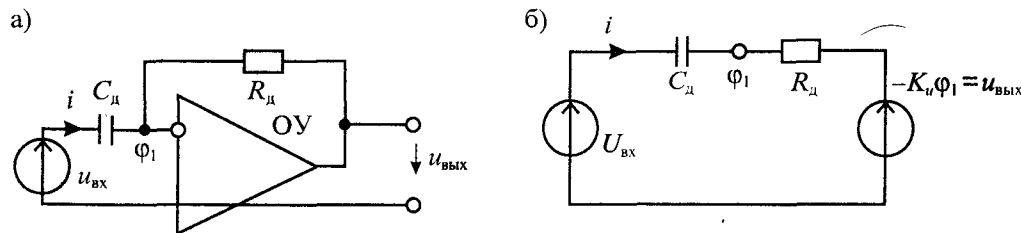


Рис. 22.15. Емкостное дифференцирующее устройство на ОУ (а) и его схема замещения (б)

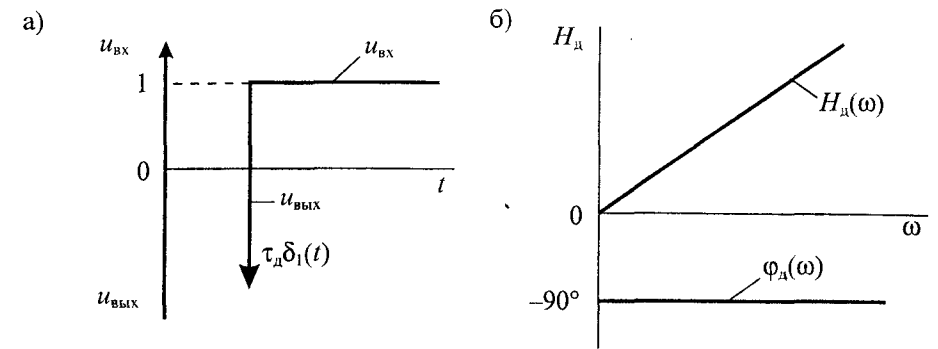


Рис. 22.16. Переходная характеристика (а) и амплитудно-частотная характеристика (б) дифференцирующего устройства на ОУ

где $H_d(\omega) = \omega \tau_d$ — амплитудно-частотная характеристика ДУ, а $\varphi_d(\omega) = -90^\circ$ — фазовый сдвиг (фазо-частотная характеристика). Графики амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик ДУ приведены на рис. 22.16 б.

Дифференциатор на реальном ОУ отличается от идеального ДУ тем, что его результирующая частотная характеристика имеет два полюса и один нуль, что указывает на возможность его самовозбуждения. При этом один полюс определяется собственной АЧХ ОУ. Для увеличения устойчивости дифференциатора параллельно R_d иногда включают корректирующий конденсатор C_k , в результате чего характеристика дифференциатора становится аналогичной фильтру верхних частот (см. лекцию 20).

Полное входное сопротивление дифференциатора имеет емкостный характер, так как $Z_{\text{вх}} = (\omega C_d)^{-1}$, поэтому с увеличением частоты входное сопротивление уменьшается и растет ток, потребляемый ДУ от источника сигнала. Для ограничения входного тока последовательно с емкостью C_d можно включить сопротивление R_k . Полная схема ДУ с дополнительными корректирующими элементами приведена на рис. 22.17.

Дифференцирующие устройства находят широкое применение в формирователях импульсов, в активных фильтрах, в генераторах колебаний и других случаях.

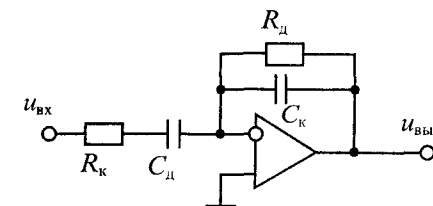


Рис. 22.17. Схема дифференциатора на ОУ с внешней коррекцией

НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

Лекция 23. Генераторы электрических сигналов*

Назначение и виды генераторов. Электронным генератором сигналов называют устройство, посредством которого энергия сторонних источников питания преобразуется в электрические колебания требуемой формы, частоты и мощности. Электронные генераторы входят составной частью во многие электронные приборы и системы. Так, например, генераторы гармонических или других форм колебаний используются в универсальных измерительных приборах, осциллографах, микропроцессорных системах, в различных технологических установках и др. В телевизорах генераторы строчной и кадровой разверток используются для формирования светящегося экрана.

Классификация генераторов выполняется по ряду признаков: форме колебаний, их частоте, выходной мощности, назначению, типу используемого активного элемента, виду частотно-избирательной цепи обратной связи и др. По назначению генераторы делят на технологические, измерительные, медицинские, связные. По форме колебаний их делят на генераторы гармонических и негармонических (импульсных) сигналов.

По выходной мощности генератора делят на маломощные (менее 1 Вт), средней мощности (ниже 100 Вт) и мощные (свыше 100 Вт). По частоте генераторы можно разделить на следующие группы: инфранизочастотные (менее 10 Гц), низкочастотные (от 10 Гц до 100 кГц), высокочастотные (от 100 кГц до 100 МГц) и сверхвысокочастотные (выше 100 МГц).

По используемым активным элементам генераторы делят на ламповые, транзисторные, на операционных усилителях, на туннельных диодах, или диносторах, а по типу частотно-избирательных цепей обратной связи — на генераторы LC-, RC- и RL-типа. Кроме того, обратная связь в генераторах может быть внешней или внутренней.

Принципы построения генераторов. Генератор является нелинейным устройством, которое преобразует, как уже сказано, энергию постоянного напряжения от источников питания в энергию колебаний. Обобщенная структурная схема генератора с внешней обратной связью приведена на рис. 23.1. Она содержит усилитель с коэффициентом усиления K^{**} , частотно-избирательную цепь положительной обратной связи с коэффициентом передачи β и цепь отрицательной обратной связи с коэффициентом передачи m .

Функционирование генератора можно разделить на два этапа: этап возбуждения генератора и этап стационарного режима. На этапе возбуждения колебаний

* Кроме генераторов, модуляторов и демодуляторов к нелинейным электронным устройствам относятся также устройства фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), рассмотренные в дополнении (лекция 2д).
 ** K , β , $U_{вх}$, $U_{вых}$ — комплексные величины.

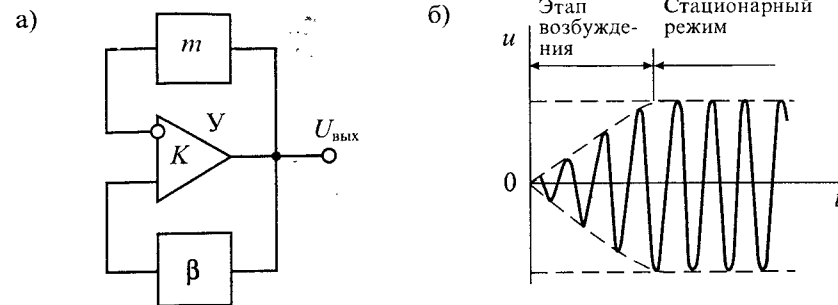


Рис. 23.1. Обобщенная структурная схема генератора (а) и процесс установления колебаний в генераторе (б)

в генераторе появляются колебания и амплитуда их постепенно нарастает. На втором этапе амплитуда колебаний стабилизируется и генератор переходит в стационарный режим. Форма колебаний на обоих этапах показана на рис. 23.1 б.

На этапе возбуждения колебаний основную роль играет цепь положительной обратной связи. Эта цепь определяет условие возбуждения колебаний, их частоту и скорость нарастания амплитуды. После возникновения колебаний их амплитуда нарастает до тех пор, пока действие нелинейной отрицательной обратной связи не ограничит их рост.

Поскольку на этапе возбуждения цепь отрицательной обратной связи не работает, рассмотрим более простую схему генератора, изображенную на рис. 23.2 а. Цепь положительной обратной связи β обычно выполняется на пассивных элементах и потому имеет потери. Затухание сигнала в цепи обратной связи компенсируется усилением, которое обеспечивает усилитель У. Рассмотрим условия, при которых в схеме, приведенной на рис. 23.2 а могут возникнуть колебания.

При включении питания в схеме возникают колебания, обусловленные нестационарными процессами — зарядом емкостей и индуктивностей, переходными

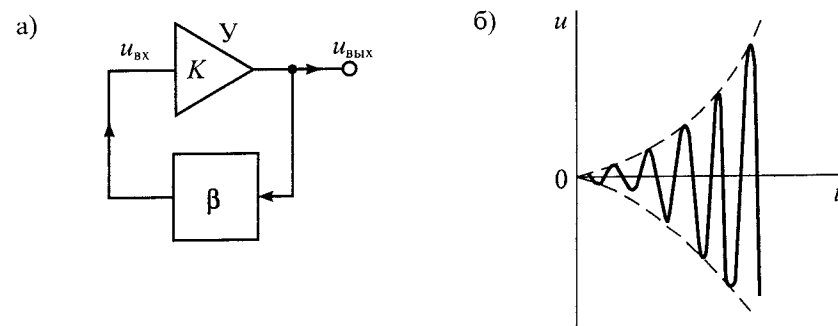


Рис. 23.2. Структурная схема генератора без отрицательной обратной связи (а) и форма выходного напряжения на начальной стадии возбуждения колебаний (б)

процессами в транзисторах или ОУ. Эти колебания поступают на вход усилителя в виде сигнала $U_{вх}$ и, пройдя усилитель, появляются на его выходе в виде сигнала $U_{вых} = U_{вх}K$. С выхода усилителя колебания через цепь положительной обратной связи вновь поступают на вход усилителя, поэтому

$$U_{вх} = U_{вых}\beta \quad \text{или} \quad U_{вых}(1 - K\beta) = 0, \quad (23.1)$$

где K — комплексное значение коэффициента усиления, β — передача цепи обратной связи.

Из уравнения (23.1) следует, что напряжение на входе усилителя, а следовательно, и на его выходе может иметь конечное значение только при выполнении условия:

$$1 - K\beta = 0,$$

откуда находим условие возбуждения колебаний:

$$K\beta = 1, \quad (23.2)$$

где произведение $K\beta$ называется петлевым усилением усилителя с обратной связью.

Условие возникновения колебаний (23.2) распадается на два условия, которые принято называть условиями баланса амплитуд и фаз:

$$\begin{cases} |K\beta| = 1, \\ \arg(K\beta) = \varphi_K + \varphi_\beta = 0. \end{cases} \quad (23.3)$$

Первое из условий (23.2) означает, что в стационарном режиме полное петлевое усиление на рабочей частоте генератора должно быть равно единице, т. е. модуль коэффициента усиления усилителя должен быть равен модулю обратной величины коэффициента передачи звена положительной обратной связи $|K| = |\beta^{-1}|$. Иначе говоря, насколько сигнал ослабляется при передаче через цепь обратной связи β , настолько же он должен усиливаться усилителем.

Если коэффициент усиления усилителя $|K| < |\beta^{-1}|$, то колебания в схеме генератора будут затухающими, и наоборот, при $|K| > |\beta^{-1}|$ колебания будут нарастающими, как показано на рис. 23.2 б. Для точного выполнения условия баланса амплитуд в схему генератора вводится отрицательная обратная связь, посредством которой изменяется петлевое усиление $K\beta$. Возможны различные способы регулирования петлевого усиления: изменением коэффициента усиления усилителя, изменением коэффициента передачи цепи положительной обратной связи, изменением коэффициента передачи цепи отрицательной обратной связи. В качестве элементов, регулирующих петлевое усиление, используются или пассивные нелинейные элементы: термисторы, варисторы, позисторы, лампы накаливания и др. или транзисторы в режиме регулируемого сопротивления.

Второе условие (21.3), называемое условием баланса фаз, означает, что полный фазовый сдвиг в замкнутом контуре генератора должен быть равен $2\pi n$, где n — любое целое число. Условие баланса фаз позволяет определить частоту генерируемых колебаний. Если условие баланса фаз выполняется только на одной

частоте, то при выполнении условия баланса амплитуд колебания будут гармоническими. Если условие баланса фаз выполняется для ряда частот, то колебания будут негармоническими.

Кроме рассмотренных генераторов с внешней обратной связью, существуют генераторы с внутренней обратной связью, у которых положительная обратная связь обусловлена устройством используемого активного элемента. К таким элементам относятся некоторые типы полупроводниковых диодов, имеющих участки с отрицательным сопротивлением: диносторы, тиристоры, туннельные диоды, а также электронные лампы с вторичной эмиссией. В таких генераторах отрицательное сопротивление активного элемента используется для компенсации положительного сопротивления потерь в пассивных элементах. Эти генераторы могут использоваться как при синусоидальной форме выходного напряжения, так и при негармонических выходных напряжениях. Для формирования гармонических напряжений в таких генераторах обычно используются различные резонансные контуры.

Генераторы гармонических сигналов. В генераторах гармонических сигналов цепь положительной обратной связи выполняется таким образом, чтобы условие баланса фаз выполнялось на одной единственной частоте, на которой также выполняется условие баланса амплитуд.

Наиболее распространенными генераторами гармонических сигналов являются генераторы, в которых цепь положительной обратной связи выполнена на последовательных или параллельных резонансных контурах, на фазосдвигающих RC - или RL -цепях. В качестве примера рассмотрим работу генератора на полевом транзисторе с резонансным контуром в цепи стока, изображенного на рис. 23.3 а.

Режим работы схемы генератора по постоянному току выбирается с помощью двух источников питания: источника питания стока E_c и источника смещения затвора E_3 . В схеме использован параллельный колебательный контур $L_k C_k$, а сопротивление r_k учитывает потери на элементах контура — катушке индуктивности и емкости. Усилитель генератора выполнен на полевом транзисторе с управляющим

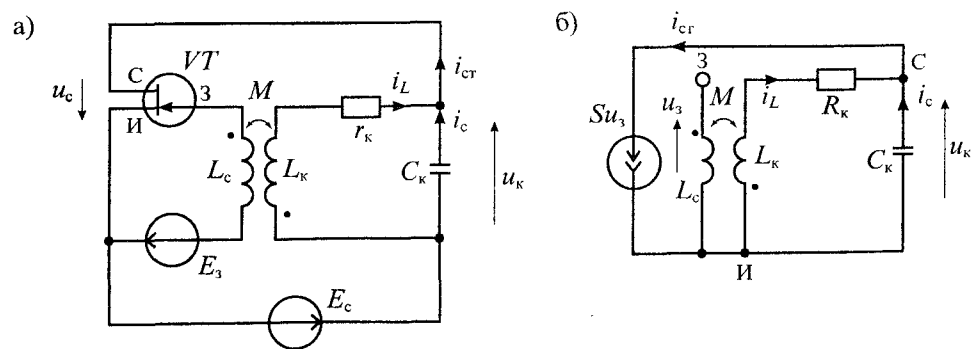


Рис. 23.3. Схема генератора на полевом транзисторе (а) и его схема замещения (б)

p-n-переходом. Положительная обратная связь из цепи стока в цепь затвора осуществляется через обмотку связи L_c , индуктивно связанную с катушкой L_k контура. Поскольку источники питания обеспечивают режим работы схемы по постоянному току, то при анализе схемы в режиме малого сигнала переменного напряжения их можно не учитывать (т. е. заменить короткозамкнутыми перемычками). Схема замещения генератора в режиме малого переменного напряжения приведена на рис. 23.3 б.

Пользуясь этой схемой замещения запишем основные уравнения генератора:

$$i_{ст} = Su_3, \quad u_3 = M \frac{di_L}{dt},$$

где $i_{ст}$ — ток стока, S — крутизна полевого транзистора, u_3 — напряжение на затворе, M — взаимная индуктивность; из этих уравнений найдем, что

$$i_{ст} = SM \frac{di_L}{dt}.$$

Ток стока транзистора VT равен $i_{ст} = i_L + i_C$, где

$$i_C = C_k \frac{du_C}{dt}, \quad \text{а} \quad u_C = r_k i_L + L_k \frac{di_L}{dt},$$

откуда

$$i_C = r_k C_k \frac{di_L}{dt} + L_k C_k \frac{d^2 i_L}{dt^2}.$$

Подставив значение i_C , найдем значение тока стока

$$i_{ст} = i_L + r_k C_k \frac{di_L}{dt} + L_k C_k \frac{d^2 i_L}{dt^2} = MS \frac{di_L}{dt},$$

откуда следует, что

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \left(\frac{r_k}{L_k} - \frac{MS}{L_k C_k} \right) \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{L_k C_k} i_L = 0. \quad (23.4)$$

Введем некоторые обозначения:

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}$ — резонансная частота контура без потерь;

$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{r_k}{L_k} - \frac{MS}{L_k C_k} \right)$ — коэффициент затухания контура.

Тогда уравнение (23.4) примет вид:

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + 2\alpha \frac{di_L}{dt} + \omega_0^2 i_L = 0. \quad (23.5)$$

Решение уравнения (23.5) имеет вид:

$$i_L = I_{mL} e^{-\alpha t} \sin \omega t, \quad (23.6)$$

где $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$ — частота колебаний в контуре.

Из уравнения (23.6) следует, что при $\alpha > 0$ колебания в контуре затухают, а при $\alpha < 0$ — нарастают. При $\alpha = 0$ в контуре устанавливается режим стационарных колебаний, определяемый формулой

$$i_{L,уст} = I_{mL} \sin \omega t.$$

Таким образом, выполненное рассмотрение показывает, что условие возбуждения колебаний в контуре можно записать в виде

$$S \geq \frac{r_k C_k}{M} = S_{кр}. \quad (23.7)$$

Приведенное выше значение коэффициента затухания α можно записать в виде

$$\alpha = \frac{1}{2L_k} \left(r_k - \frac{MS}{C_k} \right) = \frac{1}{2L_k} (r_k - r_{вн}),$$

где $r_{вн} = MS/C_k$ — отрицательное вносимое сопротивление.

Если сопротивление потерь в колебательном контуре r_k сделать равным отрицательному вносимому сопротивлению $r_{вн}$, то полное сопротивление контура будет равно нулю, т. е. положительная обратная связь приводит к созданию отрицательного вносимого сопротивления $r_{вн}$. Регулировать отрицательное вносимое сопротивление можно различными способами, однако наиболее предпочтительным является изменение крутизны полевого транзистора путем изменения напряжения смещения затвора E_3 . При увеличении напряжения смещения на затворе крутизна полевого транзистора уменьшается.

В стационарном режиме работы генератора установление амплитуды происходит за счет изменения крутизны транзистора с ростом амплитуды колебаний. Если использовать степенную аппроксимацию зависимости тока стока от напряжения на затворе

$$i_c = S_0 u_3 - b u_3^3 = u_3 (S_0 - b u_3^2),$$

то можно найти приближенную зависимость крутизны от напряжения на затворе:

$$S(u_3) = S_0 - b u_3^2,$$

где S_0 — крутизна при напряжении на затворе, равном нулю.

График изменения крутизны при изменении напряжения на затворе приведен на рис. 23.4. Из графика видно, что с ростом напряжения на затворе полевого транзистора крутизна снижается от значения S_0 до значения $S_{раб}$, которое и определяет напряжение $u_{3,уст}$ на затворе в стационарном режиме:

$$S_{раб} = S_0 - b u_{3,уст}^2.$$

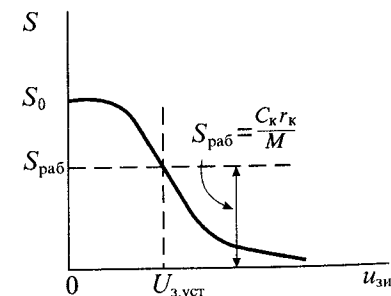


Рис. 23.4. Зависимость крутизны от амплитуды напряжения на затворе

Отсюда следует:

$$u_{3,уст} = \sqrt{\frac{S_0 - S_{раб}}{b}}$$

Напряжение на контуре можно найти, если учесть коэффициент трансформации $n = L_k/M$:

$$u_k \approx \frac{L_k}{M} u_{3,уст}$$

Следует отметить еще одну особенность трансформаторной обратной связи, используемой в схеме генератора, приведенной на рис. 23.3 а. Однополярные концы обмоток трансформатора для возбуждения генератора должны быть включены таким образом, чтобы любое возмущение колебательной системы приводило к появлению сигнала обратной связи, который, складываясь с начальным возмущением, увеличивал бы его. Учитывая, что транзистор изменяет полярность сигнала на противоположную, трансформатор также должен изменять полярность сигнала, с тем, чтобы полный сдвиг фазы составил 2π .

Более совершенная схема генератора с индуктивной обратной связью может быть построена на дифференциальном усилителе, как показано на рис. 23.5. Как и в простейшем генераторе с трансформаторной обратной связью, в схеме имеется обмотка обратной связи L_c , которая включена между базами транзисторов $VT1$ и $VT2$. Транзистор $VT3$ является генератором тока, который питает дифференциальный каскад. Для уменьшения влияния нагрузки на стабильность генерируемых колебаний и увеличения нагрузочной способности генератора выходное напряжение снимается с эмиттерного повторителя, выполненного на транзисторе $VT4$.

Благодаря симметричной схеме усилителя на выходе генератора практически отсутствуют четные гармоники.

Трехточечные генераторы.

Кроме генераторов с трансформаторной связью широко применяются схемы, получившие название трехточечных. В этих схемах учтены два основных положения, которые были установлены ранее: 1) для выполнения условия баланса фаз напряжения, действующие на затворе (или базе) и стоке (или коллекторе), должны быть в противофазе; 2) для выполнения баланса амплитуд к затвору (или базе) подводится только часть напряжения на контуре. Упрощенные схемы трехточечных

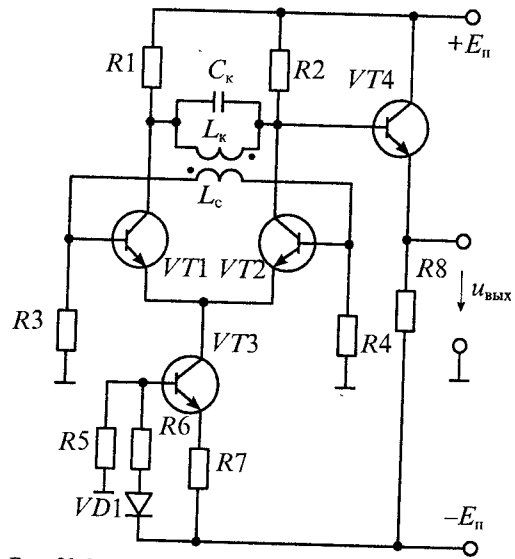


Рис. 23.5. Схема генератора на дифференциальном каскаде с трансформаторной обратной связью

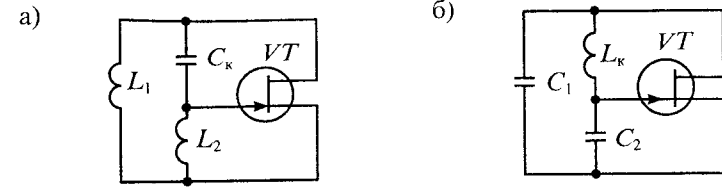


Рис. 23.6. Упрощенные схемы трехточечных генераторов с индуктивной (а) и емкостной (б) обратной связью

генераторов приведены на рис. 23.6. В схеме индуктивной трехточки (а) колебательный контур состоит из двух индуктивностей L_1 и L_2 , включенных последовательно, и емкости C_k . По сути, эта схема идентична схеме с трансформаторной связью, в которой использовано автотрансформаторное включение катушек L_1 и L_2 . В схеме емкостной трехточки вместо трансформаторного делителя использован емкостной делитель, состоящий из двух емкостей C_1 и C_2 .

Для выполнения условия баланса фаз противоположные концы контура включены между стоком и затвором (или между базой и коллектором). Средняя точка индуктивного или емкостного делителя подключена к истоку (или эмиттеру). Полные схемы трехточечных генераторов приведены на рис. 23.7. На рис. 23.7 а приведена схема трехточечного генератора с емкостным делителем, называемого генератором Колпитца. Выходное напряжение снимается с дополнительной выходной обмотки $L_{св}$. На затвор транзистора подается через резистор R_2 напряжение смещения, которое выбирается таким образом, чтобы уменьшить искажение формы выходного напряжения.

На рис. 23.7 б приведена схема индуктивной трехточки, называемой генератором Хартли. Для замыкания средней точки индуктивного делителя с эмиттером используется конденсатор $C_{св}$. Сопротивления R_1 и R_2 обеспечивают выбор рабочей точки транзистора по постоянному току.

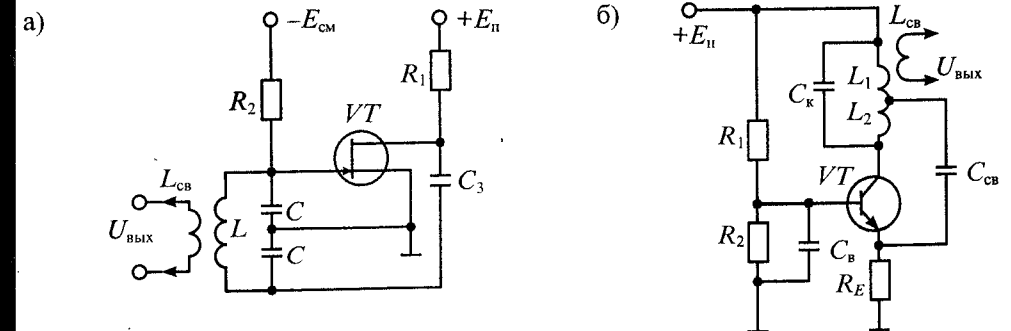


Рис. 23.7. Схема емкостного трехточечного генератора на полевом транзисторе (а) и индуктивного трехточечного генератора на биполярном транзисторе (б)

RC-генераторы гармонических сигналов. Генераторы с LC-контурами нашли широкое применение на высокой частоте, однако их применение на низкой частоте осложняется низким качеством и большими габаритами катушек индуктивности. В связи с этим низкочастотные генераторы обычно используют различные RC-цепи в звеньях положительной обратной связи. Эти RC-цепи обычно имеют квазирезонансные характеристики, со сдвигом фаз между входным и выходным напряжениями, равным нулю или 180°. Две такие цепи приведены на рис. 23.8. Первая цепь (рис. 23.8 а) состоит из трех фазосдвигающих звеньев, каждое из которых обеспечивает сдвиг по фазе на 60°. В результате выходное напряжение будет сдвинуто по отношению к входному на 180°. Для возбуждения колебаний усилитель также должен иметь сдвиг по фазе, равный 180°, т. е. должен быть инвертирующим.

Вторая цепь, изображенная на рис. 23.8 б, называется мостом Вина и на квазирезонансной частоте обеспечивает сдвиг по фазе, равный нулю, поэтому для возбуждения колебаний усилитель должен быть неинвертирующим.

Мост Вина состоит из двух RC-звеньев: первое звено состоит из последовательного соединения R и C и имеет сопротивление

$$Z_1 = R + \frac{1}{j\omega C} = \frac{1 + j\omega CR}{j\omega C},$$

второе звено состоит из параллельного соединения таких же R и C и имеет сопротивление

$$Z_2 = \frac{R \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R}{1 + j\omega C}.$$

Коэффициент передачи звена положительной обратной связи определяется выражением

$$\beta = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{1 + Z_1/Z_2},$$

откуда после подстановки Z_1 и Z_2 , найдем

$$\beta = \frac{j\omega CR}{1 - \omega^2 C^2 R^2 + 3j\omega CR}. \quad (23.8)$$

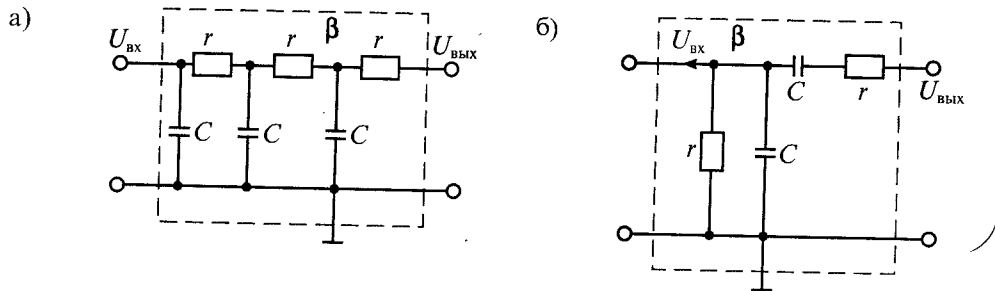


Рис. 23.8. Трехзвенная RC-цепь (а) и схема моста Вина (б)

Если выполнить условие $1 - (\omega CR)^2 = 0$, то фазовый сдвиг будет равен нулю, а $\beta = 1/3$. В этом случае частоту генератора можно будет определить по формуле

$$\omega = (CR)^{-1}. \quad (23.9)$$

Для стабилизации амплитуды в таких генераторах используют нелинейную отрицательную обратную связь. Две схемы генераторов низкой частоты с мостом Вина и различным выполнением цепи отрицательной обратной связи приведены на рис. 23.9. На рис. 23.9 а показана схема генератора с операционным усилителем, в котором отрицательная обратная связь выполнена в виде нелинейного делителя напряжения на сопротивлениях r_1 и r_2 . Сопротивление r_1 — линейное, а сопротивление r_2 — нелинейное. В качестве сопротивления r_2 очень часто используют лампочку накаливания. При увеличении выходного напряжения сопротивление металлической нити лампы накаливания увеличивается, что приводит к увеличению глубины отрицательной обратной связи и, следовательно, к уменьшению усиления. В результате выходное напряжение стабилизируется на определенном уровне.

Другой способ стабилизации выходного напряжения генератора показан на рис. 23.9 б. В этой схеме в качестве регулируемого сопротивления используется сопротивление канала полевого транзистора с управляющим p-n-переходом. При увеличении выходного напряжения генератора увеличивается отрицательное напряжение на затворе транзистора, в результате этого его сопротивление увеличивается, что приводит к увеличению глубины отрицательной обратной связи и, следовательно, к снижению усиления.

Следует отметить, что в обеих схемах, приведенных на рис. 23.9, коэффициент усиления усилителя должен быть больше трех. Именно это значение коэффициента усиления и устанавливается при помощи регулируемой цепи обратной связи.

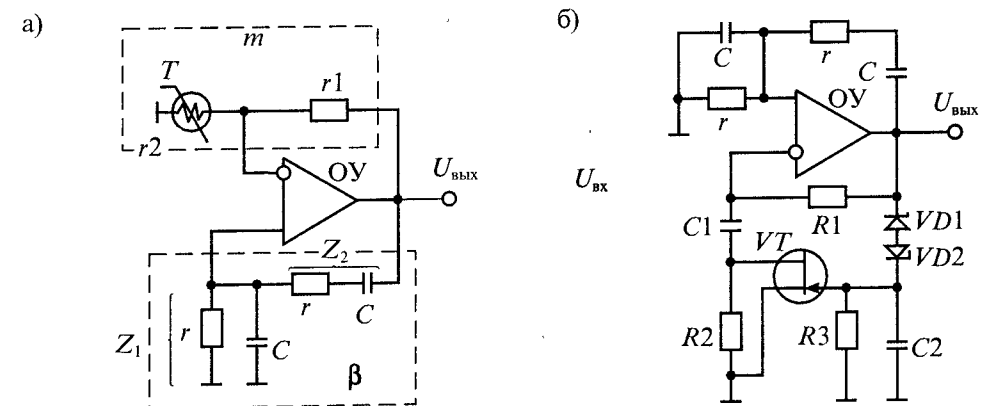


Рис. 23.9. Генератор с мостом Вина на операционном усилителе (а) и с отрицательной ОС на полевым транзисторе (б)

Генераторы с внутренней обратной связью (с отрицательным сопротивлением). В рассмотренных типах генераторов цепи обратной связи отделены от усилительного элемента. Однако существует большая группа генераторов, в которых внешних цепей обратной связи нет совсем. В таких генераторах используются участки вольт-амперных характеристик различных элементов, имеющие отрицательное сопротивление. Участки с отрицательным сопротивлением (или проводимостью) имеются у некоторых типов электронных ламп, например, тетродов, туннельных диодов, динисторов и тиристоров. Если отрицательное сопротивление такого элемента больше положительного сопротивления колебательного контура, то, включив такой элемент в состав контура, можно скомпенсировать потери и тем самым создать в контуре незатухающие колебания.

На рис. 23.10 а показан генератор на туннельном диоде VD . В состав генератора входят, кроме туннельного диода, источник питания E и катушка индуктивности L с сопротивлением R . Вольт-амперная характеристика туннельного диода (рис. 23.10 б) на участке $A-B$ имеет отрицательное дифференциальное сопротивление $r_{диф} = -(20 \dots 100 \text{ Ом})$. При включении питания рабочая точка вначале перемещается по ветви $O-A$. Достигнув точки A , из-за наличия в цепи индуктивности рабочая точка перемещается скачком в точку B . Если напряжение источника меньше значения u_2 , то рабочая точка перемещается из точки B в точку B' , откуда скачком возвращается в точку Γ . Далее процесс повторяется. Очевидно, что напряжение питания должно выбираться из условия $u_1 < E < u_2$, а сопротивление $R < |r_{диф}|$. Так как скачки из точки A в точку B и из точки B в точку Γ происходят достаточно быстро, то на выходном напряжении они представлены в виде прямых линий. На участках $A-\Gamma$ и $B-B'$ скорость перемещения зависит от постоянной времени RL -цепи и характеристик диода. Форма выходного напряжения приведена на рис. 23.10 б.

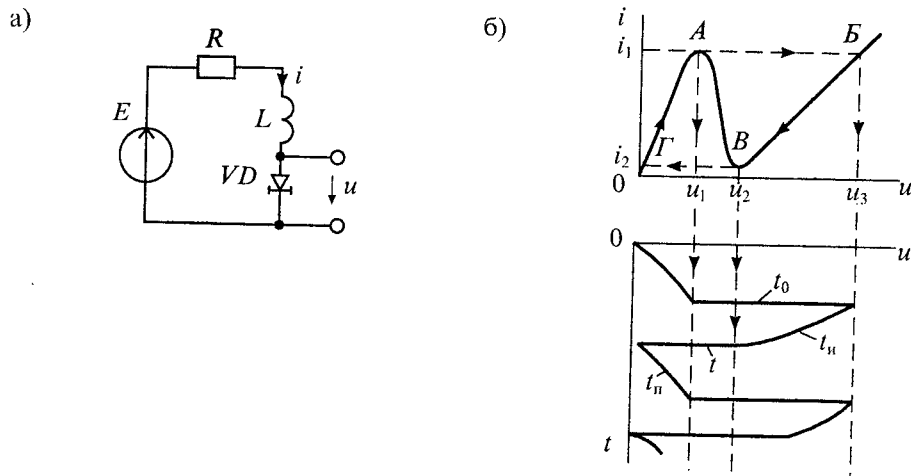


Рис. 23.10. Генератор релаксационных колебаний на туннельном диоде (а) и форма выходного напряжения (б)

Аналогичным образом работает генератор на динисторе (или тиристоре). Схема генератора на динисторе приведена на рис. 23.11 а. Она содержит, кроме динистора, источник питания E , сопротивление R и емкость C . Вольт-амперная характеристика динистора имеет участок отрицательного сопротивления (проводимости) $A-B$. При включении питания ток $i \approx E/R$ заряжает конденсатор C . Когда напряжение на конденсаторе C достигнет значения $u_{вкл}$, произойдет включение динистора VD и конденсатор разрядится до напряжения $u_{отк}$. Если выполняется условие, что ток $i_2 < E/R$, то рабочая точка динистора переместится в точку B и далее процесс повторится. На участке разряда конденсатора выходное напряжение имеет вид прямых линий и ввиду малого сопротивления включенного динистора скорость разряда достаточно высокая. Заряд конденсатора происходит по экспоненте и скорость его зависит от напряжения питания E , сопротивления R и емкости C . Форма выходного напряжения генератора приведена на рис. 23.11 б.

В заключение отметим, что генераторы такого типа с негармоническим напряжением сложной формы называются релаксационными. Форму выходного напряжения релаксационного генератора можно сделать гармонической, если в схему включить колебательный контур, который обеспечит фильтрацию высших гармоник выходного напряжения.

Расчет генератора на туннельном диоде. Для расчета генератора на туннельном диоде можно воспользоваться приводимыми ниже формулами:

- длительность переключения из точки A в точку B (и из B в Γ):

$$t_0 \approx 2C_{\mu} \frac{u_3 - u_1}{i_1 - i_2};$$

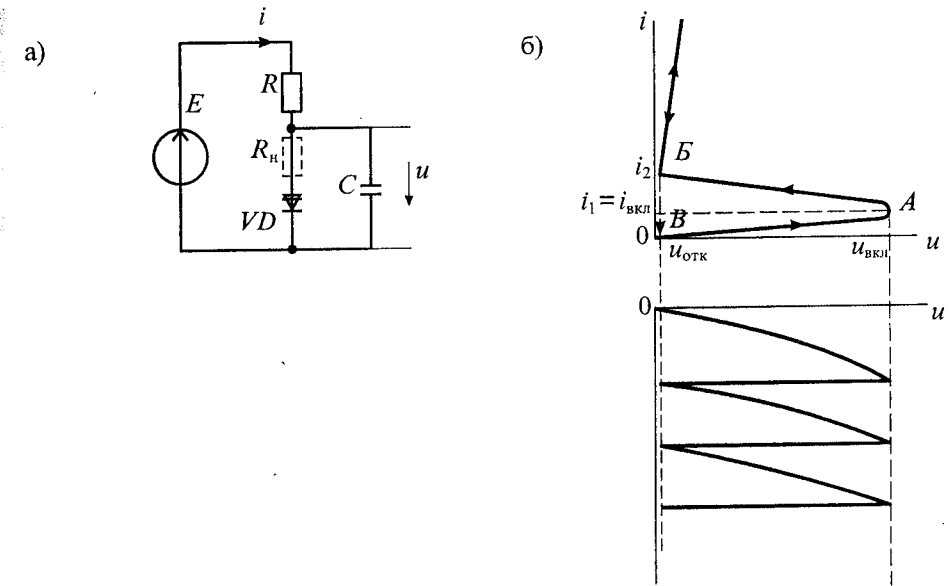


Рис. 23.11. Генератор релаксационных колебаний на динисторе (а) и форма выходного напряжения (б)

Раздел 5. Нелинейные электроны устройства

- длительность вершины импульса от точки B до точки B' :

$$t_{н1} \approx \frac{L}{\frac{u_3 - u_2}{i_1 - i_2} + R};$$

- длительность паузы от точки 0 до точки A :

$$t_{н2} \approx \frac{L}{u_1/i_1 + R};$$

- частота колебаний $f = T^{-1}$, где $T = t_{н1} + t_{н2} + 2t_0$.

Пример расчета. Туннельный диод ГИЗО4А с параметрами: $i_1 = 5$ мА, $i_2 = 1$ мА, $u_1 = 0,075$ В, $u_2 = 0,25$ В, $u_3 = 0,45$ В, $C_{д} = 20$ пФ, $I_{макс} = 10$ мА, $R = 10$ Ом, $L = 4$ мкГн.

Р а с ч е т.

1. Длительность переключения $t_0 = 2,20 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{450 - 75}{5 - 1} = 3,75$ нс.
2. Длительность вершины импульса $t_{н1} = \frac{4 \cdot 10^{-6}}{0,2/4 + 10} = 0,4$ мкс.
3. Длительность паузы $t_{н2} = \frac{4 \cdot 10^{-6}}{75/5 + 10} = 0,16$ мкс.
4. Период колебания $T = 0,16 + 0,4 + 0,1 = 0,57$ мкс.
5. Частота колебаний $f = T^{-1} = 1,75$ МГц.
6. Амплитуда импульса $u_{н1} \approx u_3 = 0,4$ В.

Расчет генератора на диносторе. Для расчета генератора на диносторе можно воспользоваться следующими формулами:

- условие автоколебательного режима:

$$\frac{E - u_{вкл}}{R} > i_{вкл}, \quad \frac{E}{R} < i_{вык},$$

- длительность импульса $t_{н1} \approx 3CR_{н1}$,
- длительность паузы $t_{н2} = CR \ln[E/(E - u_{вкл})]$,
- период колебания $T = t_{н1} + t_{н2}$, частота $f = T^{-1}$,
- длительность фронта импульса $t_{ф} = u_{вкл}/V_{нар}$.

Пример расчета. Диностор КН102А с параметрами $u_{вкл} = 5$ В, $u_{отк} = 1,5$ В, $V_{нар} = 0,3$ В/мкс, $i_{вкл} = 1$ мА, $E = 10$ В, $C = 1$ мкФ, $R_{н1} = 100$ Ом, $i_{вык} = i_2 = 15$ мА.

Р а с ч е т.

1. Выбор сопротивления:

$$R < \frac{10^{-5}}{10^{-3}} = 5 \text{ кОм}, \quad R > \frac{10}{15 \cdot 10^{-3}} = 670 \text{ Ом},$$

таким образом, генерация возможна при $670 < R < 5000$ Ом.

2. Выбираем $R = 2$ кОм.
3. Длительность импульса $t_{н1} = 3 \cdot 10^{-6} \cdot 100 = 300$ мкс.
4. Длительность паузы $t_{н2} = 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^3 \ln(10/5) = 1,4$ мс.
5. Период колебаний $T = 1,4 + 0,3 = 1,7$ мс, $f = 600$ Гц.

Кварцевые генераторы. Кварцевые генераторы получили свое название от кристалла кварца, который используется в генераторе вместо колебательного контура. Добротность колебательного контура на кварце и его стабильность настолько велики, что достичь таких значений в схемах генераторов LC - или RC -типа

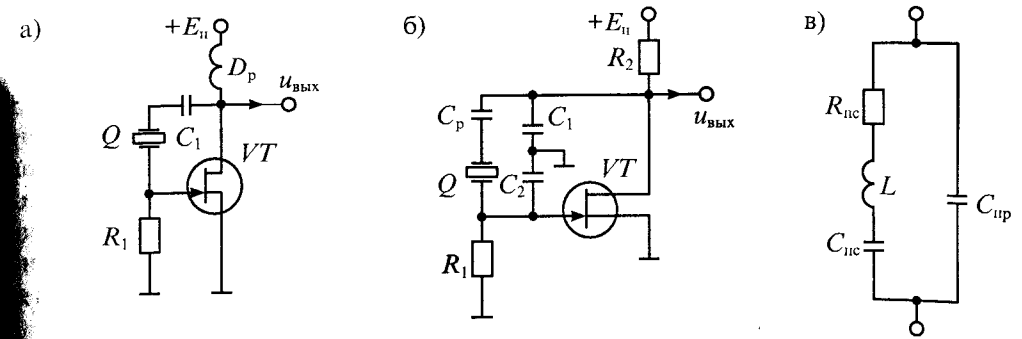


Рис. 23.12. Кварцевый генератор по схеме Пирса (а), кварцевый генератор по схеме Колпитца (б) и схема замещения кварца (в)

просто невозможно. Так, например, стабильность частоты RC -генераторов имеет значение около 0,1%, LC -генераторов — около 0,01%, а кварцевый генератор имеет нестабильность частоты от 10^{-4} до 10^{-50} .

Конструктивно кварцевый контур выполняется в виде кварцевой пластины с нанесенными на нее электродами. Эквивалентная схема кварцевого контура приведена на рис. 23.12 в, где: L — эквивалентная индуктивность кварца, $R_{пс}$ — сопротивление потерь, $C_{пс}$ — последовательная емкость, $C_{пр}$ — параллельная емкость. Такой контур имеет две резонансные частоты: резонанса напряжений $\omega_n \approx (LC_{пс})^{-1/2}$ и резонанса токов $\omega_r \approx (LC_{пр})^{-1/2}$, причем $\omega_n < \omega_r$. Эти резонансные частоты расположены очень близко друг к другу и отличаются всего примерно на 1%. В результате этого частотная характеристика кварцевого контура имеет очень острый пик и высокую добротность.

Две схемы кварцевых генераторов приведены на рис. 23.12. На рис. 23.12 а приведена схема кварцевого генератора, предложенная Пирсом. В этой схеме кварц включается между стоком и затвором полевого транзистора VT , т. е. в цепь отрицательной обратной связи. Однако на частоте резонанса кварц вносит дополнительный фазовый сдвиг на 180° , в результате чего обратная связь становится положительной.

Аналогичным образом функционирует схема кварцевого генератора, предложенная Колпитцем (рис. 23.12 б). В этой схеме для облегчения возбуждения применен емкостной делитель на элементах C_1 и C_2 . В результате чего схема становится похожей на емкостную трехточку.

Лекция 24. Модуляторы электрических сигналов

Виды и методы модуляции электрических сигналов. Модуляцией называется процесс отображения информационного сигнала в одном из параметров другого колебания, которое используется в качестве переносчика информации. При этом информационный сигнал называется модулирующим, а переносчик информации называется несущим. В качестве несущего могут использоваться непрерывные или импульсные колебания. Наибольшее распространение получили гармонические сигналы и последовательности прямоугольных импульсов.

Если в качестве несущего используется гармоническое колебание

$$u(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (24.1)$$

где U_m — его амплитуда, $\omega_0 = 2\pi f_0$ — угловая частота, φ_0 — начальная фаза, то возможны три вида модуляции — амплитудная (АМ), частотная (ЧМ) и фазовая (ФМ).

При любом виде модуляции соответствующий параметр изменяется по закону информативного сигнала. В качестве информативных сигналов могут быть любые сигналы, сопровождающие некоторые процессы и представленные в электрической форме; например, речевые сообщения, сигналы изображения, отклонение выходного напряжения стабилизатора от номинального значения и др. Тем не менее анализ особенностей различных видов модуляции проще выполнить, используя в качестве модулирующего сигнал гармонической формы:

$$a(t) = U_{m\Omega} \cos \Omega t, \quad (24.2)$$

где $U_{m\Omega}$ и Ω — амплитуда и частота модулирующего сигнала. При этом будем считать, что при модуляции выполняется условие $\Omega \ll \omega_0$.

При амплитудной модуляции модулированный сигнал можно записать в виде:

$$u_{AM}(t) = [U_m + a(t)] \cos \omega_0 t,$$

где $a(t)$ — информативный сигнал.

Если $a(t)$ определяется формулой (24.2), то модулированное колебание можно представить в виде:

$$\begin{aligned} u_{AM}(t) &= (U_m + U_{m\Omega} \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = \\ &= U_m \left(1 + \frac{U_{m\Omega}}{U_m} \cos \Omega t\right) \cos \omega_0 t = \\ &= U_m (1 + m_{AM} \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \end{aligned} \quad (24.3)$$

где $m_{AM} = U_{m\Omega}/U_m$ — коэффициент амплитудной модуляции.

Изображение амплитудномодулированного колебания приведено на рис. 24.1 в, на рис. 24.1 а приведено изображение модулирующего колебания, а на рис. 24.1 б — несущего. Как видно из рис. 24.1, в процессе модуляции амплитуда несущей получает приращение, пропорциональное мгновенному значению

модулирующего колебания. Таким образом, с ростом амплитуды модулирующего колебания растет и размах модулированного колебания. Если определить максимальный размах модулированного колебания как A , а минимальный размах — как B , то коэффициент амплитудной модуляции можно выразить через эти два значения, пользуясь формулой

$$m_{AM} = \frac{A-B}{A+B} \cdot 100\%. \quad (24.4)$$

При $m_{AM} = 100\%$ возникает перемодуляция, в результате которой сигнал искажается. При отсутствии модуляции $m_{AM} = 0$.

При частотной модуляции частота получает приращение на $\Delta\omega$, обусловленное сообщением $a(t)$. Аналогично приращение $\Delta\varphi$ получает начальная фаза φ_0 , при фазовой модуляции. В общем случае модулированное колебание можно представить в виде

$$u(t) = U_m \cos \psi,$$

где ψ — мгновенная фаза колебания.

Частота ω определяется скоростью изменения мгновенной фазы ψ :

$$\omega = \frac{d\psi}{dt}, \quad (24.5)$$

В свою очередь текущую фазу колебания ψ можно определить через частоту ω :

$$\psi = \int_0^t \omega dt + \varphi_0,$$

где φ_0 — начальная фаза при $t=0$.

Отсюда следует, что любые изменения частоты приводят к изменению фазы и, наоборот, любые изменения фазы приводят к изменению частоты. Следовательно, частотная и фазовая модуляции принципиально не могут существовать друг без друга. Они тесно связаны между собой. В связи с этим частотную и фазовую модуляцию объединяют под общим названием угловой модуляции. Тем не менее между частотной и фазовой модуляцией имеются существенные отличия.

Рассмотрим вначале основные особенности частотной модуляции. Если информативное сообщение $a(t)$ изменяет частоту ω на $\Delta\omega$, то текущую частоту можно представить в виде

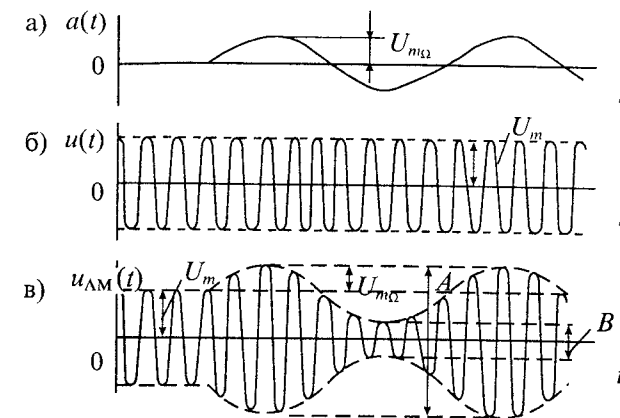


Рис. 24.1. Формы сигналов при амплитудной модуляции

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega = \omega_0 + K_{\text{ЧМ}} a(t), \quad (24.6)$$

где $K_{\text{ЧМ}}$ — коэффициент частотной модуляции, ω_0 — значение частоты при $a(t) = 0$.
Если информативное сообщение $a(t)$ имеет вид, определяемый формулой (24.2), то мгновенная частота определяется формулой

$$\omega = \omega_0 + K_{\text{ЧМ}} U_{m\Omega} \cos \Omega t = \omega_0 + \omega_d \cos \Omega t,$$

где $\omega_d = K_{\text{ЧМ}} U_{m\Omega}$ — девиация частоты, т. е. максимальное отклонение частоты при частотной модуляции.

В этом случае мгновенная фаза также будет изменяться во времени по уравнению

$$\psi = \int \omega dt = (\omega_0 + \omega_d \cos \Omega t) dt = \omega_0 t + \frac{\omega_d}{\Omega} \sin \Omega t = \omega_0 t + m_{\text{ЧМ}} \sin \Omega t,$$

где $m_{\text{ЧМ}} = \omega_d / \Omega$ — индекс частотной модуляции, который показывает максимальное отклонение фазы колебания при частотной модуляции.

В результате частотномодулированное колебание можно представить в виде

$$u_{\text{ЧМ}}(t) = U_m \cos(\omega_0 t + m_{\text{ЧМ}} \sin \Omega t). \quad (24.7)$$

При фазовой модуляции информативное сообщение $a(t)$ изменяет начальную фазу колебания φ_0 на величину $\Delta\varphi$:

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi = \varphi_0 + K_{\text{ФМ}} a(t), \quad (24.8)$$

где $K_{\text{ФМ}}$ — коэффициент фазовой модуляции.

Мгновенная фаза несущей при фазовой модуляции имеет значение

$$\psi = \omega_0 t + \varphi_0 + K_{\text{ФМ}} a(t).$$

В результате фазомодулированное колебание можно представить в виде

$$u_{\text{ФМ}}(t) = U_m (\omega_0 t + \varphi_0 + K_{\text{ФМ}} a(t)). \quad (24.9)$$

Если информативное сообщение имеет вид, определяемый формулой (24.2), то мгновенная фаза может быть записана в виде

$$\psi(t) = \omega_0 t + \varphi_0 + K_{\text{ФМ}} U_{m\Omega} \cos \Omega t = \omega_0 t + \varphi_0 + m_{\text{ФМ}} \cos \Omega t,$$

где $m_{\text{ФМ}} = K_{\text{ФМ}} U_{m\Omega}$ — индекс фазовой модуляции.

Мгновенная частота колебаний может быть определена по формуле

$$\omega = d\psi(t)/dt = \omega_0 + m_{\text{ФМ}} \Omega \sin \Omega t = \omega_0 + \omega_d \sin \Omega t,$$

где $\omega_d = m_{\text{ФМ}} \Omega$ — девиация частоты при фазовой модуляции.

Если считать, что начальная фаза $\varphi_0 = 0$, то фазомодулированное колебание можно представить в виде, аналогичном (24.7):

$$u_{\text{ФМ}}(t) \approx U_m (\omega_0 t + m_{\text{ФМ}} \cos \Omega t).$$

Сравнивая выражения (24.7) и (24.9) для напряжений при частотной и фазовой модуляции, можно заметить, что никаких принципиальных отличий в этих

колебаниях нет. Иначе говоря, частотно- и фазомодулированные колебания при модуляции гармоническим сигналом практически неотличимы. Форма частотно-модулированного колебания приведена на рис. 24.2.

В более сложных случаях, например, при передаче одновременно двух информационных сигналов используют амплитудно-частотную или амплитудно-фазовую модуляцию. Амплитудно-фазовую модуляцию часто называют векторной или квадратурной, так как два параметра, амплитуда и фаза, характеризуют положение вектора сообщения на плоскости, а любой вектор можно представить в виде двух квадратурных колебаний, т. е. синусоидального и косинусоидального.

Импульсная модуляция отличается от модуляции гармонической несущей тем, что в ней используются последовательности прямоугольных импульсов. При импульсной модуляции наибольшее распространение получили три вида модуляции: амплитудная, широтная и частотная. В некоторых случаях применяется также фазовая модуляция. При амплитудно-импульсной модуляции по закону передаваемого информативного сообщения изменяется размах прямоугольных импульсов, как показано на рис. 24.3 а. Аналогичным образом при широтно-импульсной модуляции изменяется длительность (т. е. ширина) прямоугольных импульсов, а при частотно-импульсной модуляции изменяется частота их повторения при неизменной длительности. При фазо-импульсной модуляции изменяется местоположение импульсов относительно импульсов тактовой (синхронизирующей) последовательности. Все эти виды импульсной модуляции приведены на рис. 24.3. Стрелками на графике сигналов с фазо-импульсной модуляцией показано направление перемещения импульса относительно тактовой последовательности, которая изображена штриховыми линиями.

Спектры модулированных сигналов. Как отмечалось ранее, модуляция является нелинейным процессом, поэтому в спектре выходного модулированного сигнала появляются новые спектральные составляющие, которых не было в спектрах исходных колебаний. Так, например, при амплитудной модуляции гармоническим

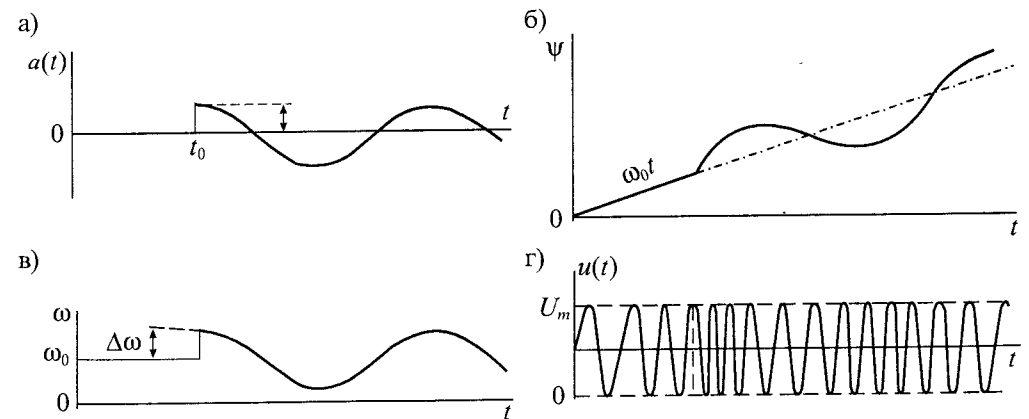


Рис. 24.2. Формы сигналов при частотной модуляции

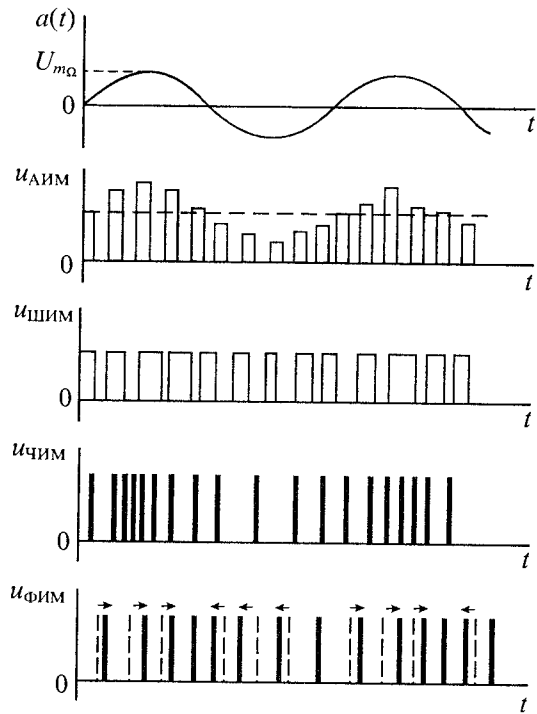


Рис. 24.3. Формы сигналов при импульсной модуляции

сигналом (24.2) спектр модулированного сигнала можно определить, воспользовавшись уравнением (24.3):

$$u_{\text{ЛМ}}(t) = U_m(1 + m_{\text{ЛМ}} \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = U_m \cos \omega_0 t + m_{\text{ЛМ}} U_m \cos \Omega t \cos \omega_0 t = U_m \cos \omega_0 t + \frac{m_{\text{ЛМ}} U_m}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t + \frac{m_{\text{ЛМ}} U_m}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t,$$

откуда следует, что кроме сигнала с частотой несущей ω_0 в спектре модулированного сигнала появились сигналы с частотами $\omega_0 - \Omega$ и $\omega_0 + \Omega$, которые расположены по разные стороны от частоты ω_0 , как показано на рис. 24.4 а. Если же в спектре модулирующего сигнала имеется много гармоник с различными частотами, то спектр модулированного сигнала будет содержать две боковые полосы, расположенные по разные стороны от несущей, как показано на рис. 24.4 б.

Амплитуды сигналов боковых полос зависят от коэффициента модуляции и с увеличением глубины модуляции тоже увеличиваются. Таким образом, можно считать, что полоса частот амплитудно-модулированного сигнала равна $2\omega_{\text{max}}$.

Спектр сигналов с частотной и фазовой модуляцией можно найти из выражения (24.7):

$$u_{\text{ЧМ}}(t) = U_m \cos(\omega_0 t + m_{\text{ЧМ}} \sin \Omega t) = U_m \cos \omega_0 t \cos(m \sin \Omega t) - U_m \sin \omega_0 t \sin(m \sin \Omega t).$$

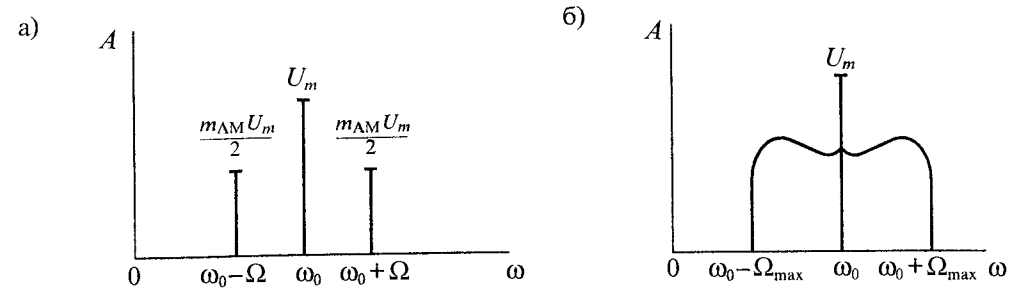


Рис. 24.4. Спектры сигналов при амплитудной модуляции гармоническим сигналом (а) и сигналом сложной формы (б)

При малом индексе модуляции ($m \ll 1$) модуляция будет неглубокой и можно сделать допущения:

$$\cos(m \sin \Omega t) \approx 1, \quad \sin(m \sin \Omega t) \approx m \sin \Omega t.$$

В результате модулированное колебание можно представить в виде

$$u(t) = U_m \cos \omega_0 t - U_m \sin \omega_0 t \cdot m \sin \Omega t = U_m \cos \omega_0 t - \frac{m_{\text{ЛМ}} U_m}{2} [\cos(\omega_0 - \Omega)t - \cos(\omega_0 + \Omega)t],$$

откуда следует, что при малом индексе модуляции спектр сигналов с частотной (и фазовой) модуляцией практически такой же, как при амплитудной модуляции, т. е. содержит две боковые полосы с шириной $2\omega_{\text{max}}$. Такой спектр имеют сигналы при узкополосной частотной модуляции.

При большом значении индекса частотной модуляции ширина спектра частот модулированного колебания будет больше и приближенно ее можно считать равной $2\omega_d$. С точки зрения ширины полосы частот широкополосная частотная модуляция является неэкономичной. Однако достоинством такого вида частотной модуляции является ее повышенная помехозащищенность. Спектры сигналов при узкополосной и широкополосной частотной модуляции приведены на рис. 24.5.

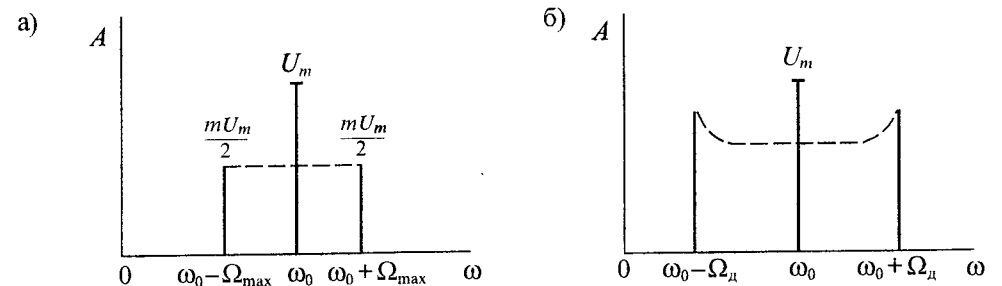


Рис. 24.5. Спектры сигналов при частотной модуляции: узкополосной (а) и широкополосной (б)

Амплитудные модуляторы. Из рассмотрения процесса модуляции следует, что модулятор должен выполнять перемножение двух сигналов (24.3): несущего $u(t) = U_m \cos \omega_0 t$ и нормированного модулирующего $(1 + m_{AM} \cos \Omega t)$. Перемножение сигналов может быть выполнено любой безынерционной нелинейной системой, поэтому в качестве простейшего модулятора может быть использован диод. Схема простейшего диодного модулятора приведена на рис. 24.6 а. Последовательно с диодом включен колебательный контур, настроенный на частоту несущего колебания, а воздействием является сумма модулирующего и несущего сигналов. Задачей колебательного контура является фильтрация несущего колебания и боковых полос, поэтому полоса пропускания контура должна быть не менее $2\Omega_{\max}$.

Если вольт-амперную характеристику диода разложить в степенной ряд и ограничиться квадратичным членом ряда, то для схемы, изображенной на рис. 24.6 а, получим:

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2; \quad u = u_1 + u_2; \quad u_1 = U_{m\Omega} \cos \Omega t; \quad u_2 = U_m \cos \omega_0 t,$$

откуда находим ток в диоде:

$$\begin{aligned} i(t) &= a_0 + a_1(U_{m\Omega} \cos \Omega t + U_m \cos \omega_0 t) + a_2(U_{m\Omega} \cos \Omega t + U_m \cos \omega_0 t)^2 = \\ &= a_0 + a_1 U_{m\Omega} \cos \Omega t + a_2 U_m \cos \omega_0 t + \frac{a_2 U_{m\Omega}^2}{2} (1 + \cos 2\Omega t) + \\ &+ \frac{a_2 U_{m\Omega}^2}{2} (1 + \cos 2\omega_0 t) + a_2 U_{m\Omega} U_m \cos(\omega_0 - \Omega)t + a_2 U_{m\Omega} U_m \cos(\omega_0 + \Omega)t. \end{aligned}$$

Так как контур настроен в резонанс на частоте ω_0 , то для спектральных составляющих, близких к частоте резонанса, его сопротивление будет вещественным и равным сопротивлению потерь R_k , поэтому можно считать, что напряжение на контуре будет равно произведению тока i на сопротивление R_k , т. е.:

$$\begin{aligned} u_k(t) &= i(t)R_k = R_k \left[\cos \omega_0 t + \frac{a_2 U_{m\Omega}}{a_1} \cos(\omega_0 - \Omega)t + \frac{a_2 U_{m\Omega}}{a_1} \cos(\omega_0 + \Omega)t \right] a_1 U_m = \\ &= R_k a_1 U_m (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \end{aligned} \quad (24.10)$$

где:

$$m = \frac{2a_2 U_{m\Omega}}{a_1}$$

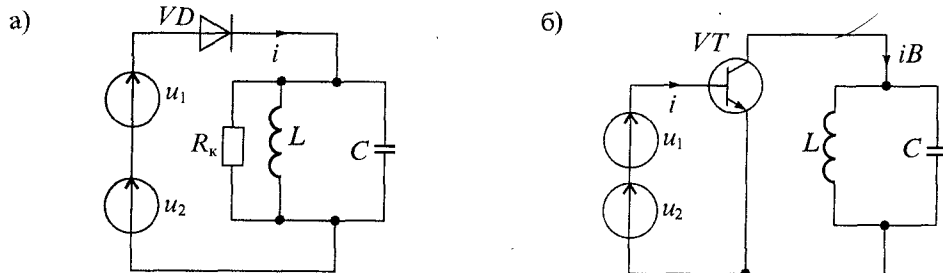


Рис. 24.6. Схемы амплитудных модуляторов: диодного (а) и транзисторного (б)

Сравнивая выражение (24.10) с формулой (24.3) для амплитудномодулированного колебания, находим, что диодный модулятор с квадратичной характеристикой обеспечивает практически без искажения амплитудную модуляцию несущего колебания, при этом коэффициент модуляции зависит от коэффициента a_2 при квадратичном члене вольт-амперной характеристики диода. Практически это означает, что такая модуляция возможна только при малом значении тока, а следовательно, и выходного напряжения.

Для увеличения выходного напряжения модулятора можно использовать транзисторный модулятор, схема которого приведена на рис. 24.6 б. В этой схеме эмиттерный переход биполярного транзистора используется вместо диода, а ток коллектора увеличивается по сравнению с током базы (т. е. эквивалентно диода) в β раз. Таким образом, выходное напряжение модулятора также увеличивается в β раз.

Для получения амплитудномодулированного сигнала можно использовать проводимость $g(t)$, изменяющуюся во времени (т. е. параметрическую проводимость). Примерами таких проводимостей могут служить резистивные термо- или тензо-датчики. В таких датчиках под действием температуры или давления изменяется сопротивление.

Параметрическую проводимость можно записать в виде

$$g(t) = g_0(1 + m \cos \Omega t), \quad (24.11)$$

где $m = \Delta g/g_0$ относительное изменение проводимости, g_0 — начальное значение проводимости при $g=0$.

Если на входе цепи, изображенной на рис. 24.7 а, действует напряжение $u(t) = U_m \cos \omega_0 t$, то при условии, что контур настроен в резонанс на частоте ω_0 и $R_k \ll g^{-1}$, ток в цепи можно представить в виде:

$$i(t) = g(t)u(t) = U_m g_0(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t.$$

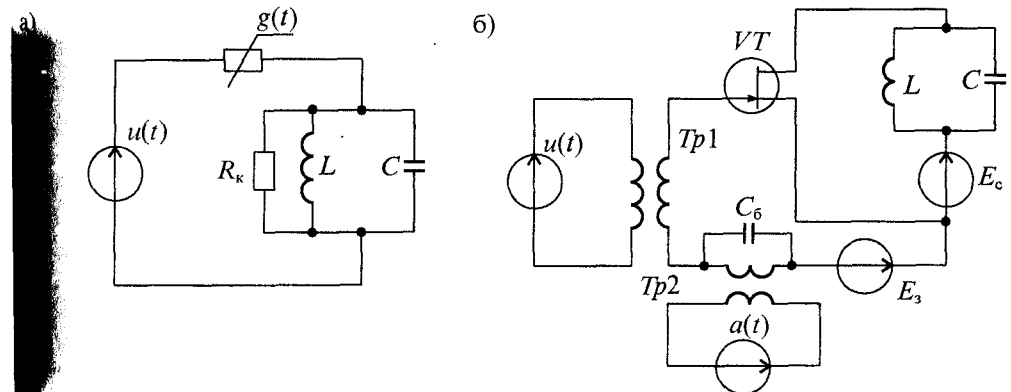


Рис. 24.7. Схема амплитудного модулятора на параметрической проводимости (а) и на полевом транзисторе (б)

Полученное выражение показывает, что, при выполнении указанных выше ограничений, параметрический модулятор обеспечивает амплитудную модуляцию несущего колебания. В качестве параметрической проводимости можно использовать полевой транзистор, работающий в линейной области. В этом режиме проводимость канала полевого транзистора зависит от напряжения на затворе. Схема амплитудного модулятора на полевом транзисторе приведена на рис. 24.7 б. В этой схеме источники E_c и E , обеспечивают режим работы транзистора в линейной области вольт-амперных характеристик, а источники несущего колебания $u(t)$ и сигнала $a(t)$ включены в цепь затвора через согласующие трансформаторы Тр1 и Тр2. Для того чтобы несущая не создавала падения напряжения на вторичной обмотке трансформатора Тр2, она зашунтирована блокирующим конденсатором C_6 . Графики, поясняющие получение амплитудномодулированного колебания при параметрической модуляции, приведены на рис. 24.8.

Балансная амплитудная модуляция. Балансно-модулированным называют сигнал, в спектре которого отсутствует несущая, т. е. имеются только две боковые полосы. Получить балансно-модулированный сигнал можно с помощью перемножителя, схема которого приведена на рис. 24.9 а. Если на вход перемножителя подать сигналы $u(t)$ и $a(t)$, то выходной сигнал будет пропорционален их произведению:

$$u_{\text{БМ}}(t) = u(t)a(t) = m_{\text{БМ}}U_m \cos \Omega t \cos \omega_0 t = \frac{m_{\text{БМ}}U_m}{2} \cos(\omega_0 - \Omega) + \frac{m_{\text{БМ}}U_m}{2} \cos(\omega_0 + \Omega).$$

Из полученного выражения следует, что в спектре модулированного с помощью перемножителя сигнала имеются только два сигнала — с частотами $\omega_0 - \Omega$

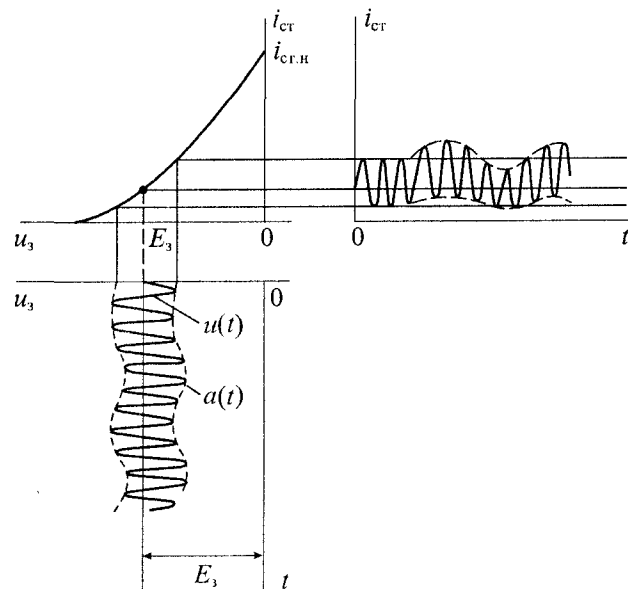


Рис. 24.8. Графики, поясняющие получение амплитудномодулированного колебания при параметрической модуляции

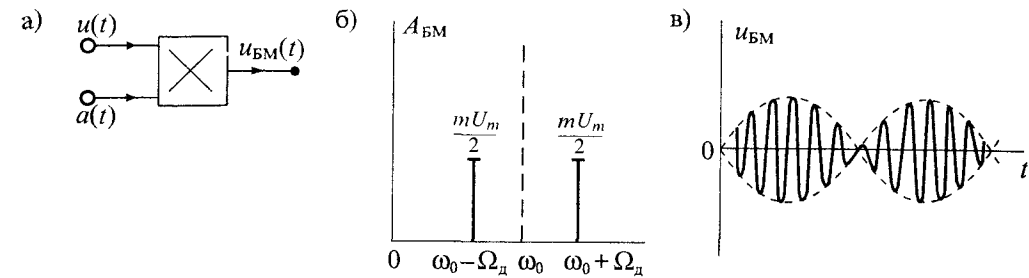


Рис. 24.9. Схема балансного амплитудного модулятора (а), спектральный состав колебания (б) и его форма (в)

и $\omega_0 + \Omega$. Спектральный состав балансно-модулированного сигнала приведен на рис. 24.9 б, а его форма показана на рис. 24.9 в. Внешне балансно-модулированный сигнал похож на амплитудномодулированный при 100% глубине модуляции, хотя таковым и не является.

Исключение из спектра балансно-модулированного сигнала несущего сигнала позволяет уменьшить мощность передающего устройства. Так, например, при 100% глубине модуляции амплитудномодулированный сигнал имеет мощность на 66% больше аналогичного балансно-модулированного сигнала. В то же время отсутствие в спектре балансно-модулированного сигнала несущей затрудняет выделение из модулированного колебания информативного сигнала $a(t)$. При этом на приемной стороне приходится восстанавливать недостающую несущую.

Частотные модуляторы. При частотной модуляции изменяется мгновенная частота несущего колебания в соответствии с уравнением (44.6). При этом несущая частота ω_0 получает приращение $\Delta\omega$, пропорциональное информативному сигналу. Частотные модуляторы проще всего реализовать на базе автогенератора колебаний с перестраиваемой частотой. Схема такого частотного модулятора приведена на рис. 24.10.

Эта схема представляет собой генератор гармонических колебаний с индуктивной обратной связью на резонансном LC-контуре. Для изменения частоты генератора используется варикап с управляемой емкостью C_v . Для изменения емкости варикапа на него через разделительный дроссель L_p подается информативный сигнал $a(t)$.

Емкость такого контура определяется по формуле: $C = C_0 + \Delta C$, где: C_0 — емкость колебательного контура, ΔC — емкость варикапа. Резонансная частота контура, а следовательно, и генератора определяется выражением:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_0(C_0 + \Delta C)}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \Delta C/C_0}}$$

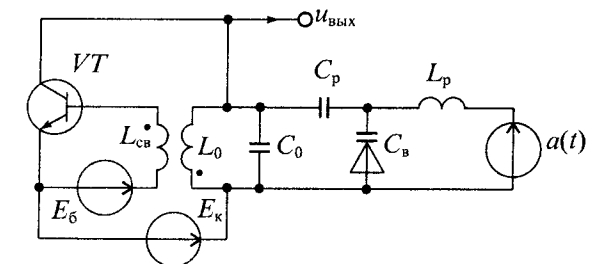


Рис. 24.10. Схема частотного модулятора на варикапе

Из этой формулы следует, что при $\Delta C=0$, частота генератора равна ω_0 , а при изменении емкости на ΔC частота получает приращение, равное $\Delta\omega$, что и обеспечивает частотную модуляцию.

Фазовые модуляторы. При фазовой модуляции начальная фаза несущего колебания изменяется в соответствии с уравнением (24.8). При этом начальная фаза φ_0 получает приращение на $\Delta\varphi$, пропорциональное информативному сигналу $a(t)$. Фазовый модулятор можно реализовать с помощью резонансного усилителя (а не генератора, как при частотной модуляции) с перестраиваемой емкостью колебательного контура. Схема фазового модулятора приведена на рис. 24.11.

В этой схеме несущий сигнал поступает от задающего генератора на базу транзистора VT , на котором построен резонансный усилитель. Нагрузкой резонансного усилителя является колебательный контур L_0C_0 . Параллельно емкости контура через разделительную емкость C_p подключен варикап, управляемый источником информативного сигнала $a(t)$.

При изменении емкости варикапа под действием информативного сигнала происходит изменение реактивного сопротивления контура и, следовательно, изменяется сдвиг фаз между напряжением несущей $u(t)$ на входе усилителя и напряжением на резонансном контуре. Этот сдвиг фаз определяется выражением $\varphi = \arctg(b/g)$, где $b = (\omega_0 L)^{-1} - \omega_0 C$; $g = R_k^{-1}$. График изменения сдвига фаз при изменении емкости варикапа приведен на рис. 24.11 б. Из этого графика видно, что изменение емкости на ΔC приводит к изменению сдвига фаз на $\Delta\varphi$, что и обеспечивает фазовую модуляцию.

Широтно-импульсный модулятор. Широтно-импульсные модуляторы преобразуют информативный сигнал $a(t)$ в последовательность импульсов $u_{\text{ШИМ}}$, характеризующихся длительностью импульса $t_{\text{и}}$ и длительностью паузы $t_{\text{п}}$ при постоянном периоде T их следования, который задается внешним или внутренним задающим генератором импульсов. Выходным параметром широтно-импульсного модулятора (ШИМ) является коэффициент заполнения $g = t_{\text{и}}/T$. В общем случае ШИМ может быть построен по структурной схеме, приведенной на рис. 24.12 а.

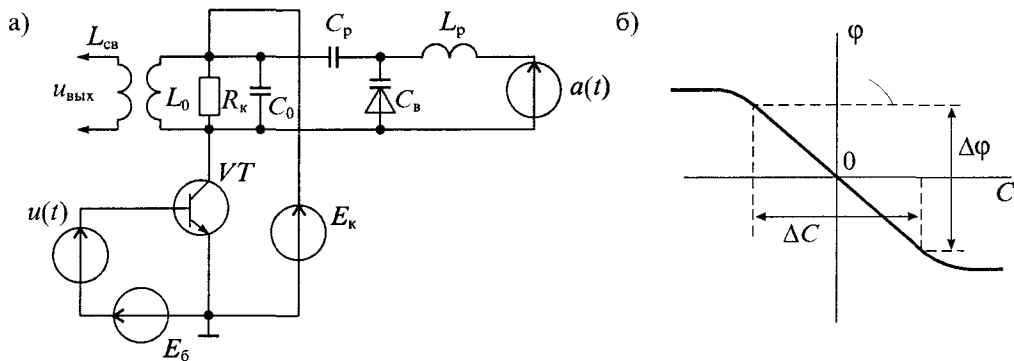


Рис. 24.11. Схема фазового модулятора на варикапе

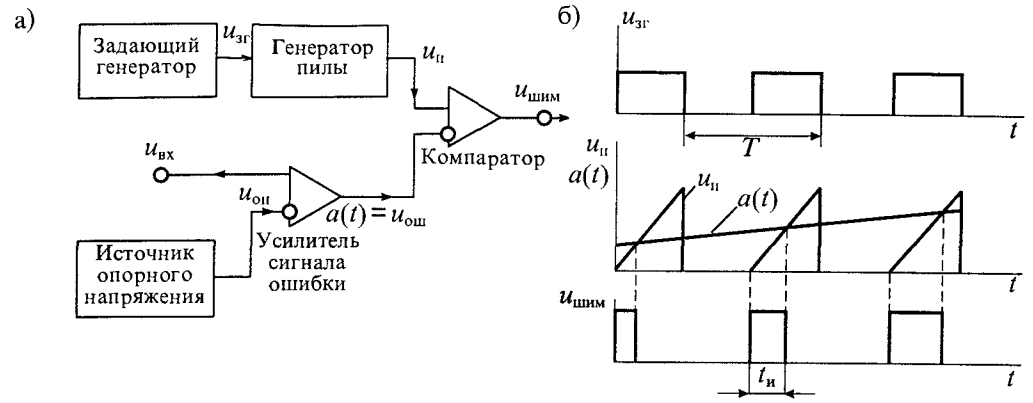


Рис. 24.12. Схема широтно-импульсного модулятора (а) и график его работы для одноканального режима (б)

Задающий генератор формирует последовательность прямоугольных импульсов с заданным периодом T . Эти импульсы управляют генератором пилообразных импульсов $u_{\text{и}}$, которые поступают на вход компаратора. Входной сигнал $u_{\text{вх}}$ сравнивается с опорным напряжением $u_{\text{оп}}$, и в результате этого сравнения формируется сигнал ошибки пропорциональный разности $u_{\text{ош}} = a(t) = u_{\text{вх}} - U_{\text{оп}}$.

Компаратор используется для сравнения информативного сигнала, который равен напряжению ошибки, и линейно растущего напряжения пилообразной формы. В результате этого сравнения на выходе компаратора формируется прямоугольный импульс, ширина которого определяется моментом сравнения напряжения пилообразной формы с информативным сигналом $a(t)$. Таким образом, ширина импульсов определяется мгновенным значением сигнала $a(t)$ в момент сравнения с напряжением развертки пилообразной формы.

Широтно-импульсные модуляторы получили широкое распространение в различных силовых устройствах при управлении ключевыми элементами.

Лекция 25. Демодуляторы электрических сигналов

Назначение и виды демодуляторов. Демодуляция (детектирование) является процессом, обратным модуляции, т.е. при демодуляции из модулированного колебания извлекают информативный сигнал $a(t)$. Часто процесс демодуляции называют детектированием (т.е. обнаружением) сигналов. В зависимости от вида модулированного сигнала демодуляторы делят на амплитудные, частотные и фазовые. Демодуляция импульсно-модулированных сигналов в основном производится так же, как и гармонических сигналов.

В любом модулированном сигнале информативный сигнал содержится в неявном виде. В спектре модулированного сигнала нет спектральных составляющих сигнала $a(t)$. Поэтому при демодуляции обычно используется нелинейное преобразование модулированного сигнала с тем, чтобы обеспечить появление спектральных составляющих сигнала $a(t)$. Однако кроме спектральных составляющих информативного сигнала в результате этого преобразования появляются различные комбинационные частоты, которые являются побочными продуктами демодуляции. Эти побочные продукты отфильтровываются с помощью фильтра нижних частот.

Обобщенная схема демодулятора приведена на рис. 25.1. Она содержит один из видов нелинейных преобразователей, который, собственно говоря, и является детектором, и фильтр нижних частот (ФНЧ) для фильтрации побочных сигналов, появляющихся в результате нелинейного преобразования модулированного сигнала.

При этом следует иметь в виду, что принятый модулированный сигнал может отличаться от сигнала, который поступает в канал связи. Это связано с тем, что в канале связи на информативный сигнал могут быть наложены различные гармонические и негармонические помехи. В задачу фильтра входит также возможное ослабление или полное подавление этих помех.

Амплитудные детекторы предназначены для получения выходного напряжения, изменяющегося по закону модуляции амплитуды входного модулированного колебания. Если на входе амплитудного детектора действует амплитудномодулированное колебание $u(t) = U_m(t) \cos \omega_0 t$, то выходное напряжение будет содержать составляющую с частотой Ω .

По виду нелинейного преобразователя амплитудные демодуляторы делят на диодные, транзисторные и с операционными усилителями.

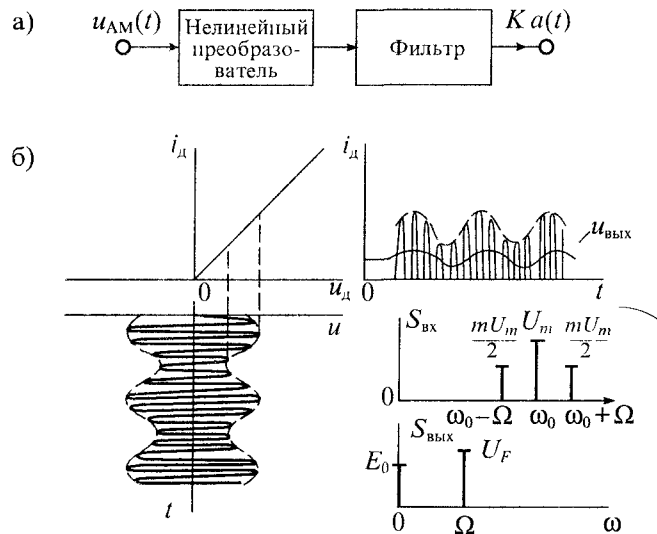


Рис. 25.1. Структурная схема демодулятора (а), сигналы и их спектры на входе и выходе нелинейного преобразователя и фильтра при амплитудно-модулированном сигнале (б)

Простейшими амплитудными демодуляторами являются диодные, которые могут быть одноктактными и двухтактными. Схемы одноктактных диодных демодуляторов с последовательным и параллельным включением диода приведены на рис. 25.2. Если диод имеет квадратичную вольт-амперную характеристику вида

$$i = a_1 u + a_2 u^2, \tag{25.1}$$

то, полагая, что к диоду приложено амплитудномодулированное колебание, найдем ток в нем:

$$\begin{aligned} i &= a_1 U_m(t) \cos \omega_0 t + a_2 U_m^2(t) \cos^2 \omega_0 t = \\ &= a_1 U_m(t) \cos \omega_0 t + a_2 \frac{U_m^2(t)}{2} (1 + \cos 2\omega_0 t) = \\ &= U_m(t) \cos \omega_0 t + a_2 \frac{U_m^2(t)}{2} \cos 2\omega_0 t + a_2 \frac{U_m^2(t)}{2}. \end{aligned}$$

Фильтр, установленный на выходе демодулятора, должен быть выполнен так, чтобы выходное напряжение не содержало сигналов с частотами ω_0 и $2\omega_0$, поэтому можно считать, что

$$u_n = a_2 \frac{u_m^2(t)}{2} R_n,$$

где $U_m(t) = U_m(1 + m_{\Lambda M} \cos \Omega t)$.

Подставив значение $U_m(t)$, найдем напряжение на нагрузке

$$u_n = \frac{a_2 U_m^2 R_n}{2} (1 + m_{\Lambda M} \cos \Omega t)^2,$$

откуда находим значение u_n в виде

$$\begin{aligned} u_n &= a_2 U_m^2 R_n (1 + 2m_{\Lambda M} \cos \Omega t + m_{\Lambda M}^2 \cos^2 \Omega t) / 2 = \\ &= \frac{a_2 U_m^2 R_n}{2} \left(1 + \frac{m_{\Lambda M}^2}{2} \right) + a_2 U_m^2 m_{\Lambda M} R_n \cos \Omega t + \frac{a_2 U_m^2 m_{\Lambda M}^2 R_n}{4} \cos 2\Omega t = \\ &= U_0 + U_{m\Omega} \cos \Omega t + U_{mн} \cos 2\Omega t, \end{aligned}$$

где $U_0 = a_2 U_m^2 R_n / 2 (1 + m_{\Lambda M}^2 / 2)$ — постоянная составляющая напряжения u_n на нагрузке, $U_{m\Omega} = a_2 U_m^2 m_{\Lambda M} R_n$ — амплитуда с частотой информативного сигнала, $U_{mн} = a_2 U_m^2 m_{\Lambda M}^2 R_n / 4$ — амплитуда напряжения искажений.

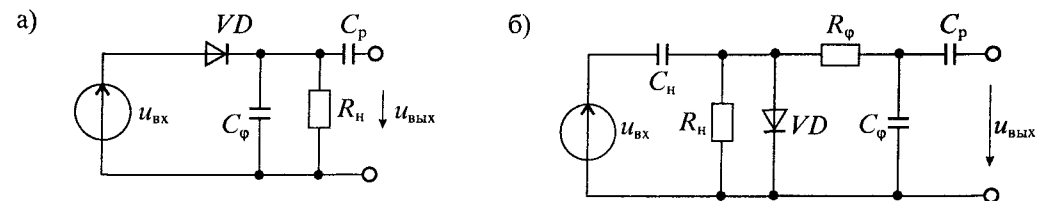


Рис. 25.2. Схемы одноктактных диодных демодуляторов: с последовательным включением диода (а) и параллельным (б)

Из формулы (25.2) следует, что при квадратичной характеристике диодного детектора спектр выходного сигнала демодулятора содержит постоянную составляющую U_0 , напряжение информативного сигнала $U_{m\Omega}$ с частотой Ω и напряжение искажений с частотой 2Ω . Так как сигнал с частотой 2Ω искажает принятое сообщение, то необходим фильтр с полосой пропускания менее 2Ω .

Нелинейные искажения диодного демодулятора можно оценить по коэффициенту гармоник:

$$K_r = \frac{U_{m2\Omega}}{U_{m\Omega}} = \frac{m_{AM}^2}{4}. \quad (25.3)$$

Из формулы (25.3) следует, что коэффициент гармоник уменьшается с уменьшением коэффициента амплитудной модуляции m_{AM} . Максимальное значение коэффициента гармоник при $m_{AM}=1$ равно $K_r=25\%$.

Несмотря на большие нелинейные искажения, диодные детекторы получили достаточно широкое распространение, в основном благодаря своей простоте. Для устранения постоянной составляющей U_0 используется разделительный конденсатор C_p .

В параллельном диодном демодуляторе сопротивление нагрузки R_n включено параллельно диоду, как показано на рис. 25.2 б. При этом конденсатор C_p , включенный последовательно с источником сигнала $u_{вх}$, не пропускает постоянную составляющую на вход демодулятора, поэтому такой демодулятор часто называют детектором с закрытым входом. На выходе параллельного детектора необходимо включить фильтр R_f, C_f с полосой пропускания меньше 2Ω . Другие характеристики параллельного диодного демодулятора практически не отличаются от характеристик последовательного демодулятора, в том числе и степень искажения выходного напряжения.

Для увеличения коэффициента передачи диодного демодулятора часто применяют двухтактные схемы, изображенные на рис. 25.3. Двухфазная схема (рис. 25.3 а) содержит два диода, работающих на общую нагрузку.

Серьезным недостатком этой схемы является использование двух противофазных источников входного сигнала, что можно реализовать применением трансформатора со средней точкой на выходной обмотке. Другой двухтактный демодулятор, изображенный на рис. 25.3 б, выполнен по мостовой схеме. Эта

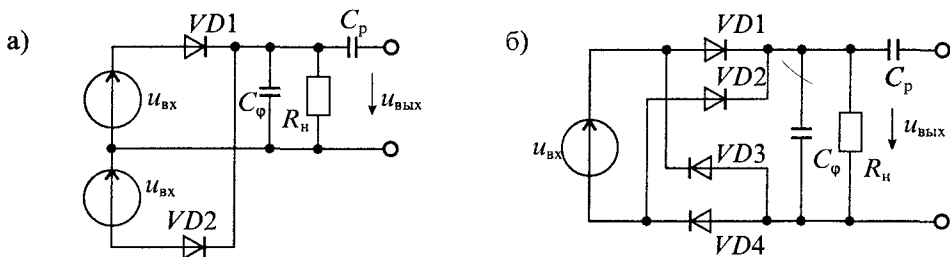


Рис. 25.3. Схемы двухтактных диодных демодуляторов: двухфазного (а) и мостового (б)

схема также не лишена некоторых недостатков, которые ограничивают ее применение. Во-первых, в этой схеме используются четыре диода, которые должны быть согласованы по параметрам, чтобы избежать дополнительных искажений сигнала на выходе. И во-вторых, в этой схеме источник входного сигнала и нагрузка не имеют общей точки.

Для исключения нелинейных искажений сигнала и повышения коэффициента передачи диодного демодулятора широкое применение получили схемы с операционными усилителями, реализующими так называемые «идеальные диоды». Схема идеального выпрямителя с операционным усилителем приведена на рис. 25.4. Простейшая схема, изображенная на рис. 25.4 а, содержит два диода $VD1$ и $VD2$, включенные в цепь отрицательной обратной связи последовательно с сопротивлениями R_2 и R_3 . При положительном напряжении на входе схемы в результате инверсии полярности операционным усилителем отпирается диод $VD1$ и на выходе формируются отрицательные полуволны выпрямленного напряжения. При этом коэффициент передачи схемы будет равен $K = U_{вых1}/U_{вх} = -R_2/R_1$.

При отрицательном напряжении на входе диод $VD1$ будет заперт, а диод $VD2$ открыт. В результате на выходе формируются импульсы выпрямленного напряжения положительной полярности. В этом случае коэффициент передачи схемы будет равен $U_{вых2}/U_{вх} = R_3/R_1$.

Таким образом, схема, приведенная на рис. 25.4 а, может обеспечить одностактное выпрямление положительных или отрицательных полуволн модулированного напряжения, так как нагрузки нужно подключать или к выходу $U_{вых1}$ или к выходу $U_{вых2}$. Для получения двухтактного выпрямления необходимо сложить сигналы с этих двух выходов. Передаточные характеристики схемы рис. 25.4 а приведены на рис. 25.4 б.

Схема, обеспечивающая двухтактное выпрямление, приведена на рис. 25.5 а. Эта схема по сравнению со схемой на рис. 25.4 а дополнена суммирующим усилителем ОУ2. При положительном напряжении на входе также будет открыт диод $VD1$ и выходное напряжение ОУ1 поступает через сопротивление R_4 на инвертирующий вход ОУ2. Коэффициент передачи схемы определяется формулой:

$$K = U_{вых}/U_{вх} = R_2R_5/(R_1R_4). \quad (25.4)$$

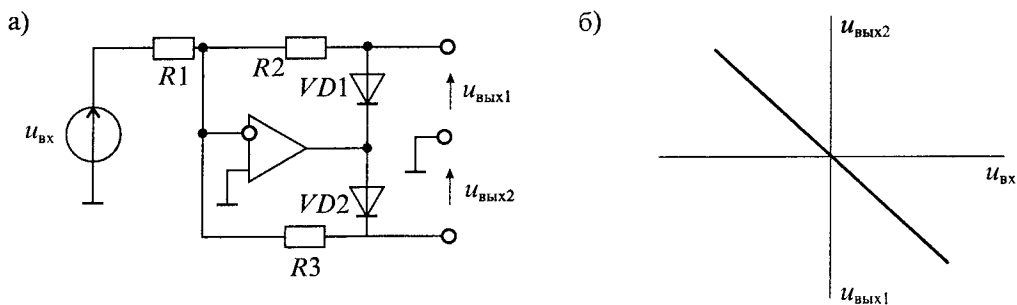


Рис. 25.4. Схема одностактного демодулятора на операционном усилителе (а) и его коэффициент передачи (б)

Если входное напряжение имеет отрицательную полярность, то открыт диод VD2 и выходное напряжение ОУ1 поступает на прямой вход ОУ2. Коэффициент передачи схемы в этом случае определяется формулой

$$K = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = -\frac{R_3 R_2 + R_4 + R_5}{R_1 R_2 + R_3 + R_4} \quad (25.5)$$

Если выбрать $R_2 = R_3 = R_4 = R_5$, то коэффициенты передачи схемы для положительной и отрицательной полярностей входного напряжения будут одинаковыми и

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{|U_{\text{вх}}|} = \frac{R_2}{R_1} \quad (25.6)$$

Передаточная характеристика схемы приведена на рис. 25.5 б.

Следует отметить, что приведенные схемы демодуляторов с операционными усилителями реализуют характеристики «идеального диода» потому, что выпрямительные диоды включены в прямую цепь замкнутого контура ОУ. В связи с этим падение напряжения на диоде практически не влияет на передаточную характеристику схемы, которая определяется только цепью обратной связи.

Если положить, что коэффициент передачи схемы, приведенной на рис. 25.5 а равен единице (что возможно при $R_2 = R_1$), то выходное напряжение демодулятора будет определяться формулой

$$u_{\text{вых}} = U_m(1 + m_{\text{AM}} \cos \Omega t) |\cos \omega_0 t|, \quad (25.6)$$

где $|\cos \omega_0 t|$ — есть не что иное, как выпрямленная синусоида несущего колебания

Разложение этой функции в ряд Фурье имеет вид

$$|\cos \omega_0 t| = \frac{2}{\pi} \left(1 - 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos 2k\omega_0 t}{4k^2 - 1} \right),$$

поэтому выходное напряжение схемы определяется выражением:

$$u_{\text{вых}} = U_m \frac{2}{\pi} (1 + m_{\text{AM}} \cos \Omega t) \frac{2}{\pi} \left(1 - 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos 2k\omega_0 t}{4k^2 - 1} \right),$$

Поскольку все гармоники частоты ω_0 будут отфильтрованы ФНЧ, то напряжение на нагрузке определяется формулой

$$u_{\text{н}} = U_m \frac{2}{\pi} (1 + m_{\text{AM}} \cos \Omega t) = \frac{2U_m}{\pi} + U_m \frac{2}{\pi} \cos \Omega t, \quad (25.7)$$

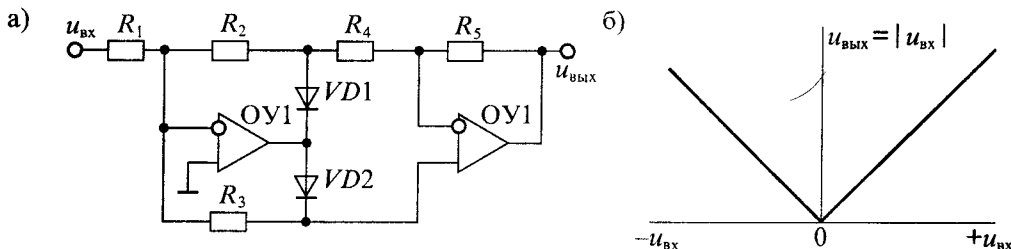


Рис. 25.5. Схема двухтактного демодулятора на операционных усилителях (а) и его коэффициент передачи (б)

откуда следует, что на выходе будет постоянная составляющая $2U_m/\pi$ и информативный сигнал $(2U_m/\pi)\cos\Omega t$ и, следовательно, никаких гармоник информативного сигнала на выходе не будет.

К недостаткам схем с операционными усилителями относятся: ограниченный диапазон частот, в котором работают операционные усилители, и необходимость дополнительных источников питания ОУ. К достоинствам этих схем следует отнести практически идеальную демодуляцию информативного сигнала.

Синхронные амплитудные детекторы, так же как детекторы с идеальными диодами, способны обеспечить минимальные искажения демодулированного сигнала. Принцип действия синхронного демодулятора основан на перемножении амплитудномодулированного сигнала с последовательностью прямоугольных импульсов, синхронных и сифазных с колебанием несущей частоты. Структурная схема синхронного амплитудного демодулятора приведена на рис. 25.6 а.

Основным звеном такого демодулятора является перемножитель напряжений. На вход X перемножителя поступает амплитудномодулированное колебание $u_{\text{AM}}(t)$, а на вход Y подается последовательность прямоугольных импульсов, которая формируется из напряжения модулированного колебания при помощи компаратора. Напряжение с выхода перемножителя поступает на фильтр нижних частот ФНЧ, который подавляет высокочастотные составляющие выходного сигнала перемножителя. Графики напряжений в различных точках синхронного демодулятора приведены на рис. 25.6 б.

Из приведенных графиков следует, что демодуляция, выполняемая синхронным детектором, практически соответствует идеальному двухтактному выпрямителю. Операции, выполняемые синхронным демодулятором, можно описать следующим

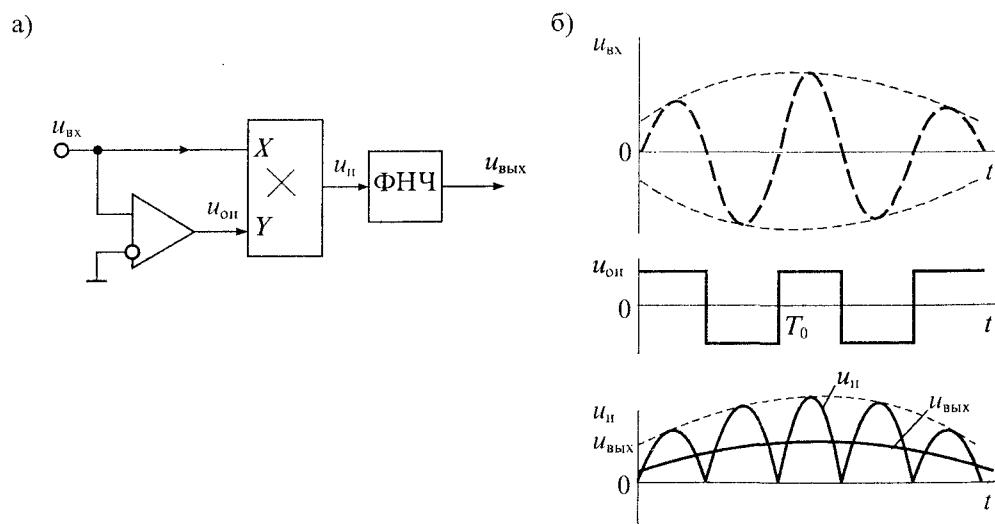


Рис. 25.6. Схема синхронного амплитудного детектора (а) и графики напряжений на его входе и выходе (б)

образом. Опорное напряжение, поступающее на вход перемножителя, после разложения в ряд Фурье имеет вид:

$$u_{\text{оп}} = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos(2k-1)\omega_0 t}{2k-1}.$$

После перемножения этого напряжения с амплитудномодулированным сигналом $u_{\text{АМ}}(t) = U_m(t) \cos \omega_0 t$ и фильтрации высокочастотных составляющих получаем выходное напряжение

$$u_{\text{вых}} = \frac{2U_m(t)}{\pi} = \frac{2U_m}{\pi} (1 + m_{\text{АМ}} \cos \Omega t).$$

Таким образом, выходное напряжение синхронного демодулятора полностью совпадает с выходным напряжением (25.7) для схемы с идеальным диодом.

Частотные демодуляторы предназначены для выделения информативного сигнала из частотномодулированного колебания $u_{\text{ЧМ}} = U_m \cos[\omega_0 + K_{\text{ЧМ}} a(t)]t$. При этом выходное напряжение частотного детектора пропорционально отклонению частоты от номинального значения $u_{\text{вых}} = S_{\text{ЧД}} \Delta\omega$, где $\Delta\omega = K_{\text{ЧМ}} a(t)$. Для выделения информативного сигнала из ЧМ колебания, спектр которого содержит только высокочастотные составляющие, необходимо, чтобы в состав частотного детектора входило нелинейное устройство. Однако для частотного детектора одного нелинейного устройства недостаточно. Все дело в том, что нелинейность электронных элементов — диодов и транзисторов — проявляется при изменении напряжения или тока, но не частоты. Поэтому в состав частотного детектора необходимо вводить какое либо линейное устройство, которое способно преобразовать изменение частоты в изменение напряжения или тока.

В связи с этим любые паразитные изменения амплитуды колебаний могут восприниматься демодулятором как полезный сигнал. Для исключения паразитной амплитудной модуляции на входе частотного детектора обычно устанавливают амплитудный ограничитель. В результате на вход частотного детектора поступают сигналы с неизменной амплитудой. После этого в частотном детекторе изменения частоты сигнала тем или иным образом преобразуются в изменения амплитуды и поступают на амплитудный детектор, в качестве которого можно использовать любой тип диодного или транзисторного демодулятора амплитудномодулированных колебаний. На выходе частотного детектора устанавливают фильтр, который обеспечивает подавление высокочастотных колебаний так же, как в любом амплитудном детекторе.

Структурная схема частотного демодулятора приведена на рис. 25.7. Для ограничения амплитуды колебаний можно использовать диодный или транзисторный ограничитель, а в качестве преобразователя ЧМ/АМ — любое линейное частотно зависимое звено, например, колебательный контур.

Схема простейшего частотного демодулятора с транзисторным резонансным усилителем, одиночным колебательным контуром и диодным амплитудным детектором приведена на рис. 25.8 а. Графики, иллюстрирующие работу схемы приведены на рис. 25.8 б. Если резонансная частота контура ω_p отлична от частоты ω_0 частотно модулированного колебания, то изменение частоты ω_0 на $\Delta\omega$ приводит к изменению напряжения на контуре на Δu_k относительно исходного уровня u_{k0} .



Рис. 25.7. Структурная схема частотного демодулятора

Изменения амплитуды напряжения на контуре детектируются диодом VD и фильтруются емкостью C_ϕ . Напряжение с нагрузки R_n диодного детектора через разделительную емкость C_p поступают на выход. Таким образом, обязательным условием работы подобного частотного демодулятора является расстройка резонансной частоты ω_p колебательного контура относительно частоты несущего колебания ω_0 . Если же контур настроить на частоту $\omega_p = \omega_0$, то выходной сигнал искажается, так как частота изменения огибающей АМ колебания станет в два

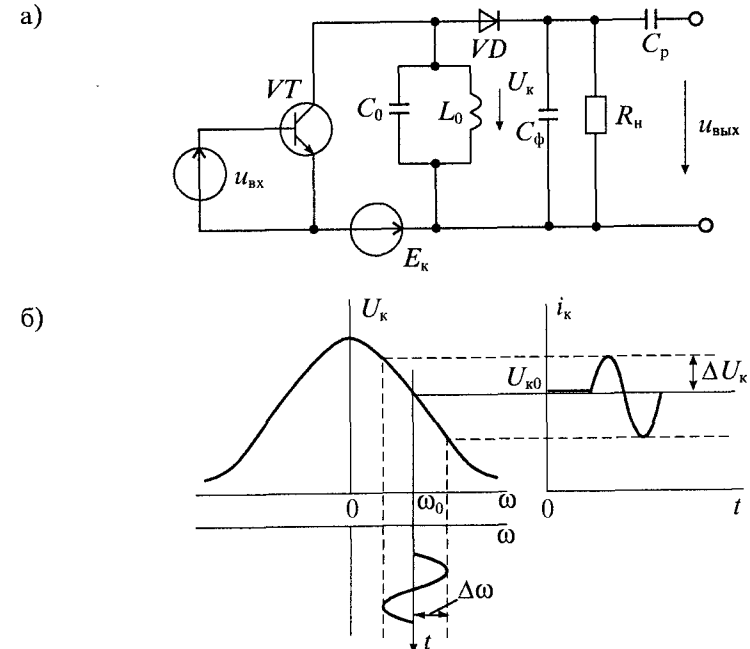


Рис. 25.8. Схема частотного демодулятора с одиночным контуром (а) и графики, иллюстрирующие его работу (б)

раза выше изменения частоты входного сигнала. В исходном состоянии рабочая точка должна устанавливаться в середине линейной части одного из склонов резонансной характеристики контура.

К недостаткам такого частотного демодулятора следует отнести сравнительно небольшой участок на резонансной кривой, имеющий линейную зависимость. Кроме этого, к недостаткам относится необходимость введения расстройки контура относительно центральной частоты ω_0 модулированного колебания.

Более совершенная схема частотного демодулятора приведена на рис. 25.9 а. В этой схеме имеются два резонансных индуктивно связанных контура L_1C_1 и L_2C_2 . Эти контуры также используются для преобразования ЧМ в АМ колебания. Поскольку контур L_2C_2 имеет среднюю точку, то схема замещения имеет вид, приведенный на рис. 25.9 б. Напряжения на полуобмотках контура L_2C_2 равны $U_2/2$, а напряжение подводимое в среднюю точку L_2 равно U_1 . При этом, если $\omega_0 = \omega_p = \omega$, то U_2 опережает U_1 на 90° , что и показано на векторных диаграммах рис. 25.9 в. Так как выпрямленные напряжения U_{R1} и U_{R2} действующие на сопротивлениях R_1 и R_2 , пропорциональны напряжениям U_3 и U_4 , то результирующее напряжение на выходе частотного демодулятора равно разности U_{R1} и U_{R2} при резонансной частоте будет равно нулю, т. е. $U_{\text{вых}} = U_{R1} - U_{R2} = 0$.

При расстройке этой системы контуров, вызванной изменением частоты входного сигнала, произойдет поворот вектора U_2 относительно вектора U_1 на угол, отличный от 90° , как показано на рис. 25.9 г. Направление поворота зависит от знака расстройки. При этом изменятся значения U_3 и U_4 , как показано

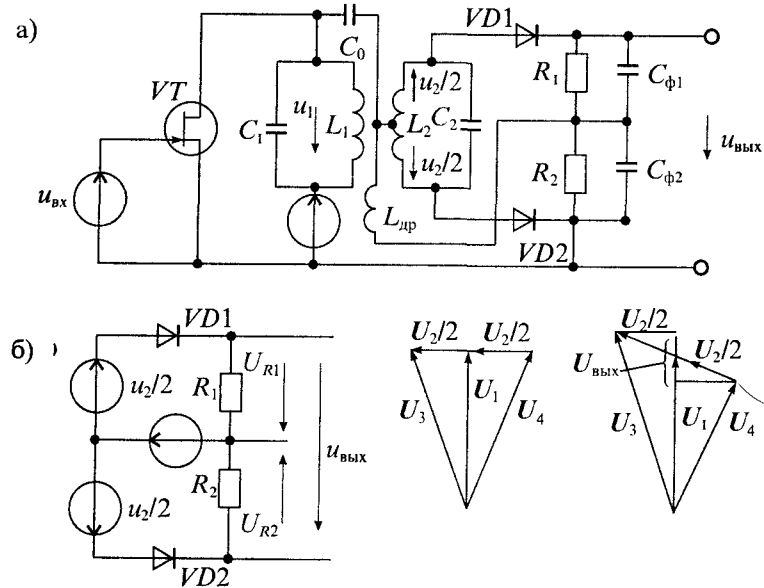


Рис. 25.9. Схема двухконтурного частотного детектора (а), его схема замещения (б) и векторные диаграммы (в), (г)

на векторной диаграмме при расстройке. После выпрямления этих напряжений разность напряжений U_{R1} и U_{R2} не будет равна нулю, что соответствует проекциям векторов U_3 и U_4 на вертикальную ось. При изменении знака расстройки изменятся и знак разности напряжения $U_{\text{вых}} = U_{R1} - U_{R2}$. Основные достоинства такого частотного демодулятора состоят в следующем:

- оба контура настраиваются в резонанс на центральной частоте несущей, т. е. $\omega_{1p} = \omega_{2p} = \omega_0$;
- достаточно высока линейность передаточной характеристики;
- отсутствует выходное напряжение на частоте резонанса.

График передаточной характеристики частотного демодулятора при изменении напряжения расстройки приведен на рис. 25.10. На этом графике $\beta = k/Q$, где k — коэффициент связи катушек L_1 и L_2 , Q — добротность колебательной системы.

Выполненное рассмотрение работы частотного демодулятора показывает, что при демодуляции производится следующая цепь преобразований: 1) изменение частоты $\Delta\omega$ преобразуется в изменение фазы $\Delta\phi$ поворота вектора U_2 относительно вектора U_1 , 2) изменение фазы $\Delta\phi$ преобразуется в изменение амплитуды векторов U_3 и U_4 , 3) напряжения U_3 и U_4 выпрямляются диодными детекторами и 4) формируется разность напряжений U_{R1} и U_{R2} , т. е. $U_{\text{вых}} = U_{R1} - U_{R2}$.

Фазовые демодуляторы — это устройства, выходное напряжение которых зависит от изменения начальной фазы несущего колебания. При фазовой модуляции начальная фаза несущей ϕ_0 изменяется на величину $\Delta\phi = K_{\text{ФМ}} a(t)$, где $K_{\text{ФМ}}$ — коэффициент фазовой модуляции. Отсюда следует, что для демодуляции фазомодулированного колебания необходимо располагать значением начальной фазы, относительно которой производится отсчет изменения фазы. Источником начальной фазы обычно является опорное напряжение, начальная фаза которого принимается равной ϕ_0 (обычно считают, что $\phi_0 = 0$).

Устройство, выполняющее функцию фазового демодулятора, должно сравнивать фазу ϕ_n принятого колебания с фазой ϕ_0 опорного напряжения $U_{\text{оп}}$ и вырабатывать выходное напряжение, пропорциональное разности этих фаз. Иначе говоря, если фазы принятого и опорного сигналов совпадают, то выходное напряжение должно быть равно нулю. При положительном изменении фазы $\Delta\phi = \phi_0 - \phi_n > 0$ выходное напряжение также будет положительным и зависящим от разности начальных фаз. При отрицательном изменении фазы $\Delta\phi = \phi_0 - \phi_n < 0$ выходное напряжение должно изменять знак, т. е. становится отрицательным.

Однако такое рассмотрение справедливо только в том случае, если частоты принятого и опорного сигналов совпадают, т. е. $\omega_{\text{оп}} = \omega_0$. Если же эти частоты

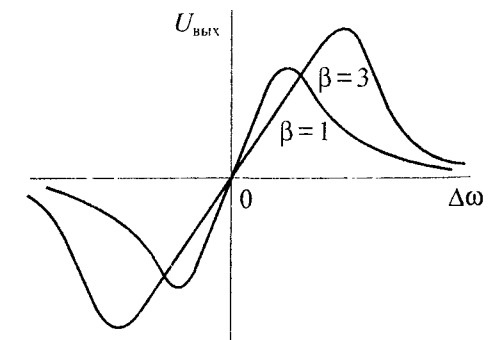


Рис. 25.10. График передаточной характеристики двухконтурного частотного демодулятора

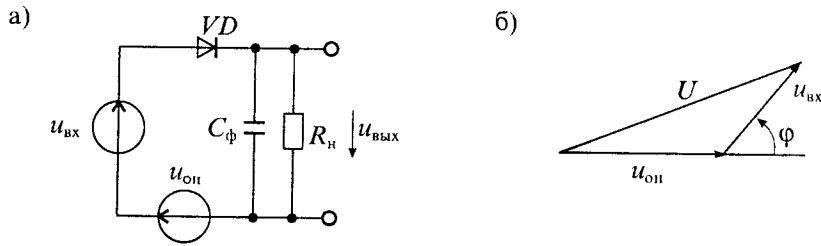


Рис. 25.11. Схема диодного фазового детектора (а) и его векторная диаграмма (б)

отличаются, то фазовый детектор вначале работает как частотный, т. е. сравнивает частоты колебаний. В связи с этим различают два режима работы фазовых демодуляторов:

- синхронный — при совпадении частот колебаний $\omega_{оп} = \omega_0$;
- асинхронный — при отличии частот колебаний $\omega_{оп} \neq \omega_0$.

Синхронный режим используется при демодуляции фазомодулированных сигналов и в различных фазоизмерительных устройствах. Асинхронный режим находит применение в системах автоматической подстройки частоты и фазы (ФАПЧ) и в следящих узкополосных фильтрах.

В качестве фазовых демодуляторов используют однотактные, балансные, кольцевые детекторы на диодах или транзисторах. Кроме этого, применяют фазовые детекторы на логических элементах. Схема простейшего диодного фазового детектора на одном диоде приведена на рис. 25.11 а. В этой схеме к диодному детектору подводится сумма двух напряжений: входного $u_{вх} = u_{ФМ} = U_m \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]$ и опорного $u_{оп} = U_0 \cos \omega_0 t$. Так как эти два напряжения могут иметь фазовый сдвиг, то векторная сумма этих напряжений, показанная на рис. 25.11 б, зависит от фазового сдвига между ними. При $\varphi = 0$ сумма имеет максимальное значение, равное $(U_m + U_0)$. Так как изменение амплитуды входного сигнала может привести к ошибке детектирования фазы, то на входе такого детектора нужно устанавливать амплитудный ограничитель.

Лучшие характеристики имеет балансный фазовый детектор, схема которого приведена на рис. 25.12. Эта схема практически полностью совпадает со схемой двухконтурного частотного детектора, с тем отличием, что вместо напряжения входного сигнала в диагональ мостовой схемы включен источник опорного напряжения. Векторные диаграммы, приведенные на рис. 25.9 в и г, показывают зависимость выходного напряжения от сдвига фаз.

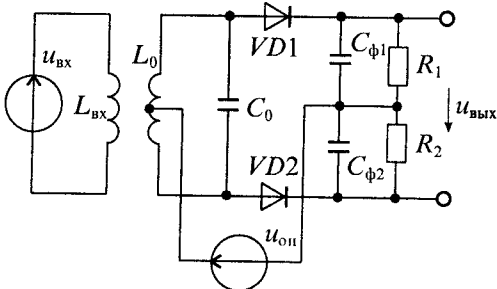


Рис. 25.12. Схема балансного фазового демодулятора

Наиболее качественные характеристики имеет схема синхронного

фазового демодулятора на перемножителе напряжений, приведенная на рис. 25.13 а. Основное отличие этой схемы от синхронного амплитудного детектора, приведенного на рис. 25.6 а, состоит в отдельном входе для опорного напряжения.

Графики сигналов на входах и выходе синхронного фазового демодулятора при различных фазовых сдвигах приведены на рис. 25.13 б, в, г. Из этих графиков видно, что нулевое выходное напряжение будет при фазовом сдвиге, равном 90° ; максимальное при $\varphi = 180^\circ$.

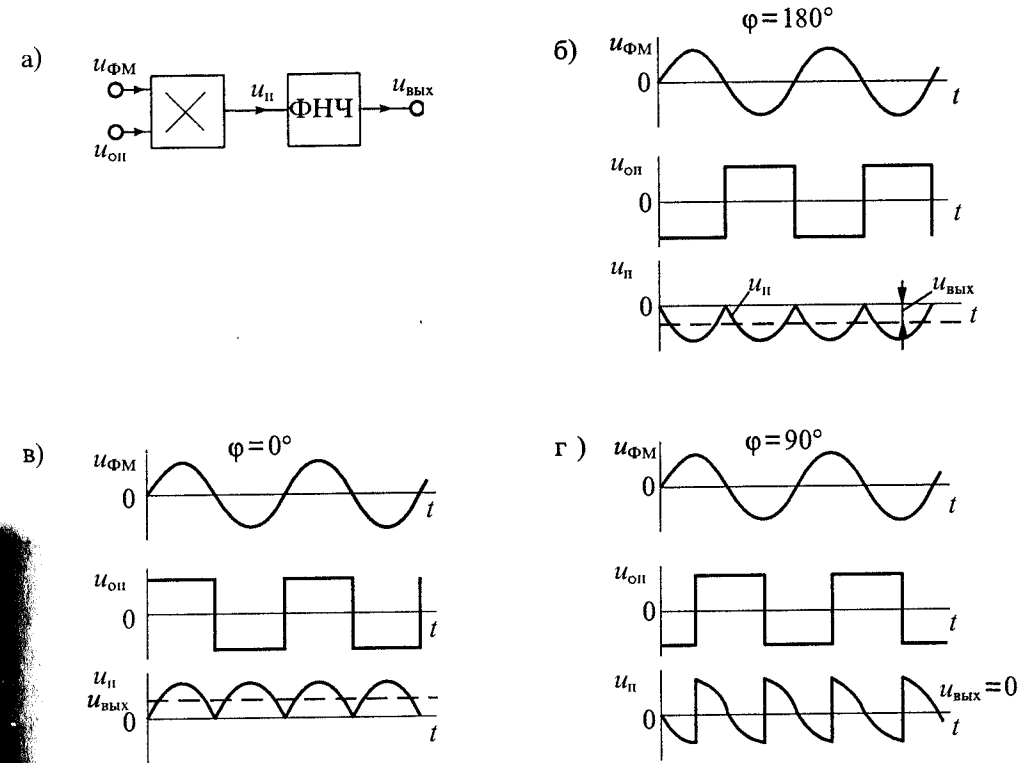


Рис. 25.13. Схема фазового демодулятора на перемножителе (а) и диаграммы сигналов при различных фазовых сдвигах (б), (в), (г)

АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ И ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Лекция 26. Аналого-цифровые преобразователи

Виды аналого-цифровых преобразователей и их особенности. Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) представляют собой устройства, предназначенные для преобразования электрических величин (напряжения, тока, мощности, сопротивления, емкости и др.) в цифровой код. Наиболее часто входной величиной является напряжение. Все другие величины перед подачей на такой АЦП нужно предварительно преобразовывать в напряжение. Однако на практике находят применение также преобразователи, например, сопротивления или емкости в цифровой код без промежуточного преобразования в напряжение. Обычно это позволяет уменьшить погрешность преобразования, но усложняет проектирование преобразователя и его изготовление. Последнее объясняется тем, что серийные промышленные микросхемы АЦП предназначены только для работы с напряжением. Поэтому в дальнейшем будут рассмотрены только преобразователи напряжения в цифровой код.

В общем случае напряжение характеризуется его мгновенным значением $u(t)$. Однако для оценки напряжения можно также пользоваться его средним за выбранный промежуток времени T значением:

$$U_{cp} = U = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt.$$

В связи с этим все типы АЦП можно разделить на две группы: АЦП мгновенных значений напряжения и АЦП средних значений напряжения. Так как операция усреднения предполагает интегрирование мгновенного значения напряжения, то АЦП средних значений часто называют интегрирующими.

При преобразовании напряжения в цифровой код используются три независимых операции: дискретизация, квантование и кодирование. Процедура аналого-цифрового преобразования непрерывного сигнала представляет собой преобразование непрерывной функции напряжения $u(t)$ в последовательность чисел $u(t_n)$, где $n=0, 1, 2, \dots$, отнесенных к некоторым фиксированным моментам времени. При дискретизации непрерывная функция $u(t)$ преобразуется в последовательность ее отсчетов $u(t_n)$, как показано на рис. 23.1 а.

Вторая операция, называемая квантованием, состоит в том, что мгновенные значения функции $u(t)$ ограничиваются только определенными уровнями, которые называются уровнями квантования. В результате квантования непрерывная функция $u(t)$ принимает вид ступенчатой кривой $u_k(t)$ показанной на рис. 26.2.

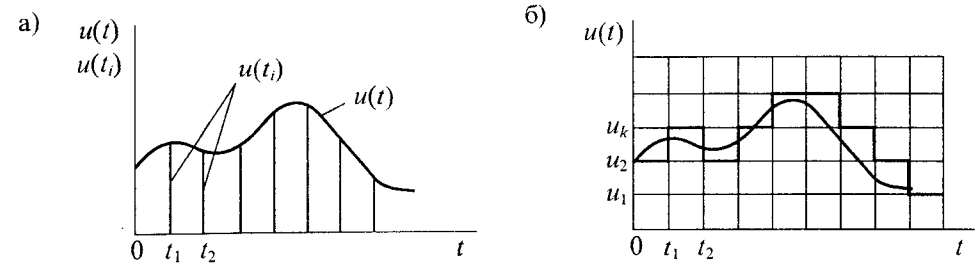


Рис. 26.1. Процесс дискретизации (а) и квантования (б) непрерывного сигнала $u(t)$

Третья операция, называемая кодированием, представляет дискретные квантованные величины в виде цифрового кода, т. е. последовательности цифр, подчиненных определенному закону. С помощью операции кодирования осуществляется условное представление численного значения величины.

В основе дискретизации сигналов лежит принципиальная возможность представления их в виде взвешенных сумм:

$$u(t) = \sum_n a_n f_n(t),$$

где a_n — некоторые коэффициенты или отсчеты, характеризующие исходный сигнал в дискретные моменты времени, $f_n(t)$ — набор элементарных функций, используемых при восстановлении сигнала по его отсчетам.

Дискретизация бывает равномерная и неравномерная. При равномерной дискретизации период отсчетов T остается постоянным, а при неравномерной — период может изменяться. Неравномерная дискретизация чаще всего обусловлена скоростью изменения сигнала и потому называется адаптивной.

В основе равномерной дискретизации лежит теорема отсчетов, согласно которой в качестве коэффициентов a_n нужно использовать мгновенные значения сигнала $u(t_n)$ в дискретные моменты времени $t_n = Tn$, а период дискретизации

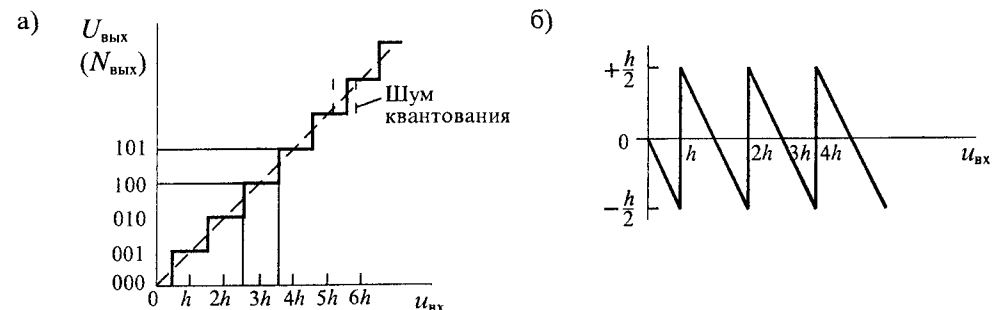


Рис. 26.2. Характеристика идеального квантования (а) и график изменения погрешности квантования (б)

выбирать из условия $T=(2f_m)^{-1}$, где f_m — максимальная частота в спектре исходного сигнала.

Для сигналов с ограниченным спектром теорема отсчетов имеет вид

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(nT) \frac{\sin[2\pi f_m(t-nT)]}{2\pi f_m(t-nT)}$$

и называется формулой Котельникова.

При дискретизации сигнала появляется погрешность, обусловленная конечным временем одного преобразования и неопределенностью момента времени его окончания. В результате вместо равномерной дискретизации получаем дискретизацию с переменным периодом. Такая погрешность называется апертурной. Если считать, что апертурная погрешность определяется скоростью изменения сигнала, то ее можно определить по формуле

$$\Delta u_a(t_n) = u'(t_n) T_a,$$

где T_a — апертурное время, $u'(t_n)$ — скорость изменения сигнала в момент времени t_n , т. е.

$$u'(t_n) = \left[\frac{du(t)}{dt} \right]_{t=t_n},$$

Для гармонического сигнала $u(t) = U_m \sin \omega t$ максимальное значение апертурной погрешности получим при условии $u'(t) = U_m \omega$, т. е. при $\cos \omega t = 1$. Относительная апертурная погрешность в этом случае будет иметь значение

$$\delta_a = \frac{\Delta u_a}{U_m} = \omega T_a. \quad (26.1)$$

Сравнивая период дискретизации, определенный по теореме отсчетов, с апертурным временем (26.1), получим

$$\frac{T}{T_a} = \frac{\pi}{\delta_a},$$

откуда следует, что для снижения апертурной погрешности приходится в π/δ_a раз увеличивать частоту преобразования АЦП. Так, например, при дискретизации гармонического сигнала с частотой $f_m = 10$ кГц по теореме отсчетов достаточно иметь максимальную частоту АЦП $F_m = 2f_m = 20$ кГц, при погрешности $\delta_a = 10^{-2}$, необходимо увеличить эту частоту до значения $2f_m \pi/\delta_a = 20 \cdot 10^3 \pi/10^{-2} = 6,3$ МГц.

В отличие от дискретизации, которая теоретически является обратимой операцией, квантование представляет собой необратимое преобразование исходной последовательности и сопровождается появлением неизбежных погрешностей. Характеристика идеального квантователя приведена на рис. 26.2 а. При равномерном квантовании расстояние между двумя соседними значениями делается постоянным, как показано на рис. 26.1 б. Разность между двумя соседними значениями квантованной величины называется шагом квантования h .

По существу квантование представляет собой операцию округления непрерывной величины до ближайшего целого значения. В результате максимальная погрешность квантования равна $\pm 0,5h$ (рис. 26.1 б). Однако при преобразовании

произвольного сигнала максимальная погрешность встречается сравнительно редко, поэтому в большинстве случаев для оценки качества АЦП используют не максимальную, а среднеквадратическую погрешность $\sigma_{кв} = h/\sqrt{12}$, которая примерно в 3,5 раза меньше максимальной. В АЦП погрешность квантования определяется как единица младшего значащего разряда (ЕМР).

Выходной величиной АЦП является цифровой код, т. е. последовательность цифр, с помощью которой представляются дискретные квантованные величины. В АЦП используют четыре основных типа кодов: натуральный двоичный, десятичный, двоично-десятичный и код Грея. Кроме этого, АЦП, предназначенные для вывода информации в десятичном коде, выдают на своем выходе специализированный код для управления семисегментными индикаторами.

Большинство АЦП работают с выходом в натуральном двоичном коде, при котором каждому положительному числу N ставится в соответствие код

$$\{b_i\} = b_1 b_2 \dots b_n,$$

где b_i равны нулю или единице. При этом положительное число в двоичном коде имеет вид

$$N = \sum_{i=1}^n b_i 2^{n-i} = b_1 2^{n-1} + b_2 2^{n-2} + \dots + b_n 2^0. \quad (26.2)$$

Такой код принято называть прямым: его крайний правый разряд является младшим, а крайний левый — старшим. Прямой код пригоден лишь для работы с однополярными сигналами. Полный диапазон преобразуемого сигнала равен 2^n , а $N_{\max} = 2^n - 1$.

Двоичные числа, используемые в АЦП, как правило нормализованы, т. е. их абсолютное значение не превышает единицы. Они представляют собой отношение входного сигнала к полному диапазону:

$$C = \frac{N}{2^n} = \frac{\sum_{i=1}^n b_i 2^{n-i}}{2^n} = \sum_{i=1}^n b_i 2^{-i}. \quad (26.3)$$

Если АЦП должен работать с двуполярными числами, то наиболее часто используют дополнительный код, который образуется вычитанием преобразуемого числа C из постоянной величины 2^{n+1} . Иначе говоря, находится дополнение до двух к числу C . Диапазон представления чисел в двоичном коде имеет значение от 2^{-m} до $1-2^{-m}$. Ноль имеет одно значение 000...0.

При использовании в АЦП двоично-десятичных кодов каждая значащая десятичная цифра представляется четырьмя двоичными знаками и содержит десять значений сигнала от 0 до 9. Так, например, десятичное число 10 можно представить как 0001 0000, а число 99 можно представить в виде 1001 1001.

Так как при кодировании четырьмя двоичными знаками можно получить 16 кодовых значений, то приведенное двоично-десятичное представление не является единственным. Наиболее широко используют коды, в которых цифрам в тетрадах присваивают веса 8-4-2-1 или 2-4-2-1:

b_4	b_3	b_2	b_1
8	4	2	1

или

b_4	b_3	b_2	b_1
2	4	2	1

Основные характеристики АЦП. Любой АЦП является сложным электронным устройством, которое может быть выполнено в виде одной интегральной микросхемы или содержать большое количество различных электронных компонентов. В связи с этим характеристики АЦП зависят не только от его построения, но и от характеристик элементов, которые входят в его состав. Тем не менее большинство АЦП оценивают по их основным метрологическим показателям, которые можно разделить на две группы: статические и динамические.

К статическим характеристикам АЦП относят: абсолютные значения и полярности входных сигналов, входное сопротивление, значения и полярности выходных сигналов, выходное сопротивление, значения напряжений и токов источников питания, количество двоичных или десятичных разрядов выходного кода, погрешности преобразования постоянного напряжения и др. К динамическим параметрам АЦП относят: время преобразования, максимальную частоту дискретизации, апертурное время, динамическую погрешность и др.

Рассмотрим некоторые из этих параметров более подробно. Основной характеристикой АЦП является его *разрешающая способность*, которую принято определять величиной, обратной максимальному числу кодовых комбинаций на выходе АЦП. Разрешающую способность можно выражать в процентах, в количестве разрядов или в относительных единицах. Например, 10-разрядный АЦП имеет разрешающую способность $(1024)^{-1} \approx 10^{-3} = 0,1\%$. Если напряжение шкалы для такого АЦП равно 10 В, то абсолютное значение разрешающей способности будет около 10 мВ.

Реальное значение разрешающей способности отличается от расчетного из-за погрешностей АЦП. Точность АЦП определяется значениями абсолютной погрешности, дифференциальной и интегральной нелинейности. Абсолютную погрешность АЦП определяют в конечной точке характеристики преобразования, поэтому ее обычно называют погрешностью полной шкалы и измеряют в единицах младшего разряда.

Дифференциальную нелинейность (DNL) определяют через идентичность двух соседних приращений сигнала, т. е. как разность напряжений двух соседних квантов: $DNL = h_i - h_{i+1}$. Определение дифференциальной нелинейности показано на рис. 26.3 а.

Интегральная нелинейность АЦП (INL) характеризует идентичность приращений во всем диапазоне входного сигнала. Обычно ее определяют, как показано на рис. 26.3 б, по максимальному отклонению сглаженной характеристики преобразования от идеальной прямой линии, т. е. $INL = u'_i - u_i$.

Время преобразования $T_{пр}$ обычно определяют как интервал времени от начала преобразования до появления на выходе АЦП устойчивого кода входного сигнала. Для одних типов АЦП это время постоянное и не зависит от значения входного сигнала, для других АЦП это время зависит от значения входного сигнала. Если АЦП работает без устройства выборки и хранения, то время преобразования является апертурным временем.

Максимальная частота дискретизации — его частота, с которой возможно преобразование входного сигнала, при условии, что выбранный параметр (например, абсолютная погрешность) не выходит за заданные пределы. Иногда

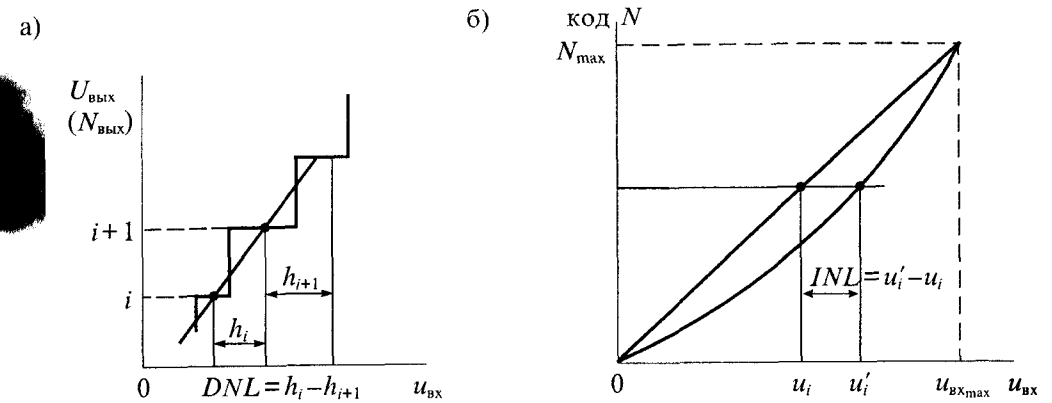


Рис. 26.3. Определение дифференциальной нелинейности (а) и интегральной нелинейности (б)

максимальную частоту преобразования принимают равной обратной величине времени преобразования. Однако это пригодно не для всех типов АЦП.

Принципы построения АЦП. Все типы используемых АЦП можно разделить по признаку измеряемого значения напряжения на две группы: АЦП мгновенных значений напряжения и АЦП средних значений напряжения (интегрирующие АЦП). Вначале ознакомимся с АЦП, которые позволяют определять код мгновенного значения напряжения, а затем рассмотрим интегрирующие АЦП и особенности их использования.

АЦП мгновенных значений можно разделить на следующие основные виды: последовательного счета, последовательного приближения, параллельные, параллельно-последовательные и с промежуточным преобразованием в интервал времени.

Структурная схема *АЦП последовательного счета* приведена на рис. 26.4 а. Она содержит компаратор, при помощи которого выполняется сравнение входного напряжения с напряжением обратной связи. На прямой вход компаратора поступает входной сигнал $u_{\text{вх}}$, а на инвертирующий — напряжение u_5 обратной связи. Работа преобразователя начинается с приходом импульса «ПУСК» от схемы управления (на рисунке она не показана), который замыкает ключ S . Через замкнутый ключ S импульсы u_i от генератора тактовых импульсов поступают на счетчик, который управляет работой цифро-аналогового преобразователя (ЦАП). В результате последовательного увеличения выходного кода счетчика N происходит последовательное ступенчатое увеличение выходного напряжения u_5 ЦАП. Питание ЦАП выполняется от источника опорного напряжения u_4 .

Когда выходное напряжение ЦАП сравняется с входным напряжением, произойдет переключение компаратора и по его выходному сигналу «СТОП» разомкнется ключ S . В результате импульсы от генератора перестанут поступать на вход счетчика. Выходной код, соответствующий равенству $u_{\text{вх}} = u_5$, снимается с выходного регистра счетчика.

Графики, иллюстрирующие процесс преобразования напряжения в цифровой код, приведены на рис. 26.4 б. Из этих графиков видно, что время преобразования

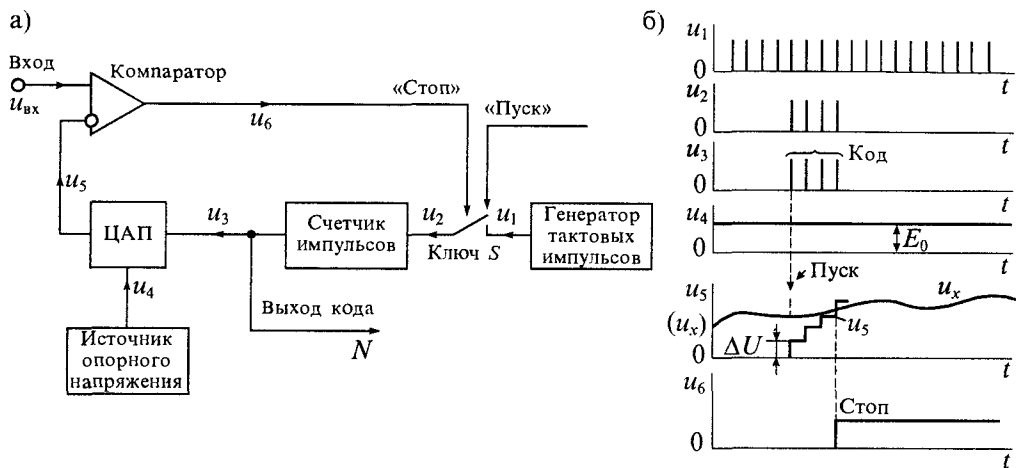


Рис. 26.4. Структурная схема АЦП последовательного счета (а) и графики процесса преобразования (б)

переменное и зависит от уровня входного сигнала. При числе двоичных разрядов счетчика, равном n , и периоде следования счетных импульсов T максимальное время преобразования можно определить по формуле:

$$T_{пр} = (2^n - 1) T. \quad (26.4)$$

Так, например, при $n=10$ разрядов и $T=1$ мкс (т. е. при тактовой частоте 1 МГц) максимальное время преобразования равно

$$T_{пр} = (2^{10} - 1) = 1024 \text{ мкс} \approx 1 \text{ мс},$$

что обеспечивает максимальную частоту преобразования около 1 кГц.

Уравнение преобразования АЦП последовательного счета можно записать в виде:

$$k \Delta U = u_{вх},$$

где $0 \leq k \leq n$ — число ступеней до момента сравнения, $\Delta U = h$ — значение одной ступени, т. е. шаг квантования.

Структурная схема АЦП последовательного приближения приведена на рис. 26.5 а. По сравнению со схемой АЦП последовательного счета в ней сделано одно существенное изменение — вместо счетчика введен регистр последовательного приближения (РПП). Это изменило алгоритм уравнивания и сократило время преобразования.

В основе работы АЦП с РПП лежит принцип дихотомии, т. е. последовательного сравнения преобразуемого напряжения $u_{вх}$ с $1/2, 1/4, 1/8$ и т. д. возможного максимального его значения U_m . Это позволяет для n -разрядного АЦП выполнить весь процесс преобразования за n последовательных шагов приближения (итераций) вместо $(2^n - 1)$ при использовании последовательного счета и получить

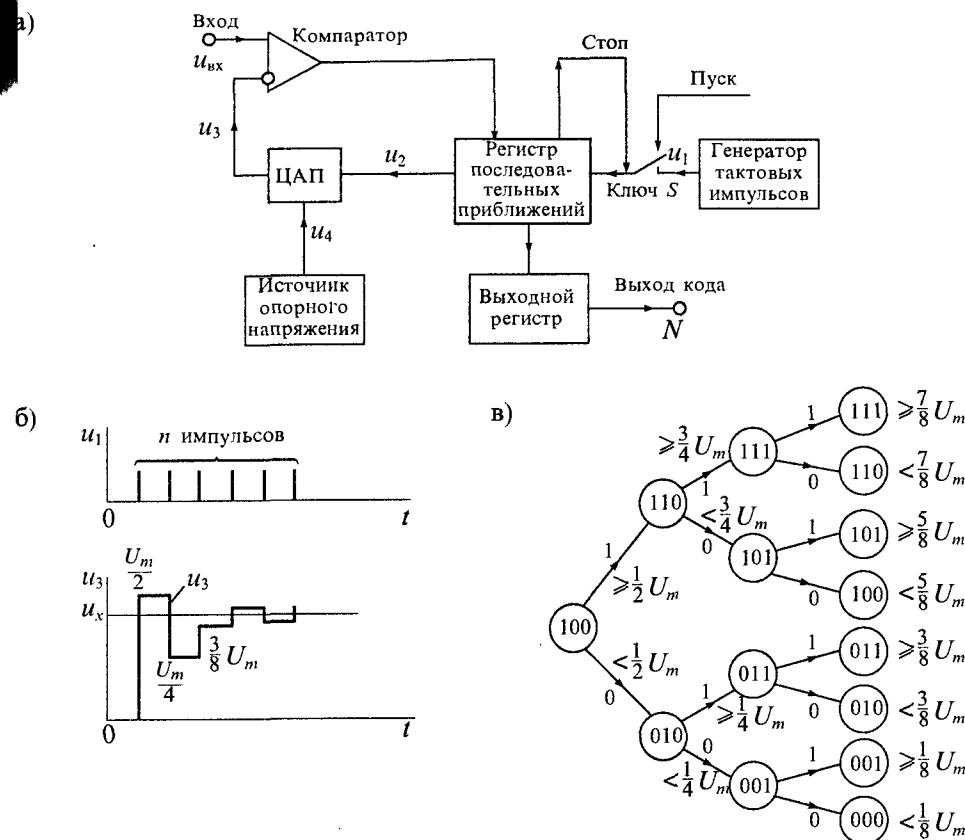


Рис. 26.5. Структурная схема АЦП последовательного приближения (а), графики процесса преобразования (б) и диаграмма последовательности переходов для трехразрядного АЦП (в)

существенный выигрыш в быстродействии. График процесса преобразования АЦП с РПП показан на рис. 26.5 б.

В качестве примера на рис. 26.5 в показана диаграмма переходов для трехразрядного АЦП последовательного приближения. Поскольку на каждом шаге производится определение значения одного разряда, начиная со старшего, то такой АЦП часто называют АЦП поразрядного уравнивания. При первом сравнении определяется — больше или меньше напряжение $u_{вх}$, чем $U_m/2$. На следующем шаге определяется, в какой четверти диапазона находится $u_{вх}$. Каждый последующий шаг вдвое сужает область возможного результата.

При каждом шаге сравнения компаратор формирует импульсы, соответствующие состоянию «больше-меньше» (1 или 0), управляющие регистром последовательных приближений.

Структурная схема параллельного АЦП приведена на рис. 26.6. Преобразователь осуществляет одновременное квантование входного сигнала $u_{вх}$ с помощью

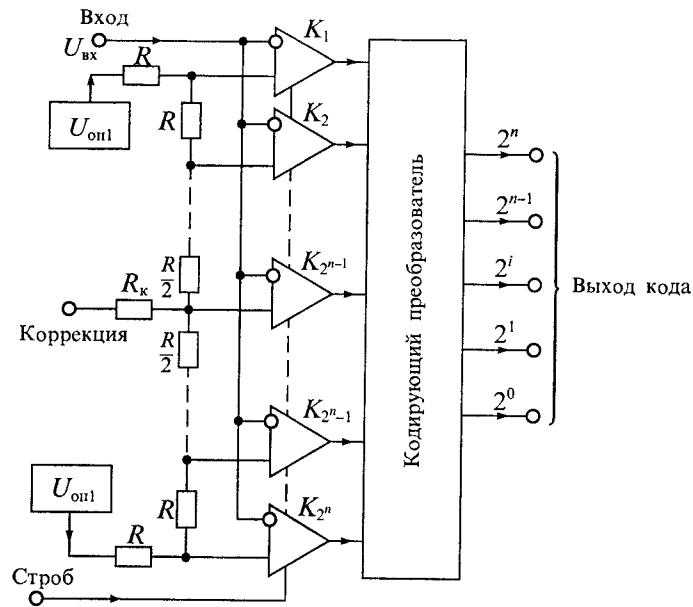


Рис. 26.6. Структурная схема параллельного АЦП

набора компараторов, включенных параллельно источнику сигнала. Пороговые уровни компараторов установлены с помощью резистивного делителя в соответствии с используемой шкалой квантования. При подаче на входы компараторов сигнала $u_{вх}$ на их выходах получим квантованный сигнал, представленный в унитарном коде.

Для преобразования унитарного кода в двоичный (или двоично-десятичный) используют кодирующий преобразователь. При работе в двоичном коде все резисторы делителя имеют одинаковые сопротивления R . Время преобразования такого преобразователя составляет один такт, т. е. $T_{пр} = T$. Параллельные преобразователи являются в настоящее время самыми быстрыми и могут работать с частотой дискретизации свыше 100 МГц. Для получения более широкой полосы пропускания компараторы обычно делают стробируемыми.

Делитель опорного напряжения представляет собой набор низкоомных резисторов с сопротивлением около 1 Ом. По выводу «Коррекция» возможно проведение коррекции напряжения смещения нулевого уровня на входе, а по выводу $U_{оп2}$ — абсолютной погрешности преобразования в конечной точке шкалы. Номинальные значения опорных напряжений имеют значения: $U_{оп1} = -0,075 \dots 0$ В, и $U_{оп2} = -2,1 \dots -1,9$ В. Типовая задержка срабатывания компараторов около 7 нс.

Структурная схема последовательно-параллельного АЦП приведена на рис. 26.7. Такой АЦП работает в несколько тактов. В первом такте АЦП преобразует старшие разряды входного напряжения $u_{вх}$ в цифровой код (на схеме это разряды $2^3 \dots 2^5$). Затем во втором такте эти разряды преобразуются с помощью ЦАП

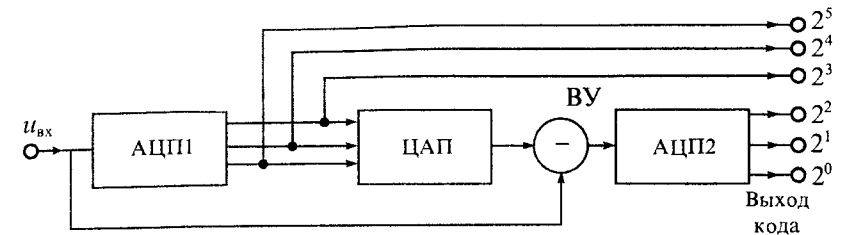


Рис. 26.7. Структурная схема параллельно-последовательного АЦП

в напряжение, которое вычитается из входного сигнала в вычитающем устройстве ВУ. В третьем такте АЦП2 преобразует полученную разность в код младших разрядов входного напряжения $u_{вх}$.

Такие преобразователи характеризуются меньшим быстродействием по сравнению с параллельными, но имеют меньшее число компараторов. Так, например, для 6-ти разрядного параллельного АЦП необходимо 64 компаратора, а для последовательно-параллельного АЦП — всего 16.

Количество каскадов в таких АЦП может быть увеличено, поэтому они часто называются многокаскадными или конвейерными. Выходной код таких АЦП представляет собой сумму кодов $N = N_1 + N_2 + N_3 + \dots$, вырабатываемых отдельными каскадами.

К АЦП мгновенных значений также относятся некоторые типы АЦП с время-импульсным преобразованием. Структурная схема такого АЦП приведена на рис. 26.8. В основу работы этого преобразователя положен метод преобразования входного напряжения во временной интервал. Графики процесса преобразования приведены на рис. 26.8 б.

АЦП состоит из генератора линейно-изменяющегося напряжения ГЛИН, двух компараторов $K1$ и $K2$, формирователя длительности импульса τ_n , генератора тактовых импульсов и счетчика, с выхода которого снимается код преобразованного напряжения. Первый импульс u_2 формируется при сравнении напряжения $u_{вх}$ с напряжением u_1 , а второй импульс u_3 формируется при достижении напряжением u_1 нулевого уровня. Быстродействие таких АЦП невелико: время преобразования в лучшем случае составляет 20...50 мкс.

Уравнение, описывающее работу АЦП, можно определить следующим образом. Напряжение u_1 , вырабатываемое ГЛИН, имеет вид:

$$u_1 = U_m - kt, \tag{26.5}$$

где k — крутизна пилообразного напряжения.

Моменты времени t_2 и t_3 срабатывания компараторов $K1$ и $K2$ определяются по формуле (26.5):

$$t_2 = \frac{U_m - u_{вх}}{k}; \quad t_3 = \frac{U_m}{k}.$$

Длительность импульса определим как разность $\tau_n = t_3 - t_2 = u_{вх}/k$. Количество импульсов, подсчитанных счетчиком, равно $N = f_0 \tau_n$, где f_0 — частота тактового генератора.

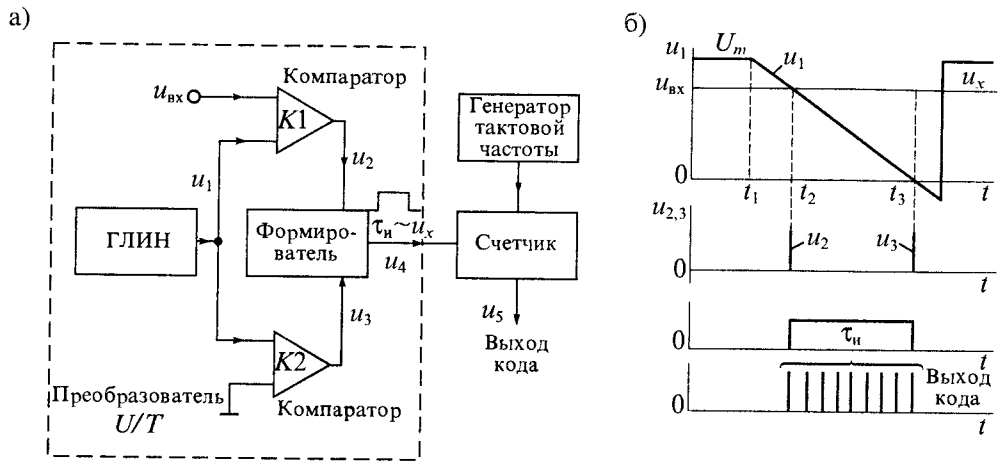


Рис. 26.8. Структурная схема АЦП время-импульсного преобразования (а) и графики процесса преобразования (б)

АЦП средних значений напряжения (интегрирующий АЦП) можно разделить на следующие основные виды: с время-импульсным преобразованием, с частотно-импульсным преобразованием и со статистическим усреднением. Наибольшее распространение получили первые две группы АЦП.

Структурная схема интегрирующего АЦП с время-импульсным преобразованием приведена на рис. 26.9 а. Работу этой схемы можно разделить на три такта. В первом такте производится заряд интегратора, во втором — его разряд, а в третьем коррекция нулевого уровня интегратора. Графики, иллюстрирующие работу АЦП, приведены на рис. 26.9 б.

В первом такте, имеющем фиксированную длительность T_0 , замкнут ключ $S1$, а остальные ключи разомкнуты. В этом случае входное напряжение $u_{вх}$ через замкнутый ключ $S1$ и сопротивление R_1 заряжает емкость C_1 интегратора и выходное напряжение растет линейно во времени, как показано на рис. 26.9 б. К концу интервала T_0 напряжение на выходе интегратора будет равно

$$u_1(T_0) = k \int_0^{T_0} u_{вх} dt = k T_0 U_{вх}, \quad (26.6)$$

где $k^{-1} = R_1 C_1$ — постоянная времени интегратора, $U_{вх}$ — среднее значение входного напряжения:

$$U_{вх} = T_0^{-1} \int_0^{T_0} u_{вх} dt.$$

Во втором такте происходит разряд интегратора. При этом в зависимости от требуемой полярности источника опорного напряжения замыкается один из ключей $S2$ или $S3$. Разряд интегратора происходит с постоянной скоростью, которая не зависит от накопленного в интеграторе заряда, поэтому с увеличением накопленного заряда время разряда также увеличивается. Конец разряда интегратора фиксируется компаратором K , после чего ключ $S2$ (или $S3$) размыкается.

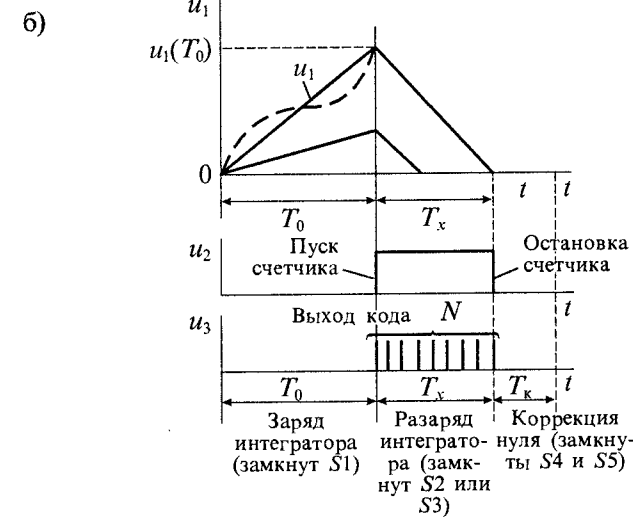
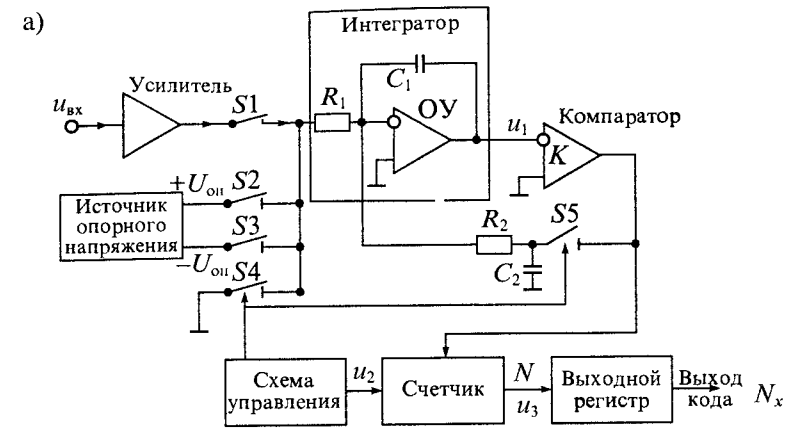


Рис. 26.9. Структурная схема АЦП двухтактного интегрирования (а) и графики процесса преобразования (б)

Поскольку начало разряда определяет схема управления, а конец — компаратор, то длительность разряда интегратора можно определить по формуле:

$$u_1(T_0) - k \int_0^{T_x} U_{он} dt = 0,$$

откуда

$$k T_0 \bar{U}_{вх} = k U_{он} T_x \quad \text{или} \quad T_x = \frac{T_0}{U_{он}} U_{вх}. \quad (26.7)$$

что свидетельствует, о пропорциональности интервала T_x среднему значению входного напряжения $U_{вх}$. Заполнение интервала T_x счетными импульсами, поступающими от схемы управления, позволяет найти числовой код $N_x = T_x f_0$.

К достоинствам интегрирующих АЦП следует отнести их высокую помехозащищенность. Если на входной сигнал наложена гармоническая помеха, то при равенстве периода помехи времени заряда интегратора $T_{и} = T_0$ среднее значение помехи к концу интервала интегрирования будет равно нулю, как показано штриховой линией на рис. 26.9 б. Случайные помехи и шумы также ослабляются интегрированием, хотя и в меньшей степени.

На третьем этапе производится коррекция нулевого уровня интегратора. Для этого замыкаются ключи $S4$ и $S5$, а остальные ключи размыкаются. Так как вход интегратора через сопротивление R_1 соединен с общей шиной, то конденсатор C_1 через замкнутый ключ $S5$ заряжается до напряжения ошибки, которое после размыкания ключей $S4$ и $S5$ вычитается из входного сигнала.

К недостаткам таких интегрирующих АЦП относится прежде всего сравнительно невысокое быстродействие. Кроме этого, при перегрузке АЦП большим входным сигналом происходит перезаряд интегрирующего конденсатора C_1 , поэтому после снятия перегрузки в течение нескольких циклов АЦП будет работать с большой погрешностью.

Другим типом интегрирующих АЦП являются АЦП с частотно-импульсным преобразованием, принцип работы которых основан на предварительном преобразовании входного напряжения в пропорциональную ему частоту следования импульсов, которая затем измеряется за фиксированный интервал времени. После подсчета числа импульсов результат выдается в виде цифрового эквивалента входного напряжения.

Структурная схема АЦП с частотно-импульсным преобразованием приведена на рис. 26.10 а. Основным звеном в этой схеме является преобразователь напряжения в частоту (ПНЧ). При помощи ПНЧ входное напряжение преобразуется в частоту импульсов, при этом $f = k u_{вх}$. Число импульсов, подсчитанных счетчиком за выбранный интервал времени $T_{и}$, определяется формулой

$$N_x = \int_0^{T_{и}} f dt = \int_0^{T_{и}} u_{вх} dt = k T_{и} \bar{u}_{вх},$$

где $u_{вх} = T_{и}^{-1} \int_0^{T_{и}} u_{вх} dt$ — среднее значение напряжения на интервале $T_{и}$.

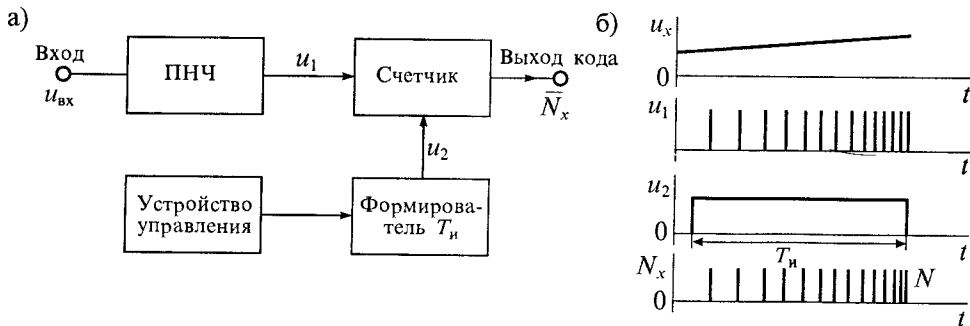


Рис. 26.10. Структурная схема АЦП с частотно-импульсным преобразованием (а) и графики процесса преобразования (б)

Графики процесса преобразования АЦП с частотно-импульсным преобразованием приведены на рис. 26.10 б. Преобразователь напряжения в частоту может быть построен на различных принципах, однако от его характеристики преобразования зависят свойства АЦП. Погрешность ПНЧ практически полностью входит в погрешность АЦП. В связи с этим наиболее часто в качестве ПНЧ в таких АЦП используется преобразователь с импульсной обратной связью, схема которого приведена на рис. 26.11 а. Графики работы АЦП приведены на рис. 26.11 б.

ПНЧ с импульсной обратной связью состоит из входного повторителя напряжения, интегратора и компаратора, управляющего генератором импульсов в цепи обратной связи интегратора. Заряд конденсатора C_1 интегратора осуществляется входным напряжением $U_{вх}$, а разряд производится импульсом с постоянной вольт-секундной площадью. Если входное напряжение имеет отрицательную полярность, то импульсы генератора должны быть положительными и наоборот. Можно показать, что частота импульсов прямо пропорциональна входному напряжению. Напряжение на выходе интегратора линейно растет, до тех пор пока не сравняется с опорным напряжением $U_{ош}$ на прямом входе компаратора K :

$$U_{ош} = \frac{1}{C_1} \int_0^T i dt = \frac{1}{C_1} \int_0^T \frac{u_{вх}}{R_1} dt = \frac{1}{R_1 C_1} \bar{u}_{вх} T,$$

откуда

$$f = T^{-1} = \frac{\bar{u}_{вх}}{R_1 C_1 U_{ош}} = \frac{i}{q},$$

где $i = U_{вх}/R_1$, а $q = C_1 U_{ош}$ — накопленный заряд.

В последнее время в связи широким применением АЦП в различных системах сбора и обработки информации появились новые типы преобразователей с улучшенными характеристиками. К их числу относятся: АЦП с сигма-дельта модулятором, АЦП быстрого интегрирования и конвейерные АЦП.

Структурная схема АЦП с сигма-дельта модулятором приведена на рис. 26.12. По сути, это название отражает два процесса: интегрирование за малое время и сложение результатов интегрирования. Выходным сигналом такого модулятора

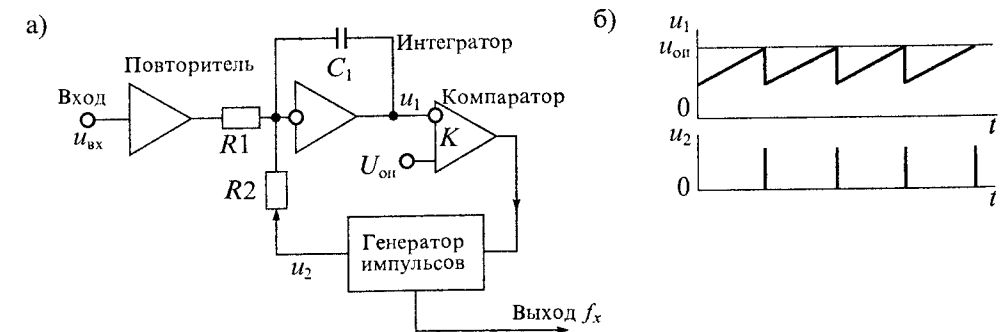


Рис. 26.11. Структурная схема преобразователя напряжения в частоту с импульсной обратной связью (а) и графики его работы (б)

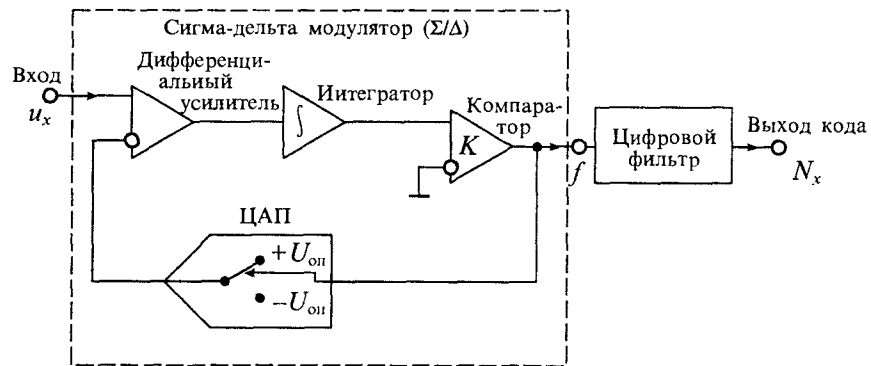


Рис. 26.12. Структурная схема АЦП с сигма-дельта модулятором

является частота импульсов. Схема такого АЦП во многом совпадает с АЦП с частотно-импульсной обратной связью. В этом АЦП также производится компенсация заряда, накопленного в интеграторе, а вместо импульсного генератора используется одноразрядный ЦАП с компаратором на входе.

Структурная схема АЦП быстрого интегрирования (рис. 26.13 а) представляет собой интегрирующий АЦП с время-импульсным преобразованием, в котором разряд интегратора выполняется ускоренным образом: вначале до некоторого значения E выходного напряжения от большого напряжения разряда $U_{оп}$ (при замыкании ключа $S2$), а затем от малого $U_{оп} R_5 / (R_4 + R_5)$ (при замыкании ключа $S3$). Такой процесс разряда похож на работу скоростного лифта. Между этажами он движется быстро, а при подходе к остановке резко замедляет скорость. В таких АЦП сокращается время разряда интегратора и увеличивается точность компарирования в конце разряда.

Структурная схема конвейерного АЦП приведена на рис. 26.14. Этот АЦП представляет собой структуру, подобную параллельно-последовательному АЦП, но с увеличенным числом каскадов. Для хранения мгновенных значений напряжения в каждом каскаде используются устройства выборки и хранения информации УВХ1...УВХ3. Вычитающие устройства ВУ1...ВУ3 образуют разность напряжений, подлежащую преобразованию в следующем каскаде. Все АЦП1...АЦП4 параллельные и имеют небольшое число разрядов (обычно не больше четырех).

Интегральные микросхемы АЦП. В последнее время многие фирмы организовали производство серийных интегральных микросхем АЦП, основанных на различных принципах и предназначенных для работы в устройствах сопряжения датчиков аналоговых сигналов с ЭВМ и микропроцессорами, в различных измерительных устройствах, мультиметрах, в медицинской аппаратуре, цифровых термометрах и др. Наиболее крупными производителями АЦП в России являются заводы «Микрон» и «Сапфир», а за рубежом — компании Analog Devices (США), Micro power (США), Philips, Maxim, Sony и др.

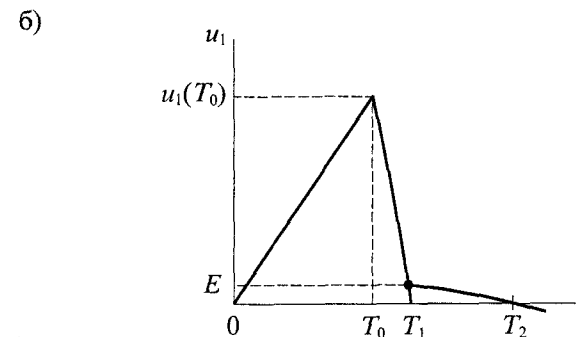
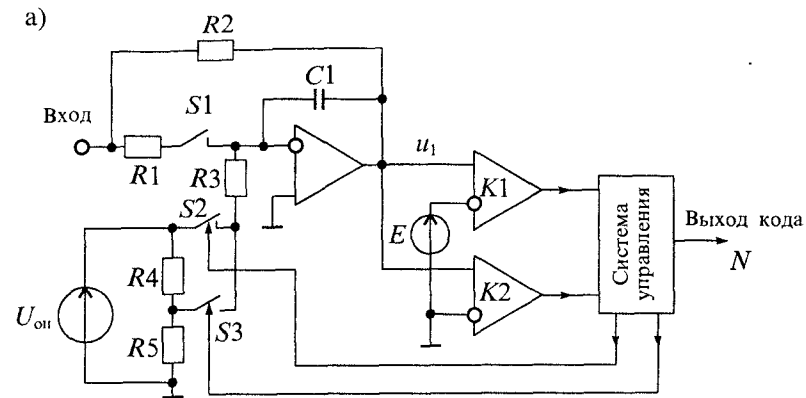


Рис. 26.13. Структурная схема АЦП быстрого интегрирования (а) и график разряда интегратора (б)

Перечисленными фирмами и многими другими выпускается так много различных микросхем АЦП, что трудно даже произвести их сравнение, тем более что многие фирмы используют собственную классификацию и приводят ряд нестандартных характеристик. Тем не менее некоторые выводы из рассмотрения выпускаемых АЦП можно сделать.

Прежде всего можно отметить, что резко увеличилась разрешающая способность АЦП. Ряд фирм выпускает АЦП с разрешением до 24 двоичных разрядов (т. е. $1/16777216$). Однако наиболее распространенными являются АЦП с разрядностью 8, 10, 12 и 16 разрядов.

Повысилось быстродействие серийных микросхем АЦП. Налажено производство АЦП с максимальной частотой преобразования 20...50 МГц. Такие АЦП используются при преобразовании видеосигналов в цифровую форму в цифровых телевизорах, видеоманитофонах, видеомониторах и других устройствах. Одновременно велось снижение потребляемой мощности. Так, например, 10-разрядный АЦП AD876 фирмы Analog Devices при максимальной частоте преобразования

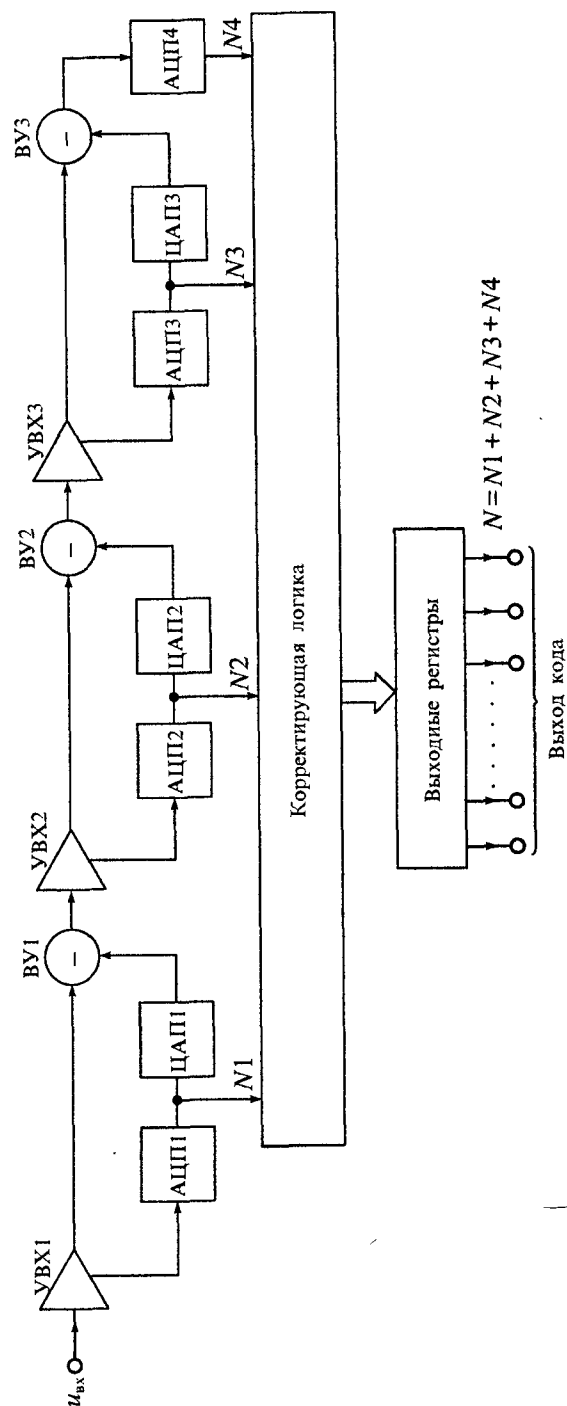


Рис. 26.14. Структурная схема конвейерного АЦП

20 МГц имеет потребляемую мощность всего 160 мВт и стоит около 10 долларов. Такой же по быстродействию параллельный АЦП К1107ПВ2 при 8-ми разрядах потребляет около 3 Вт.

В таблицах 26.1 и 26.2 приведены основные характеристики некоторых типов АЦП мгновенных значений и интегрирующих АЦП.

Таблица 26.1

Основные характеристики АЦП мгновенных значений

Тип микросхемы	Принцип действия	Число двоичных разрядов	Интегр. нелин., МЗР	Диффер. нелин., МЗР	$T_{нр}$, мкс	$F_{н}$, МГц
AD7570 (572ПВ1)	Последовательного приближения с побайтным вводом/выводом	12	$\pm 2,00$	$\pm 4,00$	110	
AD7574 (572ПВ3)	Последовательного приближения, сопрягаемый с микропроцессором	8	$\pm 0,75$	$\pm 0,75$	7,5	1,5
AD677	Последовательного приближения с перераспределением зарядов	16	$\pm 1,00$	$\pm 0,50$	10	0,1
AD775	Двухступенчатый, конвейерный	8	$\pm 0,50$	$\pm 0,30$	$18 \cdot 10^{-3}$	35
AD876	Многоступенчатый, конвейерный	10	$\pm 0,30$	$\pm 0,50$	10^{-2}	20
AD7882	Последовательного приближения с переключаемыми конденсаторами	16	$\pm 0,50$	$\pm 0,50$	2,5	0,4
AD7710	С сигма-дельта модулятором и уравниванием зарядов	20	0,0045			0,156
1107ПВ3	Параллельного действия, быстродействующий	6	$\pm 0,25$	$\pm 0,25$	$2 \cdot 10^{-2}$	100
1107ПВ4	То же	8	$\pm 1,00$	$\pm 1,00$	$3 \cdot 10^{-2}$	100

Таблица 26.2

Основные характеристики интегрирующих АЦП

Тип микросхемы	Особенности функционирования	Число десятичных разрядов	Погрешность преобразования, МЗР
ICL7107 (572ПВ2/5)	Двухтактное интегрирование с автокомпенсацией нуля	3,5	± 1
ICL7135 (572ПВ6)	Двухтактное интегрирование с коррекцией нуля интегратора	4,5	± 2
ICL7117 (572ПВ7/8)	Двухтактное интегрирование с режимом хранения данных	3,5	± 1
572ПВ9/10	Двухтактное интегрирование с режимом хранения данных и индикацией разряда батареи	3,5	± 1

Лекция 27. Цифро-аналоговые преобразователи

Назначение и виды цифро-аналоговых преобразователей. Цифро-аналоговым преобразователем (ЦАП) называется электронное устройство, предназначенное для преобразования цифровой информации в аналоговую. Они используются для формирования сигнала в виде напряжения или тока, функционально связанного с управляющим кодом. В большинстве случаев эта функциональная зависимость является линейной. Наиболее часто ЦАП используются для сопряжения устройств цифровой обработки сигналов с системами, работающими с аналоговыми сигналами. Кроме этого, ЦАП используются в качестве узлов обратной связи в аналого-цифровых преобразователях и в устройствах сравнения цифровых величин с аналоговыми.

Области применения ЦАП достаточно широки. Они применяются в системах передачи данных, в измерительных приборах и испытательных установках, в синтезаторах напряжения и генераторах сложных функций, для формирования изображений на экране дисплеев и др. В связи с этим разработано и выпускается большое количество интегральных микросхем ЦАП.

Схемы ЦАП можно классифицировать по различным признакам: принципу действия, виду выходного сигнала, полярности выходного сигнала, элементной базе и др. По принципу действия наибольшее распространение получили ЦАП следующих видов: со сложением токов, с делением напряжения и со сложением напряжений. В микроэлектронном исполнении применяются только первые два типа.

По виду выходного сигнала ЦАП делят на два вида: с токовым выходом и выходом по напряжению. Для преобразования выходного тока ЦАП в напряжение обычно используются операционные усилители. По полярности выходного сигнала ЦАП принято делить на однополярные и двухполярные.

Управляющий код, подаваемый на вход ЦАП, может быть различным: двоичным, двоично-десятичным, Грея, унитарным и др. Кроме того, различными могут быть и уровни логических сигналов на входе ЦАП.

При формировании выходного напряжения ЦАП под действием управляющего кода обычно используются источники опорного напряжения. В зависимости от вида источника опорного напряжения ЦАП делят на две группы: с постоянным опорным напряжением и с изменяющимся опорным напряжением. Кроме этого, ЦАП делят по основным характеристикам: количеству разрядов, быстродействию, точности преобразования, потребляемой мощности.

Основные параметры ЦАП. Все параметры ЦАП можно разделить на две группы: статические и динамические. К статическим параметрам ЦАП относят: разрешающую способность, погрешность преобразования, диапазон значений выходного сигнала, характеристики управляющего кода, смещение нулевого уровня и некоторые другие.

К динамическим показателям ЦАП принято относить: время установления выходного сигнала, предельную частоту преобразования, динамическую погрешность. Рассмотрим некоторые из этих параметров.

Разрешающая способность ЦАП определяется как величина, обратная максимальному количеству градаций выходного сигнала. Так, например, если разрешающая способность ЦАП составляет 10^{-5} , то это означает, что максимальное число градаций выходного сигнала равно 10^5 . Иногда разрешающую способность ЦАП оценивают выходным напряжением при изменении входного кода на единицу младшего разряда, т. е. шагом квантования. Очевидно, что чем больше разрядность ЦАП, тем выше его разрешающая способность.

Погрешность преобразования ЦАП принято делить на дифференциальную и погрешность нелинейности. С ростом кода на входе ЦАП растет и выходное напряжение, однако при увеличении напряжения могут быть отклонения от линейной зависимости. *Погрешностью нелинейности* называют максимальное отклонение выходного напряжения от идеальной прямой во всем диапазоне преобразования.

Дифференциальной погрешностью называют максимальное отклонение от линейности для двух смежных значений входного кода.

Напряжение смещения нуля определяется выходным напряжением при входном коде, соответствующем нулевому значению.

Время установления $t_{уст}$ — это интервал времени от подачи входного кода до вхождения выходного сигнала в заданные пределы, определяемые погрешностью.

Максимальная частота преобразования — наибольшая частота дискретизации, при которой все параметры ЦАП соответствуют заданным значениям.

По совокупности параметров ЦАП принято делить на три группы: общего применения, прецизионные и быстродействующие. *Быстродействующие* ЦАП имеют время установления меньше 100 нс. К *прецизионным* относят ЦАП, имеющие погрешность нелинейности менее 0,1%.

Принципы построения ЦАП. Существует несколько схем, являющихся базой для построения многих разновидностей ЦАП соответствующего класса. Для формирования соответствующих уровней выходного напряжения (или тока) к выходу ЦАП подключается необходимое количество опорных сигналов $E_1, E_2 \dots E_n$ (или токов $I_1, I_2 \dots I_n$), либо устанавливается соответствующее дискретное значение коэффициента деления $K_1, K_2 \dots K_n$.

На рис. 27.1 приведена схема ЦАП с суммированием токов. В этой схеме используются n опорных источников тока $I_1, I_2 \dots I_n$. Входной код $b_1, b_2 \dots b_n$ управляет ключами $S_1, S_2 \dots S_n$, которые или подключают источники тока к нагрузке, или замыкают их накоротко. При этом если $b_i=0$, то соответствующий источник закорочен и в работе схемы не участвует. Если же $b_i=1$, то соответствующий источник тока подключен к нагрузке. Результирующий ток равен сумме токов опорных источников, для которых $b_i=1$. Напряжение на выходе будет равно результирующему току I_Σ , умноженному на сопротивление R_n , т. е.

$$U_{\text{вых}} = I_\Sigma R_n. \quad (27.1)$$

Так, например, если входной код является двоичным, то результирующий ток определяется выражением:

$$I_\Sigma = I_0 (b_1 2^{n-1} + b_2 2^{n-2} + \dots + b_n 2^0) = I_0 N, \quad (27.2)$$

где n — число двоичных разрядов входного кода, N — n -разрядное цифровое слово.

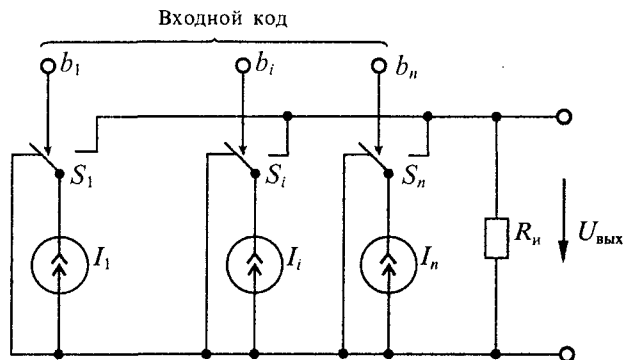


Рис. 27.1. Упрощенная схема ЦАП с суммированием токов

Упрощенная схема ЦАП со сложением напряжений приведена на рис. 27.2. В этой схеме используется n опорных источников напряжения $E_1, E_2 \dots E_n$. Входной код управляет ключами $S_1, S_2 \dots S_n$, которые или подключают соответствующие источники опорного напряжения к нагрузке, или отключают их. Так же, как и для схемы с суммированием токов, при $b_i=1$ соответствующий источник напряжения включен, а при $b_i=0$ — выключен. Результирующее напряжение на выходе равно сумме напряжений включенных опорных источников.

Так, например, для входного двоичного кода выходное напряжение определяется по формуле

$$U_{\Sigma} = U_{\text{вых}} = U_0(b_1 2^{n-1} + b_2 2^{n-2} + \dots + b_n 2^0) = U_0 N. \quad (27.3)$$

Упрощенная схема ЦАП с делением опорного напряжения E_0 приведена на рис. 27.3. В этой схеме имеется один источник опорного напряжения и набор калиброванных сопротивлений $R_1, R_2 \dots R_n$, с помощью которых напряжение опорного источника может быть разделено до значения, соответствующего входному коду.

Выходное напряжение для схемы, приведенной на рис. 27.3, определяется формулой

$$U_{\text{вых}} = \frac{E_0 R_i}{R_{\Sigma} + R_n}, \quad (27.4)$$

где R_{Σ} — результирующее сопротивление устанавливаемое при помощи ключей $S_1, S_2 \dots S_n$ которые управляют входным кодом.

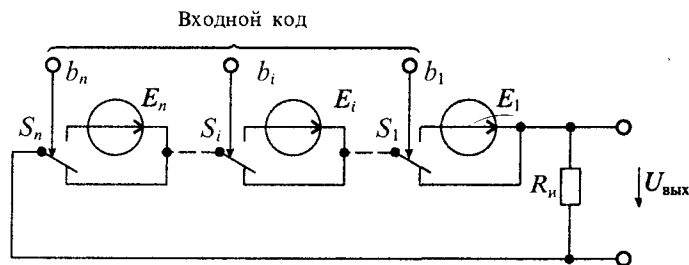


Рис. 27.2. Упрощенная схема ЦАП с суммированием напряжений

При $R_n=0$ эта схема превращается в управляемый источник тока, т. е. работает так же, как схема со сложением токов. Практически выполнить $R_n=0$ можно при помощи операционного усилителя с параллельной обратной связью.

Практическая схема ЦАП со сложением токов обычно выполняется на различных резистивных матрицах и одном источнике опорного напряжения. На рис. 27.4 приведена схема ЦАП с суммированием токов, в котором использован один источник опорного напряжения E_0 , и резистивная матрица типа $R-2R$, изображенная на рис. 24.4 б. Особенность этой резистивной матрицы заключается в том, что при любом положении ключей $S_1, S_2 \dots S_n$ входное сопротивление матрицы всегда равно R , а следовательно, ток, втекающий в матрицу, равен $I_0 = E_0/R$. Далее он последовательно делится в узлах A, B, C по двоичному закону. Двоичный закон распределения токов в ветвях резистивной матрицы соблюдается при условии равенства нулю сопротивления нагрузки. Так как нагрузкой резистивной матрицы является операционный усилитель ОУ, охваченный отрицательной обратной связью через сопротивление R_{oc} , то его входное сопротивление равно нулю с достаточно высокой точностью.

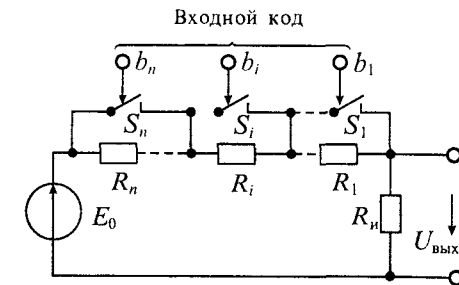


Рис. 27.3. Упрощенная схема ЦАП с делением напряжения

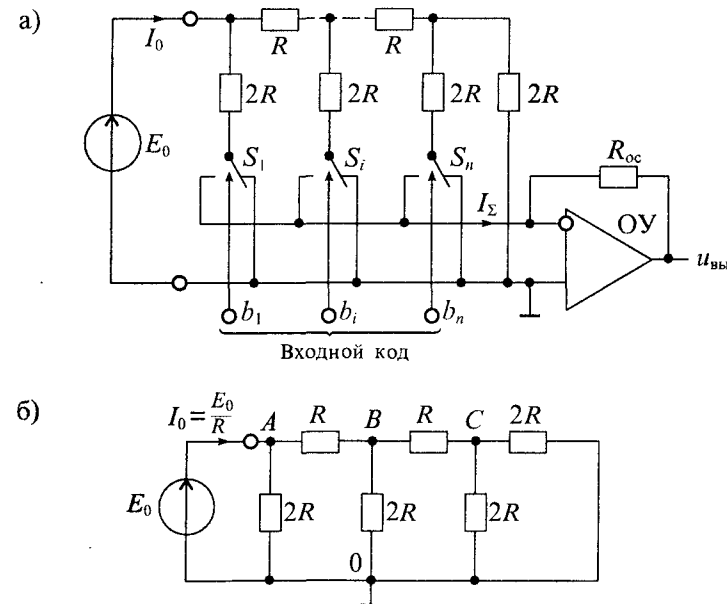


Рис. 27.4. Схема ЦАП со сложением токов на резистивной матрице типа $R-2R$ (а) и структура резистивной матрицы (б)

Напряжение на выходе операционного усилителя определяется выражением

$$U_{\text{вых}} = \frac{E_0 R_{\text{ос}}}{R 2^n} (b_1 2^{n-1} + b_2 2^{n-2} + \dots + b_n 2^0) = \frac{E_0 R_{\text{ос}}}{R 2^n} N, \quad (27.5)$$

где $b_i=1$, если ключ S_i находится в положении, при котором ток протекает на инвертирующий вход ОУ, и $b_i=0$, если ключ S_i находится в положении, при котором ток протекает в общий вывод, n — число разрядов преобразователя.

Максимальное значение выходного напряжения (т. е. напряжение в конечной точке диапазона) имеет место при всех $b_i=1$ и определяется по формуле:

$$U_{\text{вых. max}} = \frac{E_0 R_{\text{ос}} (1-2^{-n})}{R} = \frac{E_0 R_{\text{ос}}}{R} h, \quad (27.6)$$

где h — шаг квантования, т. е. приращение выходного напряжения при изменении входного кода на единицу младшего разряда:

$$h = \frac{E_0 R_{\text{ос}}}{2^n R}.$$

Как следует из формулы (27.5), выходное напряжение ЦАП зависит не только от входного кода N , но и от напряжения E_0 опорного источника. Если допустить, что напряжение E_0 меняется, то выходное напряжение ЦАП будет пропорционально произведению двух величин: входного кода и напряжения, поданного на вход опорного сигнала. В связи с этим такие ЦАП обычно называют перемножающими. В интегральных микросхемах перемножающих ЦАП источник опорного напряжения отсутствует, но имеется вход для его подключения.

Другой тип ЦАП со сложением токов реализуется на матрице со взвешенными резисторами. Схема ЦАП на основе взвешенных резисторов приведена на рис. 27.5. Из этой схемы видно, что ЦАП состоит из матрицы двоично-взвешенных резисторов, сопротивления которых определяются по формуле $R_i = R 2^{i-n}$; переключателей на каждый разряд, управляемых входными сигналами; источника опорного напряжения E_0 и сумматора на операционном усилителе ОУ в инвертирующем включении.

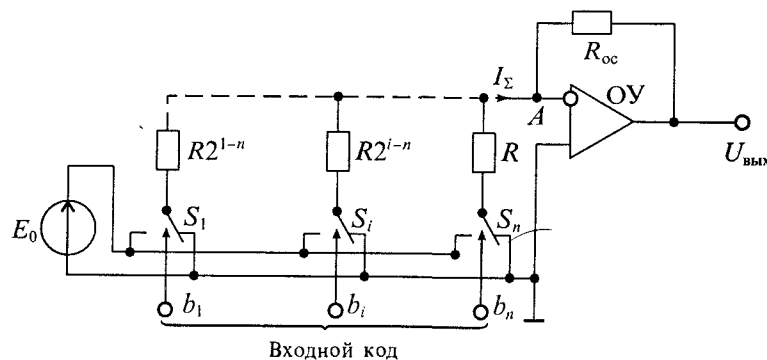


Рис. 27.5. Схема ЦАП со сложением токов на матрице взвешенных резисторов

Поскольку прямой вход ОУ соединен с общим проводом, то за счет отрицательной обратной связи напряжение в суммирующей точке A также будет равно нулю, иначе говоря, резистивная матрица работает в закороченном режиме независимо от состояния переключателей. Когда на цифровые входы ЦАП подан двоичный n -разрядный цифровой код, то каждый цифровой сигнал b_i управляет переключателем S_i , обеспечивая подключение резистора с сопротивлением $R_i = R 2^{i-n}$ к источнику опорного напряжения E_0 или к общему проводу. Если предположить, что внутренние сопротивления источника опорного напряжения и ключей равны нулю, то ток, протекающий в сопротивлении R_i , будет равен

$$I_i = \frac{E_0 b_i}{R 2^{i-n}} = \begin{cases} 0, & \text{при } b_i=0, \\ \frac{E_0}{R 2^{i-n}}, & \text{при } b_i=1. \end{cases}$$

Результирующий ток определяется суммой

$$I_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n I_i = \frac{E_0}{R} \sum_{i=1}^n b_i 2^{n-i} = \frac{E_0}{R} (b_1 2^{n-1} + \dots + b_n 2^0),$$

что соответствует формуле (27.2).

Для обеспечения точности и стабильности резистивных матриц применяется лазерная подгонка резисторов. Дело в том, что диффузионные резисторы, используемые в ИМС, достаточно технологичны, но отличаются большой погрешностью. В связи с этим широко применяют тонкопленочные резисторы, обеспечивая их точность с помощью лазерной подгонки.

Практическая схема ЦАП с параллельными делителями напряжения приведена на рис. 27.6. Каждый делитель состоит из двух сопротивлений R_i и R'_i , сумма которых остается постоянной во всем диапазоне преобразования. Коэффициент передачи каждого звена делителя определяется по формуле

$$\mu_i = \frac{R_i}{R_i + R'_i}. \quad (27.7)$$

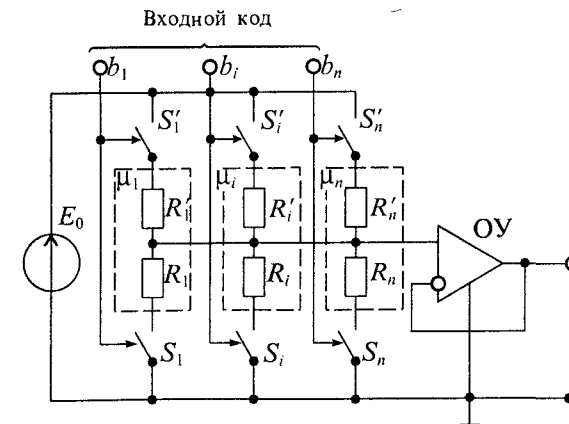


Рис. 27.6. Схема ЦАП с параллельными делителями напряжения

Такой ЦАП целесообразно применять при управлении унитарным кодом и небольшой разрядности ЦАП.

Серийные микросхемы ЦАП. В настоящее время выпускается сравнительно много различных микросхем ЦАП. Характеристики некоторых из них приведены в табл. 27.1.

В качестве примера рассмотрим устройство микросхемы ЦАП типа К594ПА1. Микросхема представляет собой параллельный ЦАП с суммированием токов на комбинированной матрице, которая состоит из взвешенных резисторов и резистивной матрицы $R-2R$. Микросхема изготовлена по биполярной технологии с $p-n-p$ и $n-p-n$ транзисторами. Функциональная схема ЦАП приведена на рис. 27.7.

Она включает преобразователь опорного напряжения E_0 в ток I_0 на операционном усилителе ОУ и транзисторе Т1; токовые ключи на биполярных транзисторах; схему управления токовыми ключами; генераторы разрядных токов на транзисторах Т2...Т13 и прецизионную резисторную матрицу.

Резисторная матрица выполнена по тонкопленочной технологии на отдельном кристалле, входящем в микросхему. В матрице использованы двоично-взвешенные резисторы в старших разрядах с первого по восьмой и резисторная матрица типа $R-2R$ в младших разрядах с девятого по двенадцатый. При изготовлении кристалла используется лазерная подгонка резисторов матрицы на этапе функциональной настройки ЦАП.

Преобразователь опорного напряжения в ток содержит операционный усилитель ОУ, выходной транзистор Т1 и образцовый резистор R1. Опорный ток I_0 равен току коллектора транзистора Т1, т. е.

$$I_0 = I_{k1} = E_0 / R_1.$$

Таблица 27.1

Характеристики интегральных микросхем ЦАП

Тип	Число разрядов	Время установления, мкс	Интегральная нелинейность, %	Особенность исполнения
КР572ПА1	10	5	0,10	Перемножающий с матрицей $R-2R$ на КМОП ключах
КР572ПА2	12	15	0,02	Перемножающий с матрицей $R-2R$ и выходным регистром
К594ПА1	12	3,5	0,02	С суммированием токов на комбинированной резистивной матрице и биполярных транзисторах
К1108ПА1	10	0,4	0,02	С суммированием токов на комбинированной матрице и биполярных транзисторных ключах
К1118ПА1	8	$20 \cdot 10^{-3}$	0,19	С суммированием токов на взвешенных резисторах и ЭСЛ структурах
К118ПА4	10	$30 \cdot 10^{-3}$	0,10	Быстродействующий на ЭСЛ структурах

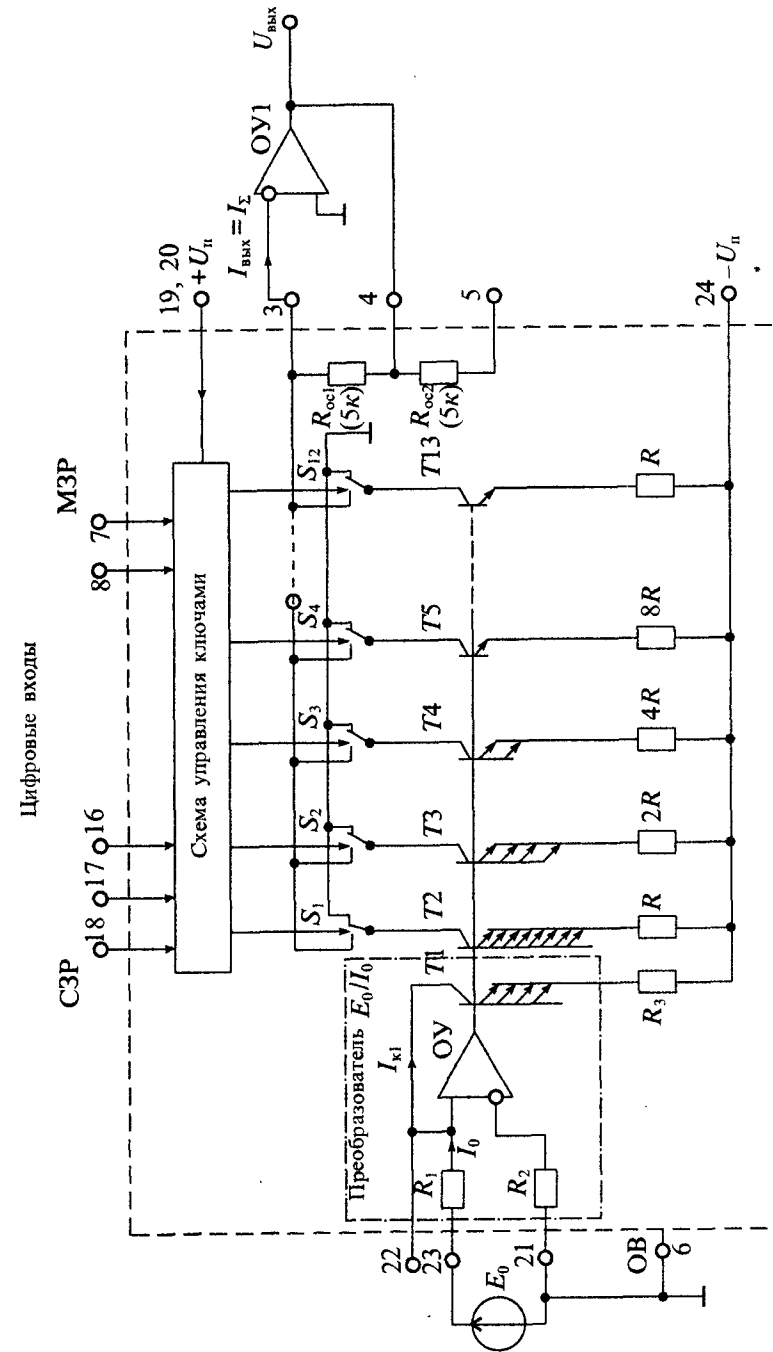


Рис. 27.7. Упрощенная функциональная схема ЦАП типа К594ПА1

Так как напряжения на базах транзисторов генераторов разрядных токов равны напряжению на базе транзистора $T1$ (все базы транзисторов соединены), то токи в них обратно пропорциональны сопротивлениям эмиттерных нагрузок R , $2R$, $4R$, $8R$ и т. д.

Токовые переключатели, генераторы разрядных токов, схемы управления размещены в трех четырехразрядных ЦАП. На рис. 27.7 показан только один из этих ЦАП. Первые два ЦАП работают со взвешенными резисторами, а третий ЦАП работает с матрицей типа $R-2R$. Разрядные токи матриц зависят только от точности номиналов резисторов матриц.

В коммутирующих ячейках ЦАП используются токовые переключатели на многоэмиттерных транзисторах. Таковые переключатели первого и второго ЦАП рассчитаны на токи 1; 0,5; 0,25; 0,125 мА, а третий ЦАП имеет токи в два раза меньше. Первый четырехразрядный ЦАП формирует выходные токи старших разрядов (с первого по четвертый). Он определяет основную погрешность ЦАП. Шаг квантования первого ЦАП соответствует токовому диапазону второго, а квантование второго ЦАП соответствует токовому диапазону третьего ЦАП.

В микросхеме имеются прецизионные резисторы с номинальным значением 5 кОм (R_{oc1} и R_{oc2}). Эти резисторы предназначены для включения в цепь отрицательной обратной связи внешнего суммирующего усилителя токов. На рис. 27.7 этот усилитель представлен операционным усилителем ОУ1. Предусмотрены три варианта включения этих резисторов: один резистор R_{oc1} ; два резистора последовательно; два резистора параллельно. При одном резисторе выходное напряжение ОУ изменяется до 10 В, при двух — до 20 В, а при параллельном соединении — до 5 В.

В последнее время появились ЦАП на принципе перезаряда емкостных делителей напряжения. Особенностью этих ЦАП является отсутствие лазерной подгонки номиналов элементов, так как точность изготовления полупроводниковых емкостей может быть достаточно высокой. Эти ЦАП позволяют использовать самокалибровку путем дробления одной из емкостей делителя на ряд параллельно включенных емкостей. Известны ЦАП на этом принципе с числом двоичных разрядов, равном шестнадцати, что обеспечивает разрешающую способность около 10^{-5} .

Лекция 28. Устройства выборки и хранения аналоговых сигналов

Назначение и типы устройств выборки и хранения аналоговых сигналов. Как отмечалось в Лекции 26, при обработке аналоговых сигналов с частотой, соизмеримой или большей, чем скорость работы АЦП, из аналогового сигнала приходится делать выборки (или отсчеты). Для этого некоторое значение сигнала в выбранное время запоминается на интервал, необходимый для того, чтобы произвести преобразование его в двоичный код с помощью АЦП.

Эту функцию выполняют устройства выборки и хранения (УВХ), которые являются аналоговыми запоминающими устройствами и в зарубежной литературе часто называются Sample-and-Hold Amplifier (SHA). В большинстве случаев для этого используют различные сочетания накопительного конденсатора и аналоговых ключей с согласующими усилителями. Такие устройства можно создавать на базе существующих микросхем широкого применения — мультиплексоров, операционных усилителей и др. Однако поскольку к характеристикам УВХ предъявляются достаточно высокие требования, то в последнее время был налажен выпуск целиком интегральных микросхем специализированного назначения.

Хранение данных можно было бы реализовать и в цифровой форме, однако быстродействие и сложность соответствующих устройств не позволили найти им широкое применение. В аналоговых устройствах выборки и хранения фактически производится операция дискретизации непрерывного сигнала с тем, чтобы в дальнейшем при помощи АЦП произвести его квантование и кодирование. В цифровых устройствах выборки и хранения последовательность иная. Вначале выполняется квантование сигнала, а затем его дискретизация и запоминание. Структурные схемы этих двух типов УВХ приведены на рис. 28.1. На этих схемах сигнал стробирования управляет процессом дискретизации, а квантование обычно производится АЦП или линейкой компараторов (типа параллельного АЦП).

В основу операции выборки и хранения в идеальном случае положено фильтрующее свойство импульсной функции $\delta(t-t_n)$:

$$u_{вх}(t_n) = \int_{-\infty}^{\infty} u_{вх}(t) \delta(t-t_n) dt, \quad (28.1)$$

согласно которому определяется мгновенное значение функции в дискретные моменты времени t_n .

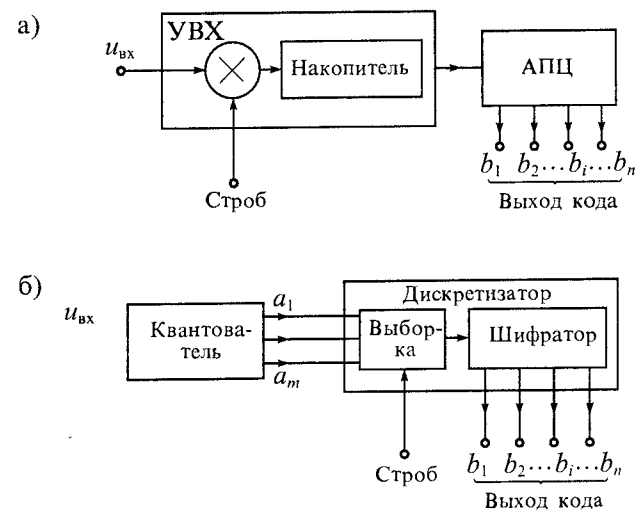


Рис. 28.1. Устройство выборки и хранения: аналоговое (а) и цифровое (б)

В действительности стробирование осуществляется при помощи стробирующих сигналов $g(t-t_n)$, имеющих конечную длительность и сложную форму, поэтому определяется некоторая функция от входного сигнала в пределах существования стробирующего импульса

$$u_{вх}^*(t_n) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F[u_{вх}(t)\delta(t-t_n)],$$

где F — символ функционального преобразования во время действия стробирующего импульса $g(t-t_n)$.

В связи с этим реальное стробирование можно классифицировать или по виду стробирующего импульса, или по виду функционального преобразования F . По виду стробирующих импульсов различают: прерывание входного сигнала последовательностью прямоугольных импульсов с фиксированной длительностью $t_{стр}$ (рис. 28.2 а) и модуляции входном сигналом последовательности импульсов произвольной формы (рис. 28.2 б). Общим для этих двух процессов стробирования является то, что стробированный сигнал получается в результате перемножения последовательности строб-импульсов и входного сигнала, а отличие заключается в механизме получения выборки.

По способу получения отсчетов входного сигнала различают:

- стробирование прямоугольными импульсами при малой постоянной времени цепи хранения выборки,
- стробирование с интегрированием на интервале выборки и
- стробирование перемножением.

При этом наибольшее распространение получили устройства выборки и хранения, стробируемые прямоугольными импульсами достаточно малой длительности.

Основные характеристики УВХ. Как было сказано ранее, основной функцией УВХ является запоминание на конденсаторе в течение некоторого времени значения входного напряжения. В режиме выборки УВХ повторяет входной сигнал, а затем по строб-импульсу запоминает мгновенное значение напряжения на конденсаторе и переходит в режим хранения. В связи с этим полный цикл работы УВХ состоит из четырех этапов: 1) выборки, 2) перехода от выборки к хранению, 3) хранения и 4) перехода от хранения к новой выборке.

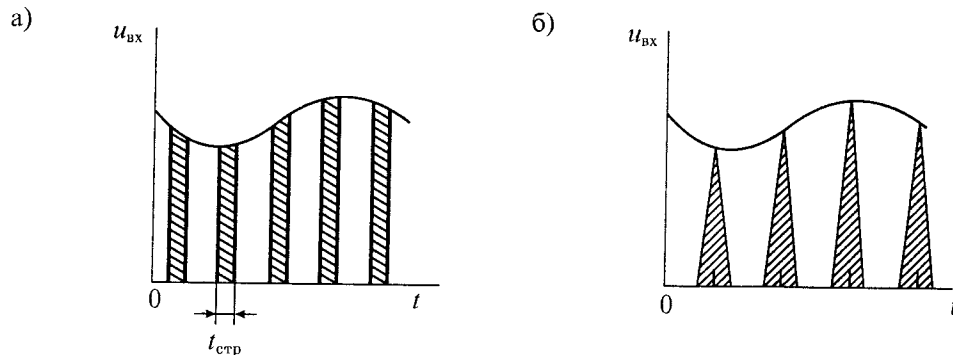


Рис. 28.2. Стробирование УВХ с помощью прямоугольных импульсов (а) и амплитудно-импульсной модуляции (б)

В режиме выборки основными параметрами УВХ являются: время выборки и коэффициент передачи. *Временем выборки* $t_в$ называется интервал времени, в течение которого образуются выборочные значения напряжения на накопительном конденсаторе. Время выборки задается длительностью стробирующего импульса. При работе УВХ в режиме слежения время выборки является временем слежения. Время выборки связано с погрешностью δ образования выборочного значения входного напряжения.

Коэффициент передачи K_n (коэффициент усиления) УВХ — это отношение выбранного значения к значению входного напряжения в момент выборки. Наиболее часто УВХ повторяет входной сигнал, т. е. имеет коэффициент передачи, равный единице. Однако в некоторых случаях используются УВХ с усилением входного сигнала. *Погрешность коэффициента передачи* характеризует его отклонение от расчетного значения.

При переходе от режима выборки к режиму хранения основными параметрами УВХ являются: апертурное время и погрешность переключения. *Апертурное время* $t_а$ представляет собой интервал времени, в течение которого сохраняется неопределенность между образовавшимся выборочным значением сигнала и моментом времени, к которому оно действительно относится. Это время иногда называют апертурной задержкой.

Переход от режима выборки к режиму хранения сопровождается поступлением на схему УВХ сигнала управления (или снятия строб-импульса, поданного на время выборки). Этот сигнал управления наводит через паразитные емкости помехи на конденсатор хранения и изменяет результат выборки. Это изменение результата выборки называется *погрешностью переключения*.

В режиме хранения основным параметром УВХ является *скорость изменения выходного напряжения*, которая характеризует погрешность УВХ в режиме хранения. Обычно этот параметр определяется скоростью разряда накопительного конденсатора $dU_c/dt = I/C_{хр}$, где I — сумма токов утечки ключа и тока смещения усилителя, $C_{хр}$ — емкость хранения. Спад выходного напряжения определяет *время хранения напряжения* с заданной погрешностью. Все сказанное относится к аналоговым УВХ и отсутствует в цифровых УВХ.

При переходе от хранения к выборке основным параметром является *время установления* $t_{уст}$, которое характеризует длительность переходного процесса после поступления строба, разрешающего выборку.

Обобщенной характеристикой точности и быстродействия УВХ является его *пропускная способность* C_t , определяемая количеством информации о входном сигнале, передаваемом на выход УВХ в единицу времени. Эта характеристика обычно определяется по формуле:

$$C_t = -\log_2(\delta/t_в), \quad (28.3)$$

где $t_в$ — время выборки нового значения входного сигнала с заданной погрешностью δ .

Время выборки зависит, в основном, от скорости заряда емкости памяти $C_{хр}$, поэтому чем меньше емкость хранения, тем меньше время выборки и тем выше качество УВХ. Однако при малой емкости происходит потеря информации

во время хранения за счет разряда емкости хранения токами утечки. В этом случае компромиссным решением является применение двухкаскадных УВХ.

Принципы построения УВХ. Простейшая схема УВХ приведена на рис. 28.3 а. Эта схема состоит из ключа, управляемого строб-импульсом, и емкости хранения C_{xp} . На рис. 28.3 б показан график преобразования входного сигнала при помощи этого идеального УВХ. В режиме выборки выходное напряжение полностью соответствует входному сигналу, а в режиме хранения — мгновенному значению входного сигнала в момент окончания выборки.

В действительности использовать такую простую схему невозможно по ряду причин: конечное сопротивление ключа приводит к появлению переходного процесса, в результате которого процесс заряда растягивается во времени; в режиме хранения конденсатор перезаряжается током утечки ключа и разрядом его на нагрузку; через паразитные емкости ключа сигнал строба изменяет сигнал на нагрузке.

Для улучшения характеристик УВХ применяют операционные усилители. Для построения УВХ достаточно одного ОУ, как показано на рис. 28.4 а. Когда входное напряжение изменяется ступенчато, что эквивалентно замыканию ключа S при постоянном входном напряжении, то напряжение на выходе изменяется по уравнению

$$u_{\text{вых}} = -u_{\text{вх}}(1 - e^{-t/RC}),$$

и в результате конденсатор будет заряжен до напряжения $-u_{\text{вх}}$.

Если за время, пока ключ S разомкнут, напряжение изменится до значения $u'_{\text{вх}}$, то при следующем замыкании ключа выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ будет переходить к новому значению по уравнению

$$u_{\text{вых}} = -u_{\text{вх}} + (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вх}})(1 - e^{-t/RC}),$$

где $RC = \tau_c$ — постоянная времени цепи выборки.

В качестве ключа могут быть использованы схемы на биполярных или полевых транзисторах, диодные мостовые схемы и др. На рис. 28.4 б приведена

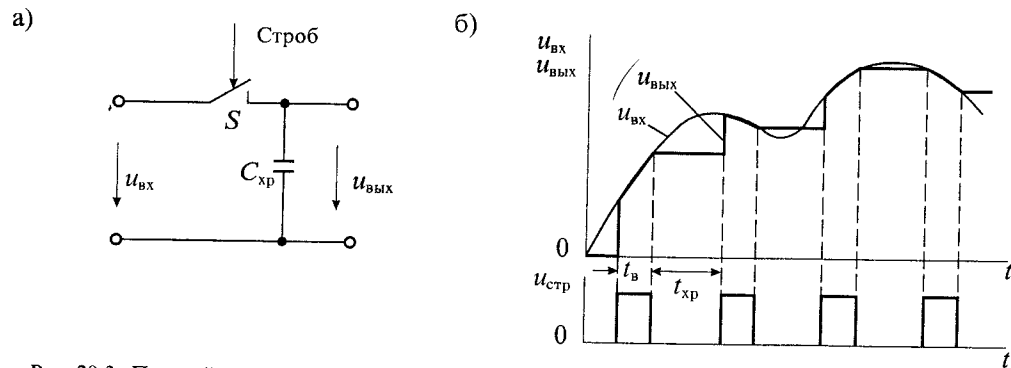


Рис. 28.3. Простейшая схема УВХ (а) и графики входного и выходного сигналов в идеальном случае (б)

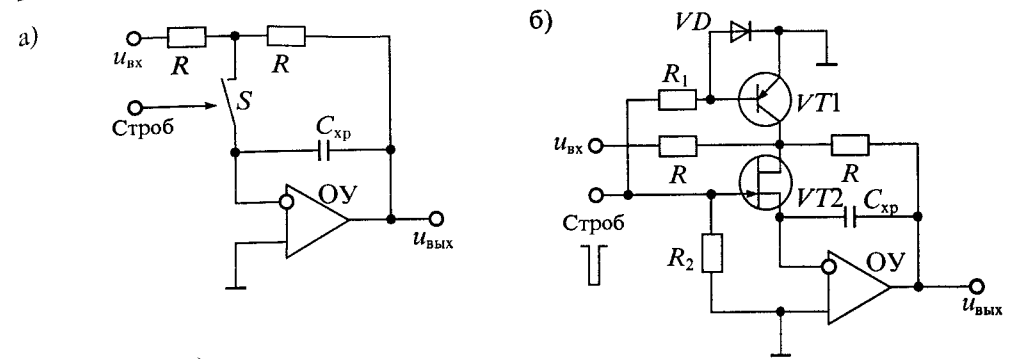


Рис. 28.4. Схема инвертируемого УВХ на одном ОУ (а) и схема с уменьшенным током утечки ключа на полевом транзисторе (б)

аналогичная схема на ОУ с ключом на полевом транзисторе $VT2$. В этой схеме в режиме выборки погрешность определяется падением напряжения на сопротивлении открытого транзистора $VT2$ из-за протекания входного тока ОУ.

Для уменьшения тока утечки транзистора $VT2$ в схему введен ключ на транзисторе $VT1$, который подключает сток транзистора $VT2$ к общей шине в режиме хранения и тем самым уменьшает ток утечки почти до нулевого уровня. В результате конденсатор хранения разряжается только очень малым током утечки затвора транзистора $VT2$.

Схемы неинвертирующих УВХ на одном ОУ приведены на рис. 28.5. В схеме, изображенной на рис. 28.5 а, на входе установлен повторитель напряжения на ОУ. Это позволяет исключить влияние внутреннего сопротивления источника сигнала на работу УВХ. Однако в этой схеме большую погрешность вносят помехи, которые проходят из цепи управления через емкость затвор-исток полевого транзистора $VT2$. Кроме того, на разряд конденсатора влияет нагрузка, подключенная к выходу ключа.

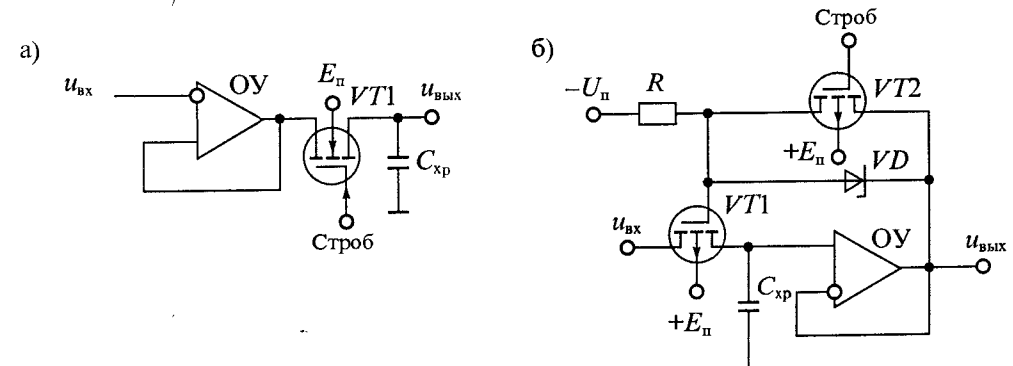


Рис. 28.5. Схема неинвертируемого УВХ на одном ОУ: с входным повторителем (а) и с выходным повторителем (б)

Для устранения влияния нагрузки на разряд конденсатора можно использовать на выходе УВХ повторитель напряжения на ОУ, как показано на рис. 28.5 б. В этой схеме нагрузка подключается к выходу ОУ, а к емкости хранения подключается вход ОУ, который имеет большое входное сопротивление.

Для снижения помех из цепи управления (коммутационных помех) в схеме рис. 28.5 б введен транзистор VT2. Во время выборки транзистор VT2 заперт, а стабилитрон VD включен и напряжение на затворе меньше напряжения на стоке на напряжение стабилитрона $U_{ст}$. При этом транзистор VT1 открывается и конденсатор хранения $C_{хр}$ заряжается до напряжения $u_{вх}$.

Когда транзистор VT2 открывается, схема переводится в режим хранения. Перепад напряжения, запирающего транзистор VT1, равен $U_{ст}$ и не зависит от $u_{вх}$. Поэтому сигнал помехи, поступающий через емкость затвора, будет постоянным и его можно скомпенсировать регулировкой смещения нулевого уровня ОУ. Кроме этого, напряжение между затвором и истоком $u_{зи} = 0$ в режиме хранения равно нулю и, следовательно, ток утечки затвора будет минимальным.

Схемы УВХ на двух ОУ приведены на рис. 28.6. На рис. 28.6 а приведена схема УВХ с двумя повторителями напряжения на ОУ. Первый повторитель на ОУ1 устраняет влияние сопротивления источника сигнала на заряд $C_{хр}$, а второй повторитель на ОУ2 устраняет влияние нагрузки на разряд $C_{хр}$ в режиме хранения. Однако при такой схеме включения остаются погрешности, обусловленные сопротивлением коммутирующего транзистора VT1 и разрядом емкости хранения $C_{хр}$ за счет тока утечки транзистора VT1.

Для снижения этих погрешностей используют общую отрицательную обратную связь, как показано на рис. 28.6 б. В режиме выборки транзистор VT1

открыт, а транзистор VT2 заперт. При этом включена общая отрицательная обратная связь с выхода ОУ2 на вход ОУ1 через сопротивление R. Поскольку полное усиление в канале прямой передачи определяется усилителем ОУ1, то влияние сопротивления канала r_0 значительно снижается.

При переходе в режим хранения транзистор VT1 запирается, а транзистор VT2 отпирается. В результате усилитель ОУ1 переводится в режим повторителя напряжения, обеспечивая высокое сопротивление на входе и низкое сопротивление на выходе. Этим обеспечивается стабильность ОУ1 при размыкании обратной связи ключом VT1.

Вместо транзистора VT2 часто включают два встречно-параллельных диода, как показано на рис. 28.6 в. В этом случае при размыкании обратной связи в режиме хранения отпирается один из диодов VD1 или VD2 и ОУ1 переводится в режим повторителя.

Кроме того, схема, изображенная на рис. 28.6 в, имеет емкость хранения, включенную в цепь отрицательной обратной связи ОУ2, который в этом случае работает как интегратор. Особенностью этой схемы является то, что в результате действия обратной связи ключевой транзистор VT1 работает в режиме короткого замыкания, что позволяет снизить перепад напряжения в схеме управления, уменьшить погрешность и увеличить скорость переключения.

Интегральные микросхемы УВХ. В настоящее время имеется серийный выпуск микросхем УВХ различного типа и с различными характеристиками. В табл. 28.1 приведены основные характеристики некоторых микросхем УВХ.

На рис. 28.7 приведена структурная схема микросхемы УВХ типа КР1100СК2. Она содержит два операционных усилителя ОУ1 и ОУ2, ключевой элемент S и схему управления ключом СУ. Емкость хранения внешняя и может включаться между выводом 6 и общей шиной или между выводами 6 и 8, т. е. в цепь обратной связи. В усилителе ОУ1 имеется цепь балансировки нулевого уровня.

На рис. 28.8, приведена типовая схема включения микросхемы УВХ КР1100СК2. В показанном на рис. 28.8 а включении выборка производится подачей на вход 8 положительного импульса строба размахом около 5 В, а в режим хранения УВХ переводится подключением вывода 8 на общую шину. Зависимость времени выборки от емкости хранения приведена на рис. 28.8 б. При типовой емкости $C_{хр} = 1$ нФ время выборки составляет 5 мкс.

В типовом включении напряжение переноса заряда не превышает 5 мВ и может быть снижено различными способами: подачей противофазного сигнала или

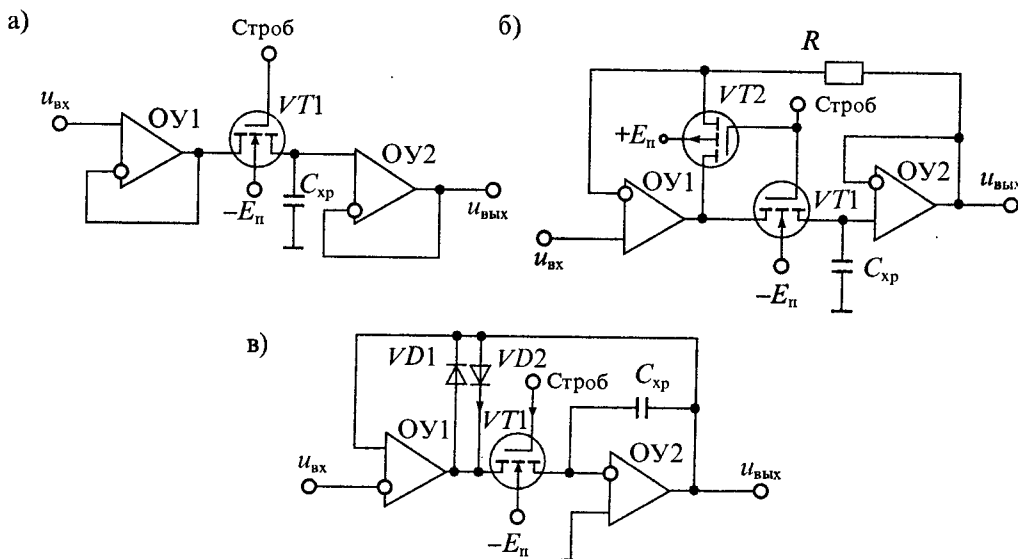


Рис. 28.6. Схемы УВХ на двух ОУ: с входным и выходным повторителями (а), с общей обратной связью (б) и с емкостью хранения в цепи обратной связи (в)

Таблица 28.1

Основные характеристики микросхем УВХ

Тип микросхемы	Время выборки t_b , мкс	Апертурная задержка t_a , нс	Коэффициент передачи (усиления)	Напряжение переноса заряда, мВ	Скорость изменения напряжения в режиме хранения, мВ/мкс
КР1100СК2	5	100	1	0,5	0,2
КР1100СК3	4	150	10^5	0,5	0,1

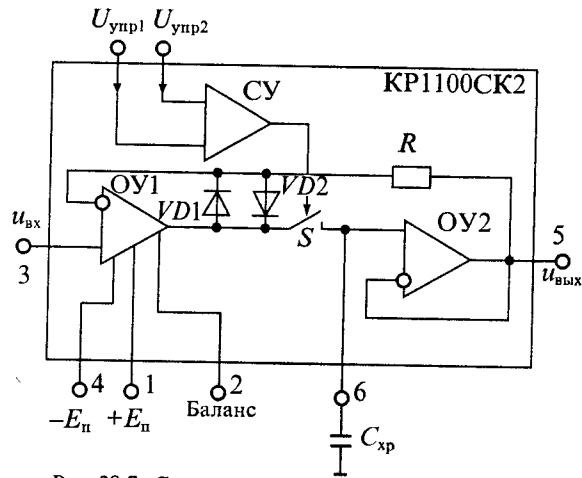


Рис. 28.7. Структурная схема микросхемы УВХ типа КР1100СК2

Коммутатор содержит четыре ключа $S1...S4$, выполненных на полевых транзисторах и объединенных в две группы, которые имеют синфазное управление. Ключи $S1$ и $S4$ управляются логическим сигналом с вывода 14, а ключи $S2$ и $S3$ — логическим сигналом с вывода 2. Управляющие сигналы должны быть противофазными и подаваться относительно вывода 1. Иначе говоря, если вывод 14 управляется с прямого выхода триггера, то вывод 2 должен быть подключен к инверсному выводу того же триггера.

Парафазный операционный усилитель ОУ1 имеет симметричный вход и симметричный низкоомный выход. Функции контроля и коррекции неидентичности формы выходных сигналов основного дифференциального усилителя по перемен-

коррекцией смещения нулевого уровня. Зависимость напряжения переноса заряда от емкости хранения приведена на рис. 28.8 в.

Структурная схема УВХ типа КР1100СК3 приведена на рис. 28.9 а. Эта микросхема существенно отличается от УВХ типа КР1100СК2. Она содержит ключевой элемент на четырех полевых транзисторах $S1...S4$, дифференциальный усилитель ОУ1 с симметричным входом и симметричным выходом и дополнительный корректирующий дифференциальный усилитель ОУ2.

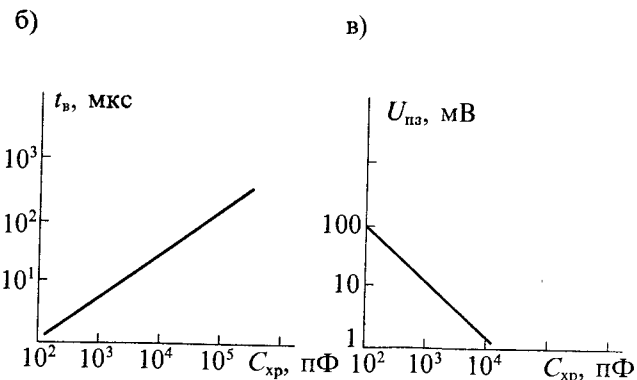
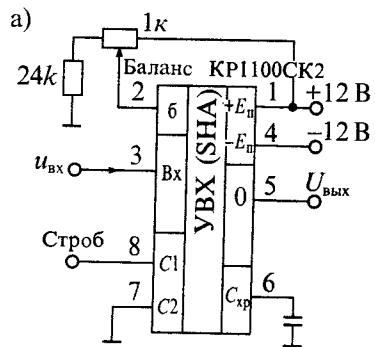


Рис. 28.8. Типовая схема включения УВХ КР1100СК2 (а), зависимость времени выборки от емкости хранения (б) и зависимость напряжения переноса заряда от емкости хранения (в)

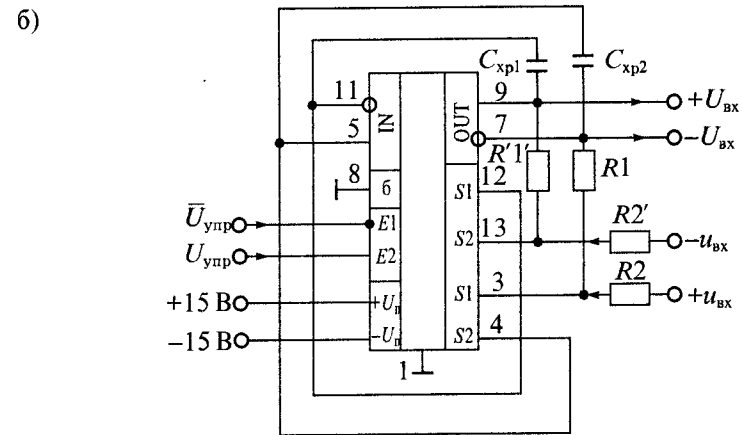
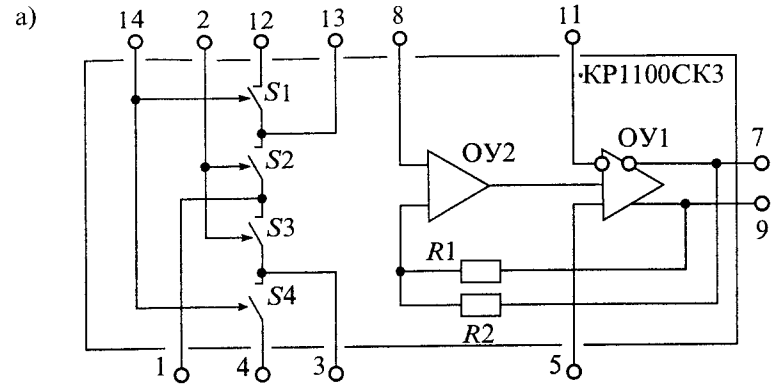


Рис. 28.9. Структурная схема микросхемы УВХ КР1100СК3 (а) и ее типовое включение с симметричным входом и симметричным выходом (б)

ному току, а также компенсации напряжения смещения нуля относительно опорного напряжения выполняет второй дифференциальный усилитель ОУ2.

Сигнал о взаимном искажении по переменному току или общем смещении по постоянному току выходных сигналов образуется сложением выходных напряжений первого дифференциального усилителя ОУ1 на сопротивлениях R_1 и R_2 , усиливается дифференциальным усилителем ОУ2 и осуществляет коррекцию по дополнительному входу основного дифференциального усилителя ОУ1.

Отдельно используемый четырехтранзисторный коммутатор позволяет получать два синхронно работающих последовательно-параллельных ключа $S1-S2$ и $S3-S4$. Такие ключи без дополнительных внешних элементов можно использовать для коммутации малых напряжений (меньше 0,5В). Типовая схема включения УВХ КР1100СК3 с симметричными входом и выходом приведена на рис. 28.9б.

ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Лекция 29. Принципы построения источников вторичного электропитания

Классификация средств электропитания электронных устройств. Все средства электропитания можно разделить на первичные и вторичные. К первичным обычно относят такие средства, которые преобразуют неэлектрическую энергию в электрическую, например, электромеханические генераторы, электрохимические источники — аккумуляторы или гальванические элементы, фотоэлектрические генераторы — солнечные батареи и фотоэлементы, термоэлектрические источники и др. Непосредственное использование первичных источников затруднено тем, что их выходное напряжение в большинстве случаев не поддается регулировке, а стабильность его недостаточно высокая. Однако для питания электронной аппаратуры в большинстве случаев требуется высокостабильное напряжение с различными номинальными значениями — от единиц вольт до нескольких сотен вольт, а в ряде случаев даже выше. Например, для питания электронной схемы телевизора необходимо несколько различных напряжений: +12 В — для питания блока радиоканала, +130 В — для питания блока разверток, +25 кВ — для питания кинескопа. По этой причине (и не только из-за этого) любое электронное устройство содержит вторичный источник электропитания, который подключается к одному из первичных источников.

Средства вторичного электропитания электронных устройств, называемые обычно источниками вторичного электропитания (ИВЭП) предназначены для формирования необходимых для работы электронных элементов напряжений с заданными характеристиками. Они могут быть выполнены в виде отдельных блоков или входить в состав различных функциональных электронных узлов. Их основной задачей является преобразование энергии первичного источника в комплект выходных напряжений, которые могут обеспечить нормальное функционирование электронного устройства. Обобщенная структура ИВЭП приведена на рис. 29.1.

В состав ИВЭП, кроме самого источника питания, могут входить дополнительные устройства, которые обеспечивают его нормальную работу при различных внешних воздействиях. Как видно из приведенной на рис. 29.1 схемы, ИВЭП включается между первичным источником и нагрузкой, поэтому на него воздействуют различные факторы, связанные с изменениями характеристик как первичного источника, так и нагрузки. Так, например, при увеличении или понижении напряжения первичного источника ИВЭП должен обеспечивать нормальное функционирование питаемой им электронной аппаратуры.

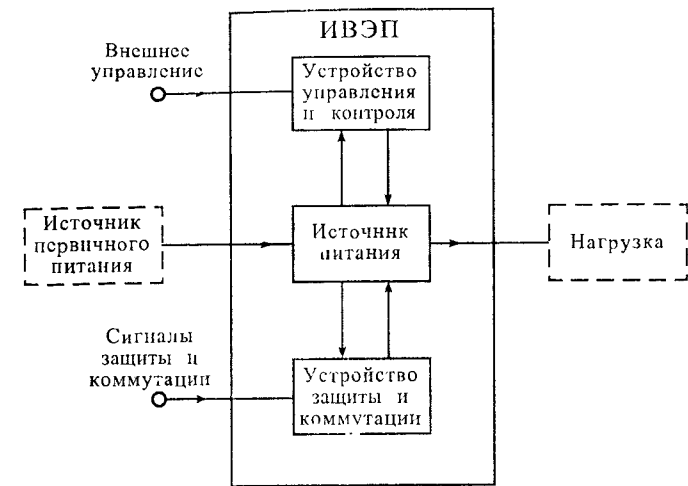


Рис. 29.1. Обобщенная структурная схема ИВЭП

Устройство управления и контроля, входящее в состав ИВЭП, может быть использовано для изменения характеристик ИВЭП при различных сигналах внешнего или внутреннего управления: дистанционного включения или выключения, перевода в ждущий режим, формирования сигналов сброса и др. В то же время *устройство защиты и коммутации* позволяет сохранить работоспособность ИВЭП при возникновении различных нестандартных режимов: короткого замыкания в нагрузке, ее внезапного отключения, резкого повышения окружающей температуры и др. Эти дополнительные устройства могут быть обеспечены собственными источниками электропитания, включая резервные аккумуляторы или гальванические элементы.

Классификацию ИВЭП можно выполнить по различным признакам: принципу действия, назначению, количеству каналов выходного напряжения, виду используемых первичных источников и др. В зависимости от вида первичного источника электропитания ИВЭП можно разделить на две группы: инверторные и конверторные. *Инверторные ИВЭП* используются для преобразования напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока, т. е. они изменяют не только значение, но и род выходного напряжения. К инверторным ИВЭП относятся также преобразователи постоянного напряжения первичного источника в переменное напряжение, питающее нагрузку. Например, к инверторам можно отнести обычный выпрямитель, который преобразует переменное напряжение сети в постоянное выходное напряжение, а также электронный генератор, который преобразует напряжение аккумулятора или гальванического элемента в переменное выходное напряжение, питающее электродвигатель.

Конверторные ИВЭП используются для преобразования одного напряжения в другое. Например, к конверторам постоянного напряжения можно отнести обычные электронные стабилизаторы постоянного напряжения, а к конверторам переменного

переменного напряжения можно отнести трансформаторы. Заметим, что любой конвертор может содержать внутри себя инвертор, и наоборот.

По принципу действия ИВЭП можно разделить на две группы: трансформаторные и бестрансформаторные. В трансформаторных ИВЭП напряжение переменного тока, например силовой сети, вначале изменяется по значению при помощи трансформатора, а затем выпрямляется и стабилизируется. В бестрансформаторных ИВЭП, наоборот, переменное напряжение сети вначале выпрямляется, а затем преобразуется в переменное напряжение более высокой частоты. В преобразователе может использоваться высокочастотный трансформатор. Поэтому точнее эти источники называть несколько иначе: с трансформаторным или бестрансформаторным входом. Поскольку преобразователи в таких источниках обычно работают в импульсном режиме, то и ИВЭП такого типа часто называют импульсными.

По количеству различных выходных напряжений ИВЭП можно разделить на одноканальные и многоканальные. Если в каждом канале используется отдельный стабилизатор выходного напряжения, то говорят, что это многоканальный ИВЭП с индивидуальной стабилизацией. Если же для стабилизации всех выходных напряжений используется выходное напряжение только одного источника (который называется главным или ведущим), то такие источники называются ИВЭП с групповой стабилизацией.

По выходной мощности ИВЭП принято делить на маломощные (1 Вт), маломощные (от 1 до 100 Вт), средней мощности (от 100 Вт до 1 кВт) и мощные (> 1 кВт).

Основные характеристики ИВЭП. При проектировании или выборе ИВЭП необходимо знать их технические и эксплуатационные характеристики. Этими характеристиками обычно руководствуются при использовании ИВЭП в электронной аппаратуре. Все характеристики ИВЭП можно разделить на три группы: входные, выходные и эксплуатационные.

К входным характеристикам ИВЭП относят:

- значение и вид напряжения первичного источника питания, например, питающей силовой сети или аккумулятора;
- нестабильность питающего напряжения $\delta U_c = \Delta U_c / U_c$;
- частоту питающего напряжения и ее нестабильность;
- количество фаз источника переменного напряжения;
- допустимый коэффициент гармоник питающего напряжения.

К выходным характеристикам ИВЭП обычно относят:

- значения выходных напряжений;
- нестабильность выходных напряжений $\delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вых}} / U_{\text{вых}}$;
- ток нагрузки или выходную мощность по каждому каналу;
- наличие гальванической изоляции между входом и выходом;
- наличие защиты от перегрузки или повышения выходного напряжения.

К эксплуатационным характеристикам относят:

- диапазон рабочих температур;
- допустимую относительную влажность;
- диапазон допустимых давлений окружающей атмосферы;

- допустимые механические нагрузки;
- коэффициент полезного действия ИВЭП;
- удельную мощность;
- надежность.

Коэффициент полезного действия ИВЭП. Эффективность работы ИВЭП принято оценивать его коэффициентом полезного действия (КПД). Для оценки КПД ИВЭП рассмотрим упрощенную схему, приведенную на рис. 29.2а. Предположим, что на вход ИВЭП из первичного источника поступает мощность $P_{\Sigma n}$. Из этой мощности часть $P_{\text{пр}}$ рассеивается в ИВЭП, а другая часть P_n поступает в нагрузку. При этом КПД η_n ИВЭП можно определить по формуле:

$$\eta_n = \frac{P_n}{P_{\Sigma n}} = \frac{P_n}{P_n + P_{\text{пр}}} \quad (29.1)$$

Мощность $P_{\Sigma n}$, поступающая в нагрузку, равна выходной мощности P_n ИВЭП. Часть этой мощности $P_{\text{пр}}$ рассеивается в нагрузке, а другая часть P_n является полезной мощностью нагрузки. При этом КПД нагрузки η_n можно оценить по формуле

$$\eta_n = \frac{P_n}{P_{\Sigma n}} = \frac{P_n}{P_n + P_{\text{пр}}} \quad (29.2)$$

Из уравнений (23.1) и (29.2) можно найти мощности $P_{\text{пр}}$ и P_n , рассеиваемые в нагрузке и ИВЭП:

$$P_{\text{пр}} = P_n \frac{1 - \eta_n}{\eta_n}, \quad P_n = P_{\text{пр}} \frac{\eta_n}{1 - \eta_n} \quad (29.3)$$

В результате найдем мощность $P_{\Sigma n}$, которая рассеивается в системе:

$$P_{\Sigma n} = P_{\text{пр}} + P_n = P_{\text{пр}} \frac{\eta_n}{1 - \eta_n} \quad (29.4)$$

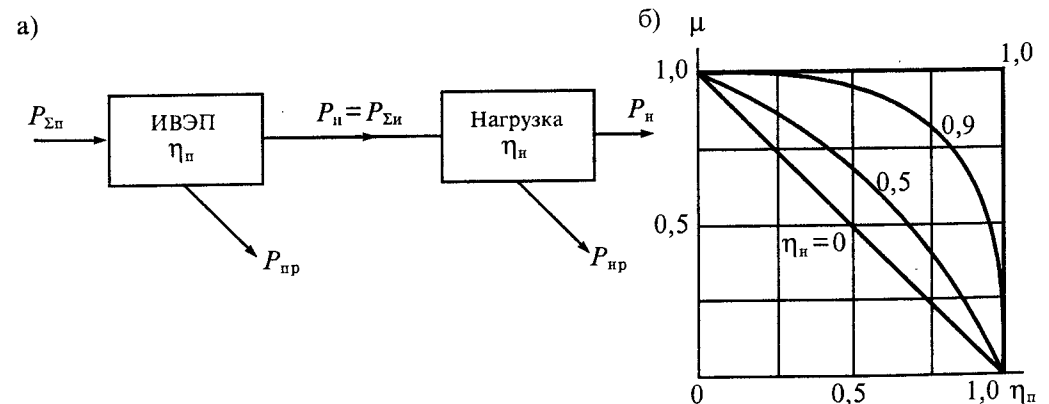


Рис. 29.2. Упрощенная схема нагруженного ИВЭП (а) и график зависимости эффективности ИВЭП от его КПД (б)

Эффективность ИВЭП можно определить отношением мощности, рассеиваемой ИВЭП, к суммарной рассеиваемой мощности:

$$\mu = \frac{P_{пр}}{P_{\Sigma p}} = \frac{1 - \eta_n}{1 - \eta_n \eta_{пн}}, \quad (29.5)$$

что позволяет приблизительно оценить относительные размеры ИВЭП в общих размерах системы. Зависимость $\mu(\eta_n)$ при различных значениях η_n приведена на рис. 29.2 б.

Прямая линия при $\eta_n = 0$ относится к нагрузкам типа ЭВМ, в которых практически вся мощность, потребляемая нагрузкой, превращается в тепло. При этом чем выше эффективность ИВЭП, тем меньше его объем в общем объеме системы ЭВМ. Если же КПД нагрузки составляет $\eta_n = 0,75$, то при КПД ИВЭП $\eta_{пн} = 0,75$ мощность, рассеиваемая в ИВЭП, составляет около 57% суммарной рассеиваемой мощности и трудно рассчитывать, что размеры ИВЭП будут меньше размеров нагрузки, так как ИВЭП рассеивает всего на 7% больше, чем нагрузка.

Из выполненного рассмотрения следует, что повышение КПД ИВЭП от 0,5 до 0,75 уменьшает тепловые потери в нем почти в три раза, если $\eta_n = 0$. При этом можно ожидать, что пропорционально уменьшится и объем ИВЭП, если считать, что рассеиваемая мощность $P_{пр}$ определяется поверхностью охлаждения. Однако возможности увеличения КПД ИВЭП ограничены по различным причинам. Так, например, в электронных стабилизаторах непрерывного регулирования КПД можно оценить отношением выходного напряжения U_n к напряжению источника питания $U_{п.макс}$:

$$\eta_{мин} = \frac{U_n}{U_{п.макс}}, \quad (29.6)$$

а КПД ИВЭП с импульсным стабилизатором приближенно равно отношению

$$\eta = \frac{0,78 U_{п.мин}}{U_{п.макс}}, \quad (29.7)$$

где $U_{п.мин}$ и $U_{п.макс}$ — минимальное и максимальное значения напряжения на входе стабилизатора, что при $U_{п.мин} = U_{п.макс}$ дает $\eta = 0,78$.

Для импульсных ИВЭП теоретическое значение $\eta_n \rightarrow 1$. Однако реальный КПД определяется потерями в элементах: транзисторах, диодах, конденсаторах и др., и обычно не превышает 0,95. Например, выпрямитель на диоде при напряжении 5 В имеет КПД около 0,94. В общем случае оценить зависимость КПД ИВЭП от параметров элементов очень сложно.

Проблемы миниатюризации ИВЭП. В настоящее время проблема миниатюризации ИВЭП стоит достаточно остро в связи с общей тенденцией к снижению объемов и массы электронной аппаратуры. Необходимая поверхность S охлаждения ИВЭП определяется рассеиваемой в нем мощностью $P_{пр}$ и условиями охлаждения:

$$S = S_0 P_{пр}, \quad (29.8)$$

где S_0 — поверхность, необходимая для рассеивания мощности в 1 Вт.

Удельную мощность ИВЭП в этом случае можно оценить как отношение мощности $P_{пр}$, отдаваемой в нагрузку, к объему V ИВЭП:

$$P_{уд} = \frac{P_{пр}}{V}. \quad (29.9)$$

Принимая, что объем ИВЭП пропорционален поверхности охлаждения (29.8), найдем его объем по формуле

$$V = aS = aS_0 P_{пр}. \quad (29.10)$$

где: a — коэффициент пропорциональности.

В результате для удельной мощности ИВЭП получим:

$$P_{уд} = \frac{P_{пр}}{aS_0 P_{пр}} = \frac{1}{aS_0} \frac{\eta_n}{1 - \eta_n}; \quad \bar{P}_{уд} = \frac{\eta_n}{1 - \eta_n}. \quad (29.11)$$

График зависимости приведенной удельной мощности $P_{уд}$ от КПД ИВЭП изображен на рис. 29.3. Из этого графика видно, что чем больше КПД ИВЭП, тем выше его удельная мощность, т. е. мощность на единицу объема. В настоящее время выпускаются ИВЭП с КПД $\eta_n \approx 0,9$ и удельной мощностью до 250 Вт/дм³.

Надежность ИВЭП. Источники электропитания должны в течение определенного времени сохранять свои параметры в пределах, указанных в технических условиях, обеспечивая бесперебойную работу электронной аппаратуры. Надежность ИВЭП обеспечивают мероприятиями, выполняемыми на этапах разработки, изготовления и эксплуатации. Основы надежности ИВЭП закладываются на этапе их разработки.

Основными причинами отказов ИВЭП являются не только катастрофические отказы элементов, но также неправильно заданные требования к качеству входных (питающих) и выходных напряжений, ошибки, допущенные при выборе схемы и при проектировании отдельных узлов, некачественное изготовление ИВЭП и неправильная эксплуатация.

Обеспечение надежности ИВЭП, заложенное на этапе разработки, сводится к следующим основным положениям:

- тщательному обоснованию выбора структурной схемы;
- обоснованному выбору элементной базы с достаточно высоким запасом по предельным режимам и параметрам;
- разработке конструкции, обеспечивающей хороший теплоотвод и легкий доступ к отдельным узлам и элементам;
- проведение всесторонних испытаний макетов по климатическим и механическим воздействиям.

Выбор структурной схемы ИВЭП должен производиться с учетом требований

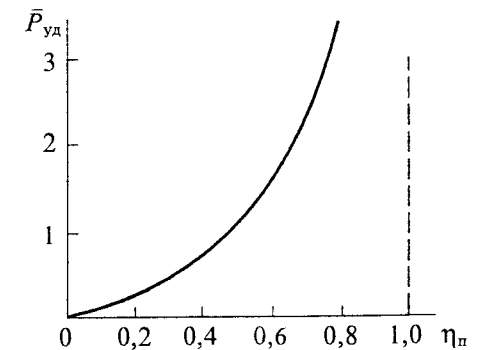


Рис. 29.3. Зависимость приведенной удельной мощности ИВЭП от его КПД

надежности. При разработке должны предусматриваться необходимые устройства защиты, которые не участвуют в работе ИВЭП, а только обеспечивают повышение надежности. В их функцию входит:

- защита силовых элементов — транзисторов, диодов, тиристоров и др.;
- защита ИВЭП от коротких замыканий или полного отключения нагрузки;
- защита от возможных повышений или понижений питающих (входных) напряжений;
- защита нагрузки от возможных повышений или понижений выходных напряжений;
- защита от повышения температуры окружающей среды.

Выбор элементной базы в наибольшей мере влияет на надежность ИВЭП. Используемые элементы должны проходить тренировку перед установкой в ИВЭП. На используемые элементы устанавливаются максимальные коэффициенты нагрузки не более 70...80% от их предельно допустимых значений. Например, резисторы мощностью 1 Вт должны загружаться не более чем на 0,7...0,8 Вт.

Конструкция ИВЭП должна обеспечивать хороший теплоотвод от нагреваемых элементов: транзисторов, диодов, трансформаторов, — и не допускать нагрев других элементов от нагреваемых элементов. Например, нельзя допускать нагрев микросхем управления от силовых транзисторов.

С целью обеспечения ремонтпригодности конструкция ИВЭП должна обеспечивать легкий доступ ко всем элементам. Расположение элементов должно быть таким, чтобы не вызывать повреждение питаемого устройства.

Лабораторные испытания макетов помогают вскрыть недостатки, которые не были учтены при разработке схемы и конструкции ИВЭП. Основная задача испытания макета — это обнаружение слабых мест в схеме и конструкции. Поэтому перед проведением испытаний составляют программу, в которой предусматривают проверку всех схем защиты и влияние различных климатических и механических воздействий. При соблюдении всех перечисленных требований ИВЭП должен обеспечивать требуемую наработку на отказ. Для полупроводниковых ИВЭП наработка на отказ должна быть не менее 10 тысяч часов при наработке на отказ отдельных элементов от 60 до 100 тысяч часов.

На рис. 29.4 и 29.5 приведены примеры повышения надежности ИВЭП, выполняемые на стадии проектирования. На рис. 29.4 приведена схема ограничения тока в выпрямительном диоде $VD1$ при заряде емкости фильтра C_Φ . Так как при включении выпрямительного диода она на некоторое время эквивалентна короткому замыканию. В связи с этим ток в диоде может превысить предельно допустимое значение, что понизит его надежность. Для ограничения пускового тока последовательно с диодом включают ограничительное сопротивление R_0 . Однако включение этого сопротивления в рабочем режиме после заряда конденсатора только понижает

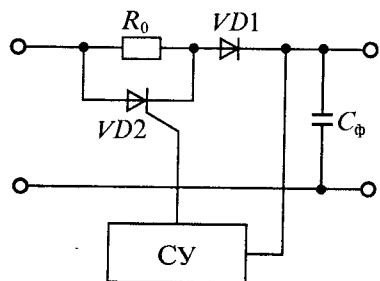


Рис. 29.4. Схема ограничения тока в выпрямительном диоде

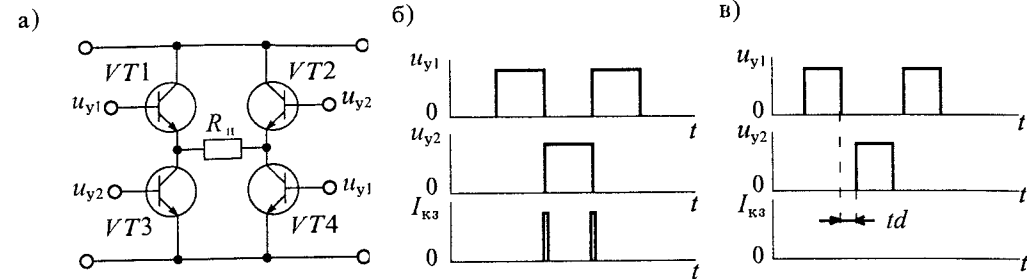


Рис. 29.5. Схема мостового инвертора (а) и графики управляющих напряжений при наличии сквозных токов (б) и без них (в)

КПД выпрямителя, поэтому параллельно с диодом включают тиристор $VD2$, который управляется напряжением на конденсаторе фильтра C_Φ , а после заряда конденсатора C_Φ включается тиристор и происходит шунтирование сопротивления R_0 . В результате чего в рабочем режиме ток идет через тиристор, падение напряжения на котором намного меньше, чем на сопротивлении.

На рис. 29.5 а приведена схема защиты транзисторов мостового инвертора от сквозных токов. При работе мостового инвертора транзисторы включаются попарно: $VT1, VT4$ или $VT2, VT3$. Однако, как отмечалось в Лекции 4, время выключения силового транзистора больше, чем время включения, поэтому, если импульсы управления имеют вид, показанный на рис. 29.5 б, то возникает ситуация, при которой два последовательно включенных транзистора $VT1—VT3$ или $VT2—VT4$ могут оказаться включенными одновременно. В результате источник питания оказывается замкнутым, и через транзисторы идет большой импульс тока $I_{кз}$. Это резко снижает надежность силовых транзисторов.

Для устранения сквозных токов в транзисторах импульсы управления делают такими, чтобы между ними был небольшой интервал, который называют мертвым временем td (dead time), или паузой. Благодаря этому обеспечивается режим, при котором транзисторы $VT1, VT3$ или $VT2, VT4$ не могут быть включены одновременно, что устраняет возможность появления сквозных токов.

Типовые структурные схемы ИВЭП. Структура ИВЭП зависит от типа первичного источника электрической энергии. Все используемые первичные источники можно разделить на две большие группы: источники переменного напряжения и источники постоянного напряжения. Источники переменного напряжения обычно вырабатывают напряжение гармонической формы с фиксированной частотой 50, 400 или 1000 Гц и фиксированным значением 110, 127, 220 или 380 В. Источниками постоянного напряжения могут быть аккумуляторы или солнечные батареи. Аккумуляторные батареи обычно имеют также фиксированное напряжение из ряда: 6, 12, 24 или 48 В.

Структурные схемы ИВЭП, использующих электроэнергию, получаемую от сети переменного напряжения через силовой трансформатор, приведены на рис. 29.6. Такие ИВЭП можно разделить на три группы: нерегулируемые, регулируемые и стабилизированные.

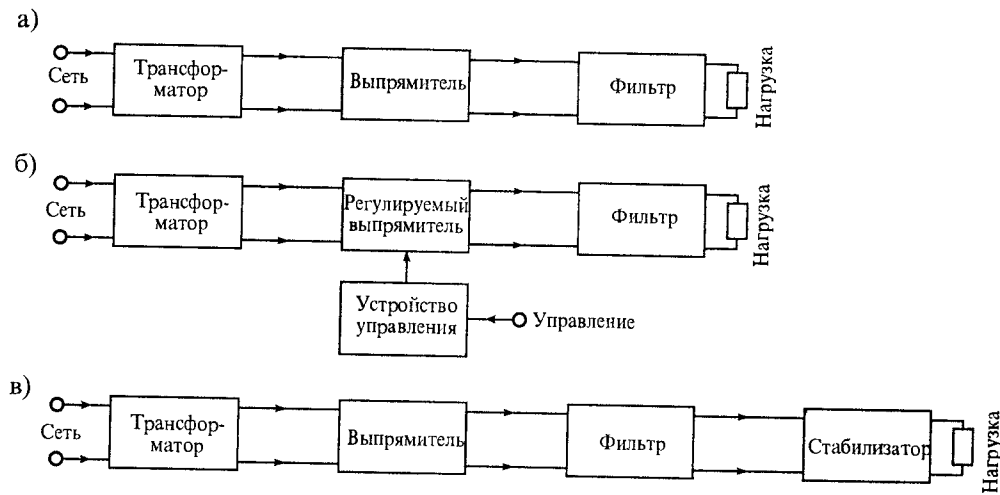


Рис. 29.6. Структурные схемы ИВЭП с трансформаторным входом: с нерегулируемым выпрямителем (а), с регулируемым выпрямителем (б) и со стабилизатором (в)

Схема *нерегулируемого ИВЭП с трансформаторным входом* приведена на рис. 29.6 а. Она состоит из силового сетевого трансформатора, нерегулируемого выпрямителя и фильтра пульсаций. Эта схема является простейшей и используется в тех случаях, когда требования к удельной мощности и качеству выходных напряжений невысокие.

Если требуется изменять выходное напряжение ИВЭП, то в схему вводится *регулируемый выпрямитель*, как показано на рис. 29.6 б. Для регулировки выходного напряжения наиболее часто используются тиристорные выпрямители. Основным недостатком такого ИВЭП является необходимость в периодической регулировке выходного напряжения при изменении напряжения сети, что выполняется оператором.

От этого недостатка свободен *ИВЭП со стабилизатором*, схема которого приведена на рис. 29.6 в. В эту схему после фильтра включается стабилизатор с непрерывным или импульсным регулированием выходного напряжения. Удельная мощность такого ИВЭП невелика по двум основным причинам: наличию силового трансформатора, работающего на частоте силовой сети, и необходимости использования стабилизатора.

Совершенствование ИВЭП с целью повышения их КПД и увеличения удельной мощности привело к созданию *импульсных ИВЭП*, в состав которых входят высокочастотные инверторы напряжения. Структурные схемы таких ИВЭП с одним выходным каналом приведены на рис. 29.7.

На рис. 29.7 а приведена схема ИВЭП, содержащего *нерегулируемый сетевой выпрямитель* НСВ и конвертор выпрямленного напряжения сети. Конвертор состоит из регулируемого инвертора РИ, работающего на повышенной частоте (обычно 20...100 кГц), трансформаторного выпрямительного узла ТВУ и высокочастотного

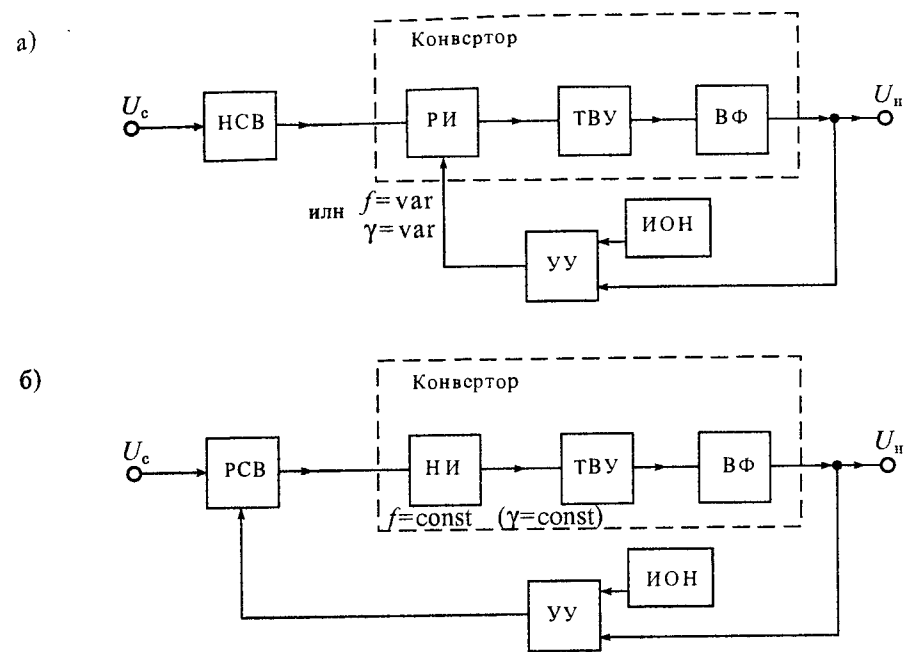


Рис. 29.7. Структурные схемы импульсных ИВЭП: с регулируемым инвертором (а) и регулируемым сетевым выпрямителем (б)

кочастотного фильтра ВФ. Для стабилизации выходного напряжения используется схема управления УУ.

В схеме управления сравниваются выходное напряжение U_n ИВЭП и напряжение опорного источника ИОН. Разность этих напряжений, называемая сигналом ошибки, используется для регулировки частоты РИ ($f = var$) или скважности импульсов при их неизменной частоте ($\gamma = var$). Конвертор, выполненный на базе однотактного трансформаторного инвертора, называют трансформаторным однотактным конвертором (ТОК). Конвертор, выполненный на базе двухтактного трансформаторного инвертора, называют трансформаторным двухтактным конвертором (ТДК).

На рис. 29.7 б приведена схема ИВЭП с регулируемым сетевым выпрямителем (РСВ) и нерегулируемым инвертором (НИ). Остальные узлы в этой схеме имеют то же назначение (и те же обозначения), что и на рис. 29.7 а. Отличительной особенностью этой структурной схемы является использование нерегулируемого инвертора НИ. Стабилизация выходного напряжения в этой схеме обеспечивается за счет регулирования напряжения на входе конвертора с помощью РСВ, который обычно выполняют на тиристорах с фазовым регулированием.

Для схемы, приведенной на рис. 29.7 а, характерным является то, что инвертор должен быть рассчитан на работу с выпрямленным напряжением сети, которое имеет максимальное значение около 300 В для однофазной сети и около 530 В для трехфаз-

для трехфазной сети 220/380 В. Кроме того, изменение частоты или скважности импульсов инвертора РИ приводит к ухудшению фильтрации выходного напряжения. В результате увеличиваются массогабаритные показатели фильтра ВФ, так как его параметры рассчитывают исходя из минимального коэффициента заполнения импульсов γ_{\min} при условии непрерывности тока в нагрузке.

Положительным свойством схемы рис. 29.7а является совмещение функции преобразования напряжения и стабилизации выходного напряжения U_n . Это позволяет упростить схему УУ, так как уменьшается число управляемых ключей. Кроме того, наличие паузы позволяет устранить сквозные токи в ключах инвертора.

Достоинством схемы, приведенной на рис. 29.7б, является возможность обеспечения работы инвертора при пониженном напряжении (обычно его снижают в 1,5...2 раза), поэтому питание инвертора производится напряжением 130...200 В. Это существенно облегчает работу транзисторных ключей инвертора. Другим достоинством этой схемы является то, что инвертор может работать с максимальным коэффициентом заполнения γ_{\max} импульсов и, следовательно, упрощается фильтрация выходного напряжения. Исследование КПД и удельной мощности обеих схем показала, что эти показатели у них отличаются незначительно.

Схемы многоканальных ИВЭП с нерегулируемым сетевым выпрямителем (НСВ) приведены на рис. 29.8. В схеме на рис. 29.8а используется нерегулируемый инвертор НИ и индивидуальные стабилизаторы напряжения СТ1...СТ_n в отдельных каналах. Такая структурная схема может использоваться при небольшом

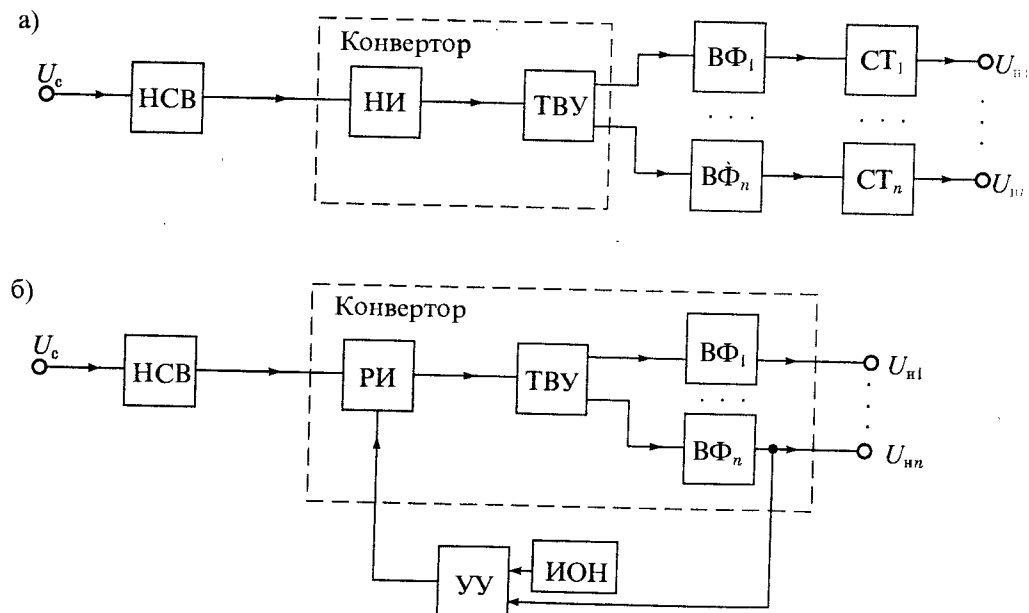


Рис. 29.8. Структурные схемы многоканальных ИВЭП: с индивидуальной стабилизацией (а) и с групповой стабилизацией (б)

числе выходных каналов. При увеличении числа выходных каналов она становится неэкономичной.

Схема, изображенная на рис. 29.8б, работает на принципе групповой стабилизации выходного напряжения. Для этого в ней применяется регулируемый инвертор РИ, который управляется напряжением одного из каналов. Стабилизация выходных напряжений в других каналах в этом случае ухудшается, так как они не охвачены обратной связью. Для улучшения стабилизации напряжения в каналах, не охваченных обратной связью, можно использовать дополнительные индивидуальные стабилизаторы, так же, как в схеме рис. 29.8а.

Лекция 30. Выпрямители источников электропитания

Виды выпрямителей и их характеристики. Выпрямителем называется устройство, предназначенное для преобразования переменного напряжения в постоянное. Основное назначение выпрямителя заключается в сохранении направления тока в нагрузке при изменении полярности приложенного напряжения. Выпрямитель можно рассматривать как один из типов инверторов напряжения. Обобщенная структурная схема выпрямителя приведена на рис. 30.1.

В состав выпрямителя могут входить: силовой трансформатор СТ, вентильный блок ВБ, фильтрующее устройство ФУ и стабилизатор напряжения СН. Трансформатор СТ выполняет следующие функции: преобразует значение напряжения сети, обеспечивает гальваническую изоляцию нагрузки от силовой сети, преобразует количество фаз силовой сети. В импульсных источниках питания трансформатор обычно отсутствует, так как его функции выполняет высокочастотный инвертор.

Вентильный блок ВБ является основным звеном выпрямителя, обеспечивая одностороннее протекание тока в нагрузке. В качестве вентиля могут использоваться электровакуумные, газоразрядные или полупроводниковые приборы, обладающие односторонней электропроводностью, например, диоды, тиристоры, транзисторы и др. Идеальные вентильные элементы должны пропускать ток только в одном (прямом) направлении и совсем не пропускать его в другом (обратном) направлении. Реальные вентильные элементы отличаются от идеальных прежде всего

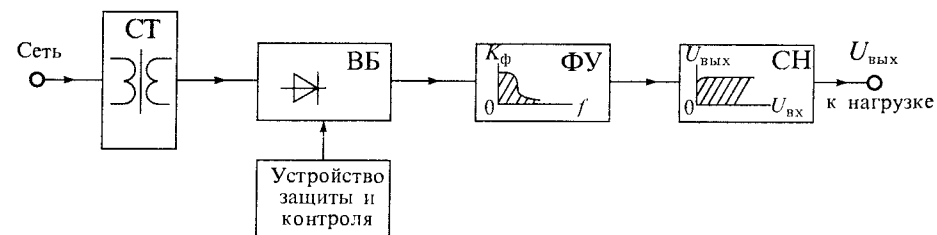


Рис. 30.1 Обобщенная структурная схема выпрямителя

тем, что они пропускают некоторый ток в обратном направлении и имеют падение напряжения при протекании прямого тока. Это сказывается на снижении КПД вентиляного блока и снижении эффективности выпрямителя в целом.

Фильтрующее устройство ФУ используется для ослабления пульсаций выходного напряжения. В качестве фильтрующего устройства обычно используются фильтры нижних частот (ФНЧ), выполненные на пассивных R, L, C элементах или, иногда, с применением активных элементов — транзисторов, операционных усилителей и пр. Качество ФУ оценивают по его способности увеличивать коэффициент фильтрации q , равный отношению коэффициентов пульсации на входе и выходе фильтра.

Стабилизатор напряжения СН предназначен для уменьшения влияния внешних воздействий: изменения напряжения питающей сети, температуры окружающей среды, изменения нагрузки и др., — на выходное напряжение выпрямителя. Стабилизатор напряжения можно установить не только на выходе выпрямителя, но и на его входе. Если к стабильности выходного напряжения не предъявляется особых требований, то стабилизатор может быть или совсем исключен или его функции переданы другим узлам. Например, в импульсных источниках питания функции стабилизатора может выполнять регулируемый инвертор (РИ) или регулируемый вентиляный блок.

Кроме основных узлов, в состав выпрямителя могут входить различные вспомогательные элементы и узлы, предназначенные для повышения его надежности: узлы контроля и автоматики, узлы защиты и др., например, узлы автоматического переключения напряжения питающей сети 110–220 В.

Классификация выпрямителей. Для классификации выпрямителей используют различные признаки: количество выпрямленных полувольт (полупериодов) напряжения, число фаз силовой сети, схему вентиляного блока, тип сглаживающего фильтра, наличие трансформатора и др.

По количеству выпрямленных полувольт различают однополупериодные и двухполупериодные выпрямители. По числу фаз питающего напряжения различают однофазные, двухфазные, трехфазные и шестифазные выпрямители. При этом под числом фаз питающего напряжения понимают число питающих напряжений с отличными друг от друга начальными фазами. Так, например, если для работы выпрямителя требуется одно-единственное питающее напряжение, то такой выпрямитель будет однофазным. Если же для работы выпрямителя требуются два питающих напряжения, сдвинутых друг относительно друга на какой-либо угол (чаще всего на 180°), то такой выпрямитель называют двухфазным. Аналогично, если для работы выпрямителя требуются три питающих напряжения, сдвинутые друг относительно друга на угол, равный 120° , то такой выпрямитель называют трехфазным. Шестифазные выпрямители состоят из двух групп трехфазных выпрямителей, питаемых противофазными напряжениями трехфазной сети.

По схеме вентиляного блока различают выпрямители с параллельным, последовательным и мостовым включением однофазных выпрямителей. Схемы таких выпрямителей приведены на рис. 30.2.

Однофазный однополупериодный выпрямитель, схема которого приведена на рис. 30.2 а, является простейшим. Такой выпрямитель пропускает на выход только

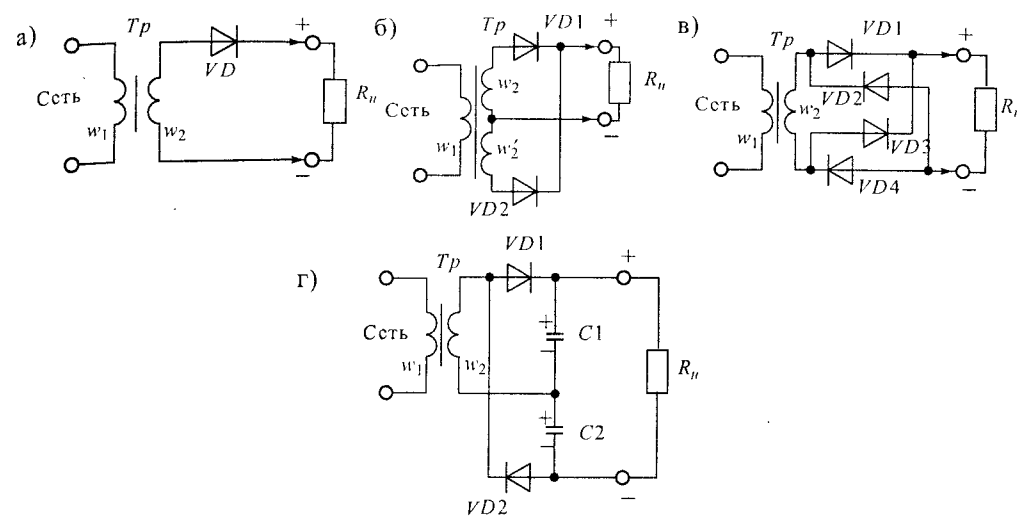


Рис. 30.2. Схемы выпрямителей, питаемых от однофазной сети: однополупериодный (а), двухфазный двухполупериодный (б), однофазный мостовой (в) и однофазный с последовательным включением (схема удвоения) (г)

одну полувольту питающего напряжения, как показано на рис. 30.3 а. Такие выпрямители находят ограниченное применение в малоомощных устройствах, так как они характеризуются плохим использованием трансформатора и сглаживающего фильтра.

Двухфазный двухполупериодный выпрямитель, приведенный на рис. 30.2 б, представляет собой параллельное соединение двух однофазных выпрямителей, питаемых от двух половин вторичной обмотки w_2 и w_2' . С помощью этих полуобмоток создаются два противофазных питающих выпрямителя напряжения. Форма выходного напряжения такого выпрямителя приведена на рис. 30.3 б. Этот выпрямитель характеризуется лучшим использованием трансформатора и фильтра. Его часто называют выпрямителем со средней точкой вторичной обмотки трансформатора.

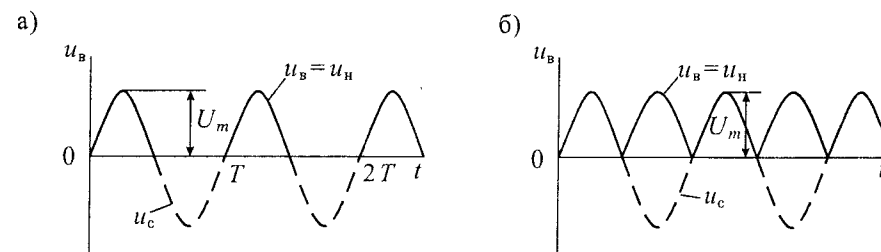


Рис. 30.3. Формы напряжений на входе и выходе выпрямителей, питаемых от однофазной сети, при резистивной нагрузке без фильтра: однополупериодного (а) и двухполупериодного (б)

Однофазный мостовой выпрямитель (рис. 30.2 в) является двухполупериодным выпрямителем, питаемым от однофазной сети. В отличие от предыдущей схемы его можно использовать для выпрямления напряжения сети и без трансформатора. К его недостаткам относится удвоенное число выпрямительных диодов, однако трансформатор в таком выпрямителе используется наиболее полно, так как нет подмагничивания магнитопровода постоянным током и ток во вторичной обмотке протекает в течение обоих полупериодов. Из-за увеличенного падения напряжения на выпрямительных диодах такие выпрямители редко используются при выпрямлении низких напряжений (меньше 5 В).

Однофазный выпрямитель с удвоением напряжения (рис. 30.2 г) представляет собой последовательное соединение двух однофазных однополупериодных выпрямителей. В первом полупериоде при положительном напряжении на аноде диода $VD1$ заряжается конденсатор C_1 , а во втором полупериоде проводит диод $VD2$ и конденсатор C_2 заряжается напряжением противоположной полярности. Так как эти конденсаторы включены последовательно, то выходное напряжение почти удваивается. Конденсаторы C_1 и C_2 могут использоваться как элементы фильтра. Трансформатор в этой схеме используется так же полно, как и в мостовой. Эту схему можно получить из мостовой схемы, изображенной на рис. 30.2 в, если заменить диоды $VD3$ и $VD4$ конденсаторами C_1 и C_2 . В связи с этим такой выпрямитель часто называют полумостовым. К достоинствам схемы можно отнести уменьшение вдвое выходного напряжения трансформатора, а к недостаткам — наличие двух конденсаторов C_1 и C_2 .

Схемы трехфазных выпрямителей, получивших наиболее широкое распространение в ИВЭП, приведены на рис. 30.4. Первичные обмотки трансформаторов Tr могут включаться по схеме звезды или треугольника, а вторичные обмотки включены по схеме звезды. На рис. 30.4 а приведена схема трехфазного выпрямителя с отводом от нулевой точки $0'$ вторичных обмоток. На рис. 30.5 а приведены временные диаграммы напряжений и токов для этой схемы при резистивной нагрузке без фильтра. Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения составляет $K_n = 25\%$, в то время как для двухполупериодного однофазного выпрямителя он составляет 67% , при этом частота пульсаций в три раза выше частоты

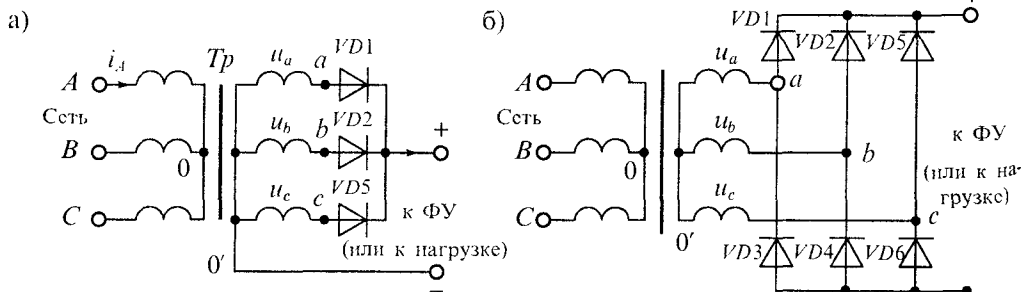


Рис. 30.4. Схема трехфазного выпрямителя с отводом от нулевой точки (а) и мостового трехфазного выпрямителя (б)

питающей сети. Все это значительно облегчает фильтрацию выпрямленного напряжения, а в ряде случаев позволяет вообще обойтись без фильтра.

К недостаткам такой схемы следует отнести плохое использование трансформатора, который работает с подмагничиванием постоянным током, и повышенное обратное напряжение на выпрямительных диодах.

Мостовая схема трехфазного выпрямителя (схема Ларионова) приведена на рис. 30.4 б. В этой схеме включены 6 диодов, которые выпрямляют как положительные, так и отрицательные полуволны трехфазного напряжения. При этом в любой произвольный момент времени ток проводят два диода, у которых на аноде наибольшее положительное напряжение, а на катоде — наибольшее отрицательное. Графики токов и напряжений для трехфазной мостовой схемы приведены на рис. 30.5 б.

К достоинствам схемы Ларионова относятся: отсутствие подмагничивания сердечника трансформатора постоянным током, вдвое меньшее (по сравнению

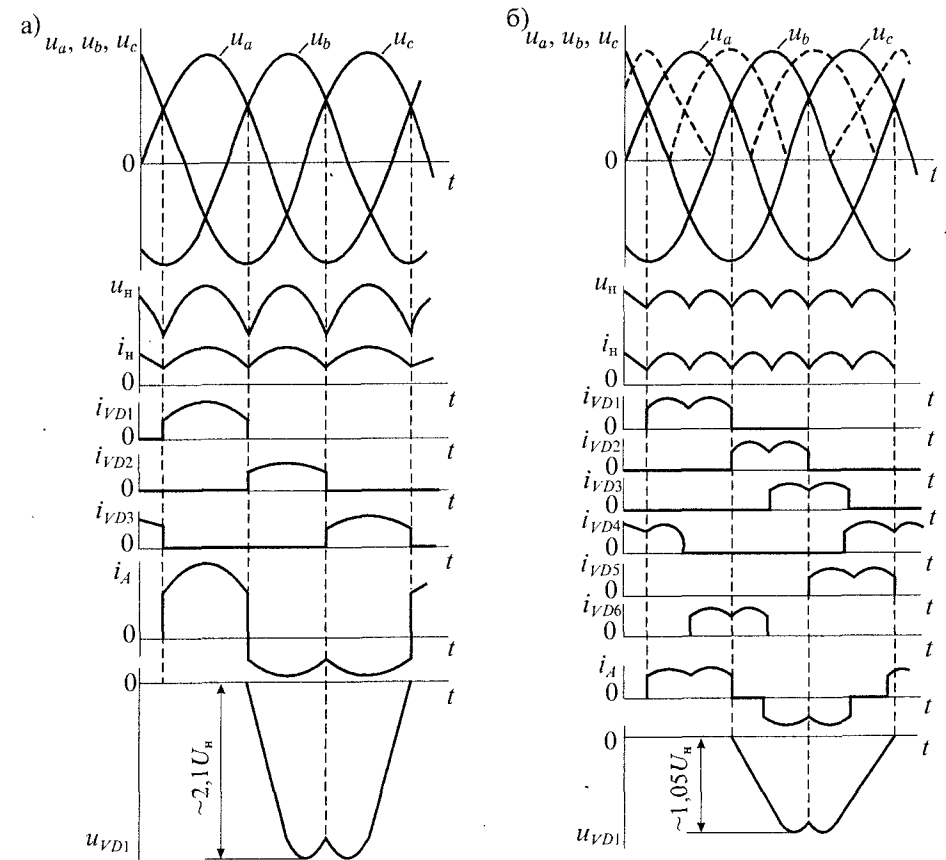


Рис. 30.5. Формы напряжений и токов в трехфазном выпрямителе с нулевой точкой (а) и в трехфазном мостовом выпрямителе (б)

с предыдущей схемой) обратное напряжение, малый коэффициент пульсаций (равный 5,7%) и вдвое увеличенная частота пульсаций $f_n = 6f_c$. Все это позволяет во многих случаях не использовать выходной фильтр.

Для сравнения рассмотренных схем выпрямителей в табл. 30.1 приведены их основные параметры при работе на резистивную нагрузку без фильтра. В этой таблице приняты следующие обозначения основных характеристик: $n = U_1/U_2 = w_1/w_2$ — коэффициент трансформации, U_1 — действующее значение напряжения на первичной обмотке, U_2 — действующее значение напряжения на вторичной обмотке, w_1 и w_2 — число витков первичной и вторичной обмоток соответственно, $U_n = n_d U_{np} + U_n$ — расчетное значение напряжения на нагрузке, n_d — число последовательно включенных диодов, U_n — среднее значение выпрямленного напряжения; U_{np} — прямое падение напряжения на диоде, f_c — частота питающей сети, $K_n = U_{nm}/U_n$ — коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения, U_{nm} — амплитуда напряжения с частотой пульсаций на выходе выпрямителя.

Выпрямители с умножением напряжения применяются в высоковольтных выпрямителях, потребляющих сравнительно небольшой ток (обычно не больше 10 мА). Такие выпрямители часто называют умножителями напряжения. Наибольшее распространение получили схемы удвоения и утроения напряжения. Так, например, для питания кинескопов телевизионных приемников широко применяются умножители типа УН-9/27 и УН-9/18, где буквы УН обозначают умножитель

Таблица 30.1

Основные характеристики схем выпрямителей при работе на резистивную нагрузку

Характеристика	Тип выпрямителя			
	Однофазный со средней точкой	Однофазный мостовой	Трехфазный с нулевой точкой	Трехфазный мостовой
Действующее напряжение вторичной обмотки (фазное) U_2	$2 \times 1,11 U_n$	$1,11 U_n$	$0,855 U_n$	$0,43 U_n$
Действующий ток вторичной обмотки I_2	$0,785 I_n$	$1,11 I_n$	$0,58 I_n$	$0,82 I_n$
Действующий ток первичной обмотки I_1	$1,11 I_n / n$	$1,11 I_n / n$	$0,48 I_n / n$	$0,82 I_n / n$
Расчетная мощность трансформатора $P_{тр}$	$1,48 P_n$	$1,23 P_n$	$1,35 P_n$	$1,045 P_n$
Обратное напряжение на диоде $U_{обр}$	$3,14 U_n$	$1,57 U_n$	$2,1 U_n$	$1,05 U_n$
Среднее значение тока диода $I_{д.ср}$	$0,5 I_n$	$0,5 I_n$	$0,33 I_n$	$0,33 I_n$
Действующее значение тока диода I_d	$0,785 I_n$	$0,785 I_n$	$0,587 I_n$	$0,58 I_n$
Амплитудное значение тока диода $I_{дм}$	$1,57 I_n$	$1,57 I_n$	$1,21 I_n$	$1,05 I_n$
Частота основной гармоники пульсации	$2 f_c$	$2 f_c$	$3 f_c$	$6 f_c$
Коэффициент пульсаций выходного напряжения K_n	0,67	0,67	0,25	0,057

напряжения, а цифры — входное и выходное напряжения в киловольтах. Дополнительно может быть указан предельный ток на выходе умножителя, который для телевизионных умножителей равен 1,0...1,3 мА.

Схемы умножителей напряжения приведены на рис. 30.6. На рис. 30.6 а приведена схема удвоителя напряжения с несимметричным входом. Эта схема работает следующим образом. Положительный импульс напряжения, снимаемый с нижнего вывода вторичной обмотки трансформатора Tr (в телевизорах это выходной трансформатор строчной развертки), через диод $VD1$ заряжает конденсатор C_1 до амплитудного значения U_{2m} . Во второй полупериод, когда напряжение на обмотке меняет полярность, диод $VD1$ запирается, а напряжение на конденсаторе C_1 складывается с напряжением на обмотке U_2 и прикладывается к диоду $VD2$. В результате конденсатор C_2 заряжается через диод $VD2$ практически до удвоенного значения импульсного напряжения. Выходное напряжение, снимаемое с конденсатора C_2 , поступает на нагрузку.

На рис. 30.6 б приведена схема учетверителя напряжения, который состоит из двух удвоителей, рассмотренных ранее. Заряд конденсаторов C_1 и C_2 происходит так же, как в схеме рис. 30.6 а, за один период напряжения на вторичной обмотке трансформатора Tr . За второй период аналогично заряжаются конденсаторы C_3 и C_4 до напряжения $2U_{2m}$. Таким образом, полный заряд всех конденсаторов происходит за два периода, при этом конденсатор C_1 заряжается до напряжения U_{2m} , а остальные — до $2U_{2m}$. Обратное напряжение на всех диодах равно $2U_{2m}$.

На рис. 30.6 в приведена схема утроителя напряжения. Отличительной особенностью этой схемы является то, что каждый последующий конденсатор заряжается до напряжения, пропорционального его номеру. Заряд конденсатора C_1 производится через диод $VD1$ до напряжения U_{2m} . Во втором полупериоде напряжение

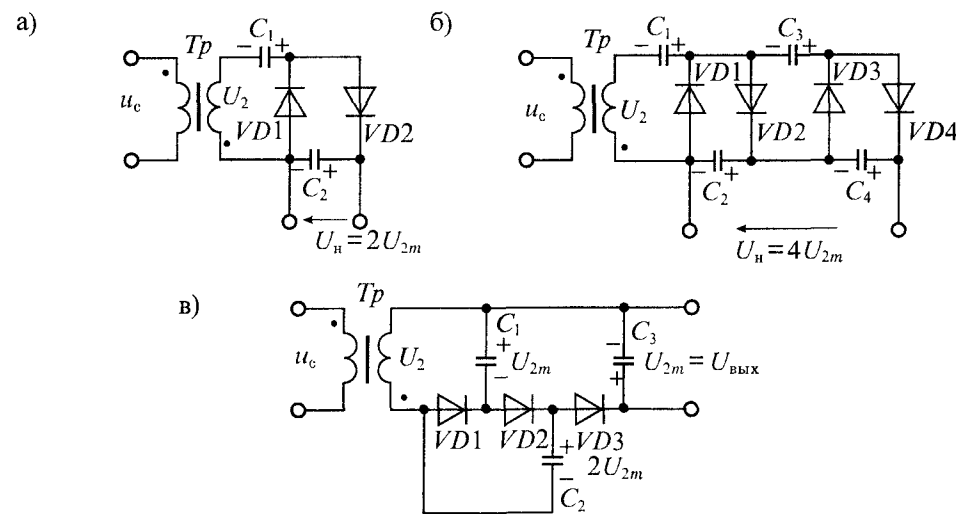


Рис. 30.6. Схемы выпрямителей с умножением напряжения

на обмотке U_{2m} складывается с напряжением на конденсаторе C_1 и через диод $VD2$ заряжает конденсатор C_2 до напряжения $2U_{2m}$. В третий полупериод напряжение на обмотке U_{2m} складывается с напряжением на конденсаторе C_2 и через диод $VD3$ заряжает конденсатор C_3 до напряжения $3U_{2m}$. Количество звеньев в этой схеме можно увеличивать, однако время выхода выпрямителя в установившийся режим при этом также увеличивается.

Емкость конденсаторов в схемах умножения напряжения зависит от тока нагрузки I_n , частоты питающего напряжения f_c и допустимой амплитуды пульсаций ΔU_n :

$$C = \gamma \frac{I_n}{f_c \Delta U_n},$$

где γ — коэффициент, зависящий от вида схемы умножения и числа звеньев (для схемы рис. 30.6 б $\gamma = (n_2^2 + n_3)/2$, а для схемы рис. 30.6 в $\gamma = 1$), n_3 — число звеньев умножителя.

Так, например, для утроителя напряжения, выполненного по схеме рис. 30.6 в, при токе нагрузки 1 мА и допустимой амплитуде пульсаций 100 В необходимая емкость составляет $C = 500$ пФ на частоте питающего напряжения 20 кГц и 1000 пФ на частоте $f_c = 10$ кГц.

Регулируемые выпрямители. Регулирование выходного напряжения выпрямителя может выполняться различными способами: с помощью регулируемого трансформатора, с помощью резистивных или емкостных делителей напряжения и с помощью управляемых вентилях. Ниже будет рассмотрен только способ регулирования выходного напряжения выпрямителя при помощи управляемых вентилях — тиристоров.

Структурная схема регулируемого выпрямителя приведена на рис. 30.7 а. Принципиальным отличием этой схемы от схемы, приведенной на рис. 30.1, является включение в нее регулируемого вентильного блока РВБ и устройства управления, управляемого напряжением сети. Простейшая схема регулируемого выпрямителя на одном тиристоре VS приведена на рис. 30.7 б. Напомним, что для включения тиристора необходимо выполнить два условия: напряжение на аноде тиристора должно быть положительным (но меньше $U_{пр.вкл}$) и к управляющему электроду должно быть приложено положительное напряжение, соответствующее отпирающему току. Первое условие выполняется для положительных полуволн напряжения сети U_c , а для выполнения второго условия к управляющему электроду тиристора подводится отпирающий импульс U_y .

После включения тиристора управляющий электрод теряет управляющие свойства, поэтому выключение тиристора произойдет, когда напряжение на его аноде станет равным нулю. Форма импульсов напряжения на резистивной нагрузке R_n без фильтра приведена на рис. 30.7 в. Очевидно, что момент включения тиристора можно регулировать в пределах положительной полуволны напряжения сети, т. е. $0 \leq \alpha \leq \pi$. При этом если тиристор включается при $\alpha = 0$, то среднее выпрямленное напряжение на нагрузке $U_{св}$ будет максимальным, а если $\alpha = 180^\circ$, то напряжение $U_{св} = 0$. Такой способ управления тиристором называется фазоимпульсным.

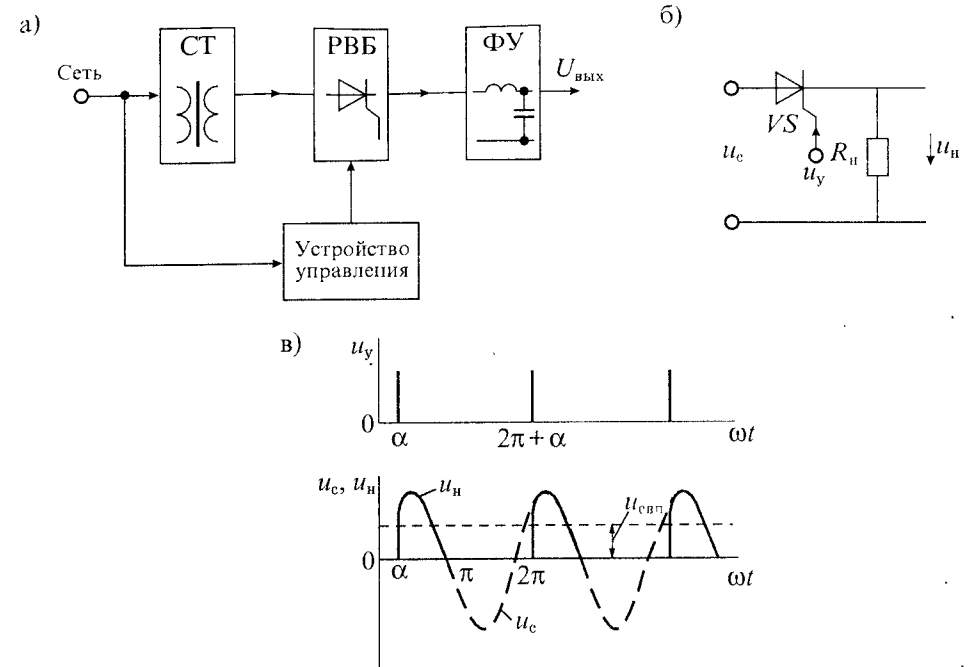


Рис. 30.7. Структурная схема регулируемого выпрямителя (а), схема простейшего регулируемого вентильного блока (б) и графики напряжения его входе и выходе (в)

В приведенной простейшей схеме регулируемого выпрямителя пульсации напряжения на нагрузке достаточно большие, поэтому для снижения их необходимо включать сглаживающий фильтр (не показанный на схеме рис. 30.7 б). Следует отметить, что в приведенной схеме использовать для сглаживания пульсаций емкостной фильтр нельзя, так как заряд конденсатора через открывшийся тиристор может сопровождаться таким большим током, который выведет тиристор из строя. Поэтому в тиристорных регулируемых выпрямителях используют фильтры, начинающиеся с индуктивности.

Схема двухфазного регулируемого выпрямителя на двух тиристорах $VS1$ и $VS2$ с индуктивно-емкостным фильтром приведена на рис. 30.8 а. В этой схеме возможны два режима работы: без блокировочного диода $D_{бл}$ и с диодом. Основное различие этих режимов заключается в способе выключения тиристоров.

Если регулируемый выпрямитель по схеме рис. 30.8 а работает без блокировочного диода, то процесс происходит следующим образом. При поступлении управляющего импульса на тиристор $VS1$ происходит его включение с углом отпирания α . В этом случае на выход выпрямителя передается напряжение первой фазы вторичной обмотки u_2 . При $\omega t \geq \pi$ напряжение u_2 становится отрицательным, однако тиристор $VS1$ не запирается, так как через него проходит ток индуктивности L_ϕ и напряжение самоиндукции обеспечивает включенное состояние тиристора $VS1$.

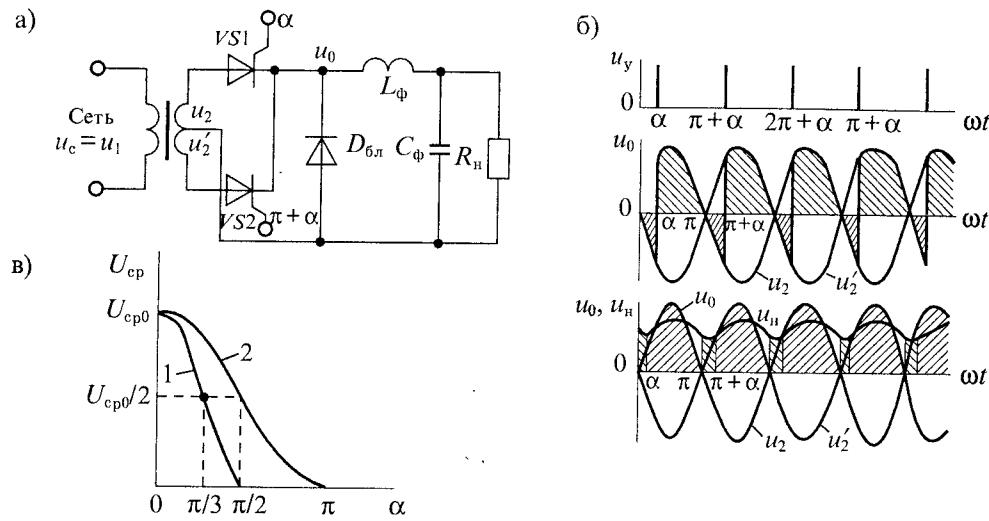


Рис. 30.8. Схема двухфазного регулируемого вентильного блока (а), графики напряжений на его входе и выходе (б) и регулировочные кривые (в)

При $\omega t = \alpha + \pi$ включается тиристор $VS2$, который передает на выход напряжение u'_2 второй фазы вторичной обмотки. В этом случае ток индуктивности L_ϕ переключается на вторую фазу, а тиристор $VS1$ выключается. Форма напряжения на выходе вентильного блока имеет вид, показанный на рис. 30.8 б (заштрихованная область).

Напряжение на нагрузке u_n оказывается почти постоянным и равным среднему значению U_{cp0} . При достаточно большой индуктивности $L_\phi > R_n/\omega$ угол включения тиристоров можно регулировать от 0 до $\pi/2$, как показано на рис. 30.8 в (кривая 1). Выходное напряжение растет с уменьшением угла α и уменьшается при его увеличении.

При работе с блокировочным диодом $D_{бл}$ тиристоры $VS1$ и $VS2$ выключаются, когда напряжение на аноде становится равным нулю. Однако ток в индуктивности L_ϕ фильтра не прерывается, так как включается блокировочный диод $D_{бл}$. В результате часть периода от π до $\pi + \alpha$ ток индуктивности L_ϕ (а следовательно, и нагрузки) проходит через диод $D_{бл}$. Напряжение на выходе вентильного блока не меняет полярности, как показано на рис. 30.8 б. Там же приведена форма напряжения на нагрузке U_n . Угол включения тиристоров в схеме с блокировочным диодом $D_{бл}$ можно регулировать от 0 до π , как показано на рис. 30.8 в, (кривая 2). При одинаковом угле включения тиристоров в схеме без $D_{бл}$ выходное напряжение меньше, чем с $D_{бл}$, так как в течение части периода на выход передается отрицательное напряжение.

Мостовые схемы регулируемых вентильных блоков приведены на рис. 30.9. В схеме на рис. 30.9 а тиристоры $VS1$ и $VS2$ включаются через угол, равный π . При включении тиристора $VS1$ одновременно включается диод $D2$, а при включении

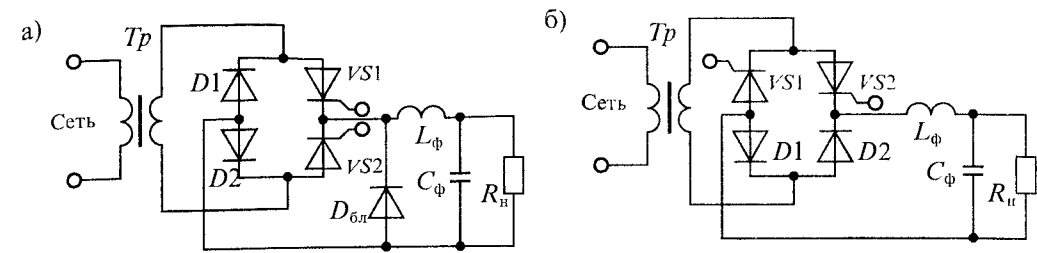


Рис. 30.9. Мостовые схемы регулируемых вентильных блоков: с блокировочным диодом (а) и без него (б)

тиристора $VS2$ включается диод $D1$. Блокировочный диод $D_{бл}$ выполняет те же функции, что и в двухфазном вентильном блоке.

В схеме на рис. 30.9 б при включении тиристора $VS1$ одновременно включается диод $D2$, а при включении тиристора $VS2$ включается диод $D1$. Блокировочный диод в этой схеме не нужен, так как его функции выполняют диоды $D1$ и $D2$. В остальных процессах протекают так же, как в двухфазном выпрямителе.

Высокочастотные выпрямители для работы с транзисторными преобразователями строятся по тем же схемам, которые были рассмотрены ранее. Однако в этом случае имеются некоторые особенности их работы: напряжение на входе выпрямителя негармоническое, а имеет одну из форм, приведенных на рис. 30.10 а. При питании выпрямителей напряжением повышенной частоты очень заметными становятся инерционные свойства диодов. При резком изменении напряжения на входе выпрямителя диоды теряют вентильные свойства на некоторое время, зависящее от скорости их включения или выключения. Все это приводит к изменению характеристик выпрямителей, что должно учитываться при их проектировании и эксплуатации.

На рис. 30.10 б приведена схема простейшего однофазного выпрямителя с емкостным фильтром, используемая в одноканальных импульсных преобразователях. Если на входе такого выпрямителя действует прямоугольное импульсное напряжение с длительностью фронтов t_f , то в установившемся режиме форма тока в диоде будет иметь вид, показанный на рис. 30.10 в. Диод VD отпирается, когда входное напряжение становится равным напряжению U_n на нагрузке. Ток в диоде нарастает почти линейно и имеет выброс, связанный с зарядом емкости C_ϕ . После этого ток в диоде равен току нагрузки, а на конденсаторе C_ϕ поддерживается практически постоянное напряжение U_n . В момент времени t_3 входное напряжение $U_{вх}$ начинает снижаться, одновременно начинает снижаться и ток диода i_d . Когда напряжение на входе становится равным напряжению на нагрузке, ток диода становится равным нулю. После этого полярность напряжения на диоде меняется на противоположную и начинается процесс рассасывания заряда, накопленного в р-п-переходе диода. При этом ток в диоде меняет направление. Когда процесс рассасывания накопленного заряда закончится, ток в диоде становится равным нулю. Длительность интервала рассасывания и амплитуда обратного тока диода

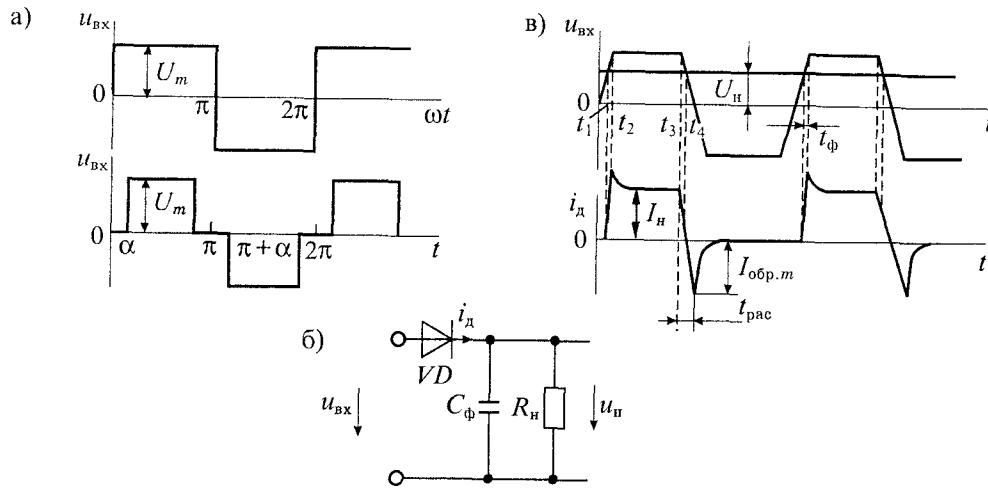


Рис. 30.10. Формы напряжений на входе высокочастотных импульсных выпрямителей (а), схема простейшего однофазного выпрямителя с емкостным фильтром (б) и формы напряжений и токов в нем (в)

зависят от инерционных свойств диода. Амплитуду обратного тока диода можно оценить по приближенной формуле

$$I_{обр.м} = \left(1 - \frac{U_{вх.м}}{U_{пр}}\right) \frac{t_{рас}}{t_{\phi}} I_n, \quad (30.2)$$

где I_n — ток нагрузки, $U_{пр}$ — прямое напряжение на диоде, $t_{рас}$ — время рассасывания, t_{ϕ} — длительность фронта входного напряжения, $U_{вх.м}$ — размах импульсов напряжения на входе.

Для применения в таких выпрямителях пригодны только диоды, имеющие малое время восстановления (малое время рассасывания), такие, как КД226 или КД213. Использование в таких выпрямителях диодов с большим временем восстановления может привести к тому, что диод вообще потеряет свои вентиляльные свойства.

Лекция 31. Стабилизаторы напряжения

Виды стабилизаторов и их основные характеристики. Стабилизатором напряжения называют устройство, поддерживающее с определенной точностью неизменным напряжение на нагрузке. Изменение напряжения на нагрузке может быть вызвано рядом причин: колебаниями напряжения первичного источника питания (сети переменного напряжения, аккумулятора, гальванического элемента), изменением нагрузки, изменением температуры окружающей среды и др.

По принципу работы стабилизаторы делят на параметрические и компенсационные. В свою очередь параметрические стабилизаторы бывают однокаскадными, многокаскадными и мостовыми. Компенсационные стабилизаторы могут быть с непрерывным или импульсным регулированием; и те и другие могут быть последовательного или параллельного типа.

Параметрические стабилизаторы осуществляют стабилизацию напряжения за счет изменения параметров полупроводниковых приборов: стабилитронов, стабилиторов, транзисторов и др. Изменяемым параметром полупроводниковых стабилизаторов напряжения является их сопротивление или проводимость.

Компенсационные стабилизаторы представляют собой замкнутые системы автоматического регулирования напряжения на нагрузке, выполненные на полупроводниковых приборах. Выходное напряжение в этих стабилизаторах поддерживается равным или пропорциональным стабильному опорному напряжению, которое обычно создается одним из типов параметрических стабилизаторов. Компенсационные стабилизаторы содержат регулирующий элемент (обычно транзистор), который может включаться последовательно или параллельно нагрузке. Стабилизатор с последовательным включением регулирующего элемента называют серийным, а с параллельным включением — шунтовым. Регулирующий элемент может работать в непрерывном или ключевом режимах. В импульсных стабилизаторах используется ключевой режим работы регулирующего элемента. В стабилизаторах с непрерывным регулированием регулирующий элемент работает в непрерывном режиме.

По выходной мощности стабилизаторы можно разделить на маломощные (до 1 Вт), средней мощности (до 250 Вт) и большой мощности (свыше 250 Вт). Маломощные стабилизаторы используются в измерительной технике, аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователях. Стабилизаторы средней мощности используются для питания малых ЭВМ и маломощных электронных устройств. Мощные стабилизаторы применяют для питания лазерных установок, электронных микроскопов и др.

По точности поддержания выходного напряжения на нагрузке стабилизаторы делят на прецизионные (изменение напряжения не более 0,005%), точные (изменение напряжения от 0,01 до 0,005%), средней точности (изменение напряжения от 0,1 до 0,01%) и низкой точности (изменение напряжения от 1 до 0,1%). В прецизионных стабилизаторах для получения наивысшей точности поддержания выходного напряжения используются специальные устройства, исключая влияние изменения температуры окружающей среды (термостаты или криостаты).

Основные параметры стабилизаторов напряжения. Параметры стабилизаторов напряжения позволяют сравнивать их по качеству работы, выбирать те, которые удовлетворяют требованиям эксплуатации электронных устройств. К таким параметрам относят: номинальное выходное напряжение $U_{вых}$, диапазон изменения входного напряжения $U_{вх.мин}$ и $U_{вх.макс}$, диапазон изменения тока нагрузки $I_{н.мин}$ и $I_{н.макс}$, коэффициент полезного действия η , коэффициент нестабильности по напряжению $K_{нУ}$ и коэффициент нестабильности по току $K_{нI}$, коэффициент сглаживания пульсаций $K_{ср}$ и быстродействие.

Кроме эксплуатационных используются также расчетные параметры, которые необходимы при проектировании стабилизаторов с заданными свойствами. К таким параметрам относят: дифференциальное выходное сопротивление $r_{ст}$, температурный коэффициент напряжения ТКН, напряжение шумов $U_{ш}$, временной дрейф выходного напряжения ΔU_t и некоторые другие.

Номинальное напряжение стабилизации $U_{вых}$ — это выходное напряжение стабилизатора при нормальных условиях его эксплуатации (определенное входное напряжение, заданный ток нагрузки, установленная температура окружающей среды). Если стабилизатор позволяет регулировать выходное напряжение, то задается диапазон изменения выходного напряжения $U_{вых.мин}$ и $U_{вых.макс}$.

Диапазон изменения входного напряжения $U_{вх}$ позволяет установить пределы изменения напряжения на входе стабилизатора, при которых сохраняются точностные свойства стабилизатора.

Диапазон изменения тока нагрузки I_n позволяет установить пределы изменения тока нагрузки, при котором сохраняются точностные свойства стабилизатора.

Коэффициент полезного действия стабилизатора $\eta_{ст}$ — это отношение мощности, отдаваемой в нагрузку P_n , к мощности $P_{пот}$, потребляемой от первичного источника питания:

$$\eta_{ст} = P_n / P_{пот}$$

Коэффициент нестабильности по напряжению $K_{нU}$ — это отношение относительного изменения выходного напряжения $\Delta U_{вых} / U_{вых}$ к вызвавшему его изменению входного напряжения $\Delta U_{вх}$:

$$K_{нU} = \Delta U_{вых} / (U_{вых} \Delta U_{вх}), \% / V$$

Коэффициент нестабильности по току $K_{нI}$ — это отношение относительного изменения выходного напряжения $\Delta U_{вых} / U_{вых}$ к вызвавшему его относительному изменению тока нагрузки $\Delta I_n / I_n$:

$$K_{нI} = \Delta U_{вых} I_n / (U_{вых} \Delta I_n)$$

Коэффициент сглаживания пульсаций — это отношение амплитудного значения пульсаций входного напряжения к амплитудному значению пульсаций выходного напряжения:

$$K_{ст} = U_{вх} / U_{вых}$$

Быстродействие стабилизатора характеризует его способность быстро отрабатывать скачкообразные изменения входного напряжения или тока нагрузки. Обычно быстродействие стабилизатора определяют временем установления выходного напряжения при заданном скачкообразном изменении напряжения на входе или тока нагрузки.

Дифференциальное выходное сопротивление стабилизатора — это отношение приращения выходного напряжения к приращению тока нагрузки:

$$r_{ст} = \Delta U_{вых} / \Delta I_n$$

Температурный коэффициент — это отношение относительного изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению температуры окружающей среды:

$$TKH = \Delta U_{вых} / (\Delta T U_{вых}), \% / ^\circ C$$

Приведенная система параметров достаточно полно отражает функциональные свойства стабилизатора напряжения любого типа независимо от его схемы или конструкции.

Параметрические стабилизаторы напряжения выполняют на специальных полупроводниковых диодах: стабилитронах и стабилсторах. Принцип работы этих диодов рассмотрен в Лекции 3. Для стабилизации напряжения при помощи стабилитрона используют обратную ветвь вольт-амперной характеристики полупроводникового диода, а при помощи стабилстора — его прямую ветвь.

В стабилитронах используется явление электрического лавинного пробоя. При этом в широком диапазоне изменения тока через диод напряжение на нем меняется очень незначительно. Для ограничения тока через стабилитрон последовательно с ним включают сопротивление. Типовая схема включения стабилитрона приведена на рис. 31.1 а. Основными параметрами стабилитрона являются: номинальное напряжение стабилизации $U_{ст}$, его дифференциальное сопротивление $r_{ст}$ и температурный коэффициент напряжения стабилизации ТКН.

Температурный коэффициент напряжения стабилизации зависит от напряжения стабилизации и тока через стабилитрон. Типовые зависимости ТКН стабилитрона от $U_{ст}$ и $I_{ст}$ приведены на рис. 31.1 б. Из этих зависимостей следует, что при низком напряжении стабилизации (менее 5 В) ТКН имеет отрицательный знак и при токе около 10 мА составляет примерно $-2,1 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$. При напряжении выше 6 В ТКН имеет положительный знак и при $U_{ст} = 10 \text{ В}$ достигает значения $6 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$. Выбирая ток стабилитрона, можно добиться почти нулевого значения ТКН.

Работа типовой схемы стабилизатора, приведенной на рис. 31.1 а, происходит следующим образом. Входное напряжение $U_{вх}$ через ограничительное сопротивление R_r подводится к параллельно включенным стабилитрону D и сопротивлению нагрузки R_n . Поскольку напряжение на стабилитроне меняется незначительно, то то же относится и к напряжению на нагрузке. Если входное напряжение увеличивается, то практически все приращение $\Delta U_{вх}$ передается на сопротивление R_r , что приводит к увеличению тока в нем. Это увеличение тока происходит за счет

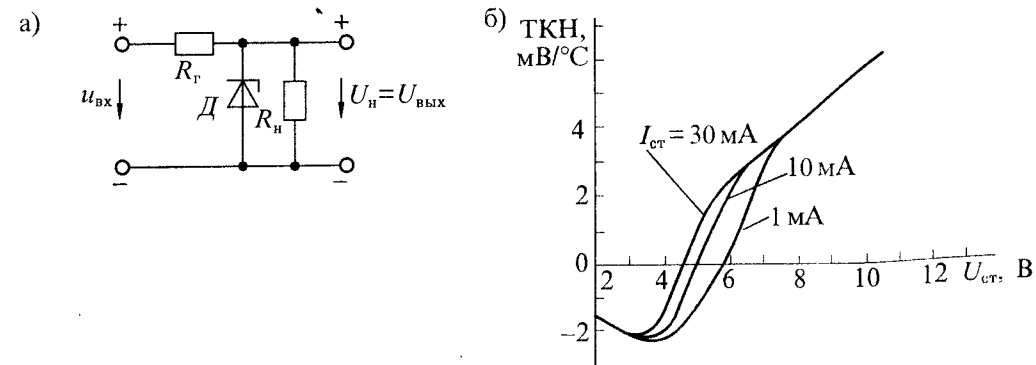


Рис. 31.1. Типовая схема включения стабилитрона (а) и зависимость ТКН стабилитрона от напряжения и тока стабилитрона

увеличения тока стабилитрона при почти неизменном токе нагрузки. Схему однокаскадного стабилизатора можно наглядно проанализировать с помощью графических вольт-амперных характеристик. На рис. 31.2 а приведены вольт-амперные характеристики стабилитрона (кривая 1) и гасящего сопротивления R_r (линия 2). При токе нагрузки $I_n=0$ нагрузочная линия 2' соединяет точки $U=U_{вх}$ и $I=U_{вх}/R_r$. Наличие тока нагрузки I_n смещает линию 2 вниз параллельно самой себе, в результате чего она проходит через точку $(U_{вх}-I_n R_r)$.

Пересечение ВАХ стабилитрона 1 и нагрузочной линии 2 дает рабочую точку стабилитрона, что позволяет найти выходное напряжение $U_{вых}$ и ток стабилитрона $I_{ст}$. Если заменить стабилитрон источником напряжения $U_{ст}$ с последовательным сопротивлением $r_{ст}$, то для схемы рис. 31.2 а можно записать следующие уравнения:

$$\begin{cases} U_{вх} = (I_{ст} + I_n)R_r + U_{вых}, \\ U_{ст} = U_{вых} - I_{ст}r_{ст}. \end{cases} \quad (31.1)$$

Из этих уравнений следует, что

$$U_{вых} = U_{вх} \frac{r_{ст}}{r_{ст} + R_r} + U_{ст} \frac{R_r}{r_{ст} + R_r} - I_n \frac{r_{ст}R_r}{r_{ст} + R_r},$$

где $I_n = U_{вых}/R_n$, поэтому

$$U_{вых} = U_{вх} \frac{r_{ст}R_n}{R_n(r_{ст} + R_r) + r_{ст}R_r} + U_{ст} \frac{R_r R_n}{R_n(r_{ст} + R_r) + r_{ст}R_r}. \quad (31.2)$$

Из этого выражения находим *выходное сопротивление* однокаскадного стабилизатора:

$$R_{вых} = -\frac{\partial U_{вых}}{\partial I_n} = \frac{r_{ст}R_r}{r_{ст} + R_r}. \quad (31.3)$$

Поскольку на практике выполняется условие $r_{ст} \ll R_r$, то $R_{вых} \approx r_{ст}$, аналогично можно определить *коэффициент сглаживания пульсаций*:

$$K_{ст} = \frac{\partial U_{вх}}{\partial U_{вых}} = \frac{R_n(r_{ст} + R_r) + r_{ст}R_r}{r_{ст}R_n} \approx \frac{R_r}{r_{ст}}, \quad (31.4)$$

откуда следует, что в однокаскадном стабилизаторе напряжения влияние абсолютного изменения $\Delta U_{вх}$ ослабляется в $R_r/r_{ст}$ раз.

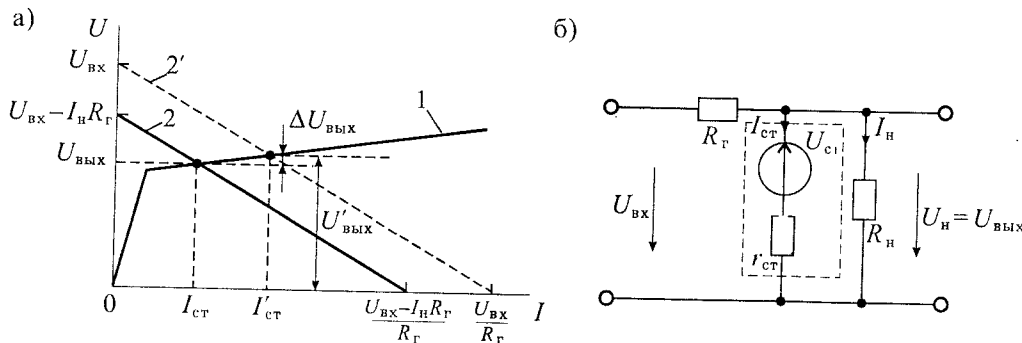


Рис. 31.2. Вольт-амперная характеристика однокаскадного стабилизатора (а) и его схема замещения (б)

Таким же образом устанавливается влияние изменения напряжения стабилитрона:

$$G_{ст} = \frac{\partial U_{вх}}{\partial U_{ст}} = \frac{R_r R_n}{R_n(r_{ст} + R_r) + r_{ст}R_r} \approx 1;$$

следовательно, любое изменение напряжения стабилитрона полностью передается на выход.

Коэффициент неустойчивости по напряжению

$$K_{нU} = \frac{1}{U_{вых}} \frac{\partial U_{вых}}{\partial U_{вх}} \approx \frac{1}{U_{вых}} \frac{r_{ст}}{R_r}. \quad (31.5)$$

Коэффициент неустойчивости по току нагрузки

$$K_{нI} = -\frac{I_n}{U_{вых}} \frac{\partial U_{вых}}{\partial I_n} \approx -\frac{R_{вых}}{R_n}. \quad (31.6)$$

Например, для стабилитрона Д814В с параметрами $r_{ст}=10$ Ом; $R_r=1$ кОм; $U_{вых}=10$ В и $R_n=1$ кОм в результате расчета по формулам, приведенным выше, находим следующие параметры стабилизатора:

$$R_{вых}=10 \text{ Ом}, K_{ст}=10^2, K_{нU}=0,1\%/В, K_{нI}=1\%.$$

Многокаскадные параметрические стабилизаторы. Для уменьшения неустойчивости при изменении входного напряжения используются многокаскадные параметрические стабилизаторы. В таких стабилизаторах выход первого каскада соединен со входом второго и т. д.

Например, в двухкаскадном параметрическом стабилизаторе, приведенном на рис. 31.3. а, должно выполняться условие $U_{вх} > U_{ст1} > U_{ст2}$. При этом питание второго стабилизатора производится почти неизменным напряжением $U_{ст1}$, даже при изменении $U_{вх}$. Недостатком такой схемы является пониженное КПД, так как для нее требуется значительное увеличение входного напряжения $U_{вх}$.

Параметры двухкаскадного стабилизатора определяют по формулам

$$\begin{aligned} R_{вых} &\approx r_{ст2}; & K_{ст} &\approx K_{ст1} K_{ст2} = \frac{\partial U_{вх}}{\partial U_{ст1}} \frac{\partial U_{ст1}}{\partial U_{вых}}; \\ K_{нU} &\approx K_{нU1} K_{нU2}; & K_{нI} &\approx \frac{r_{ст2}}{R_n}. \end{aligned} \quad (31.7)$$

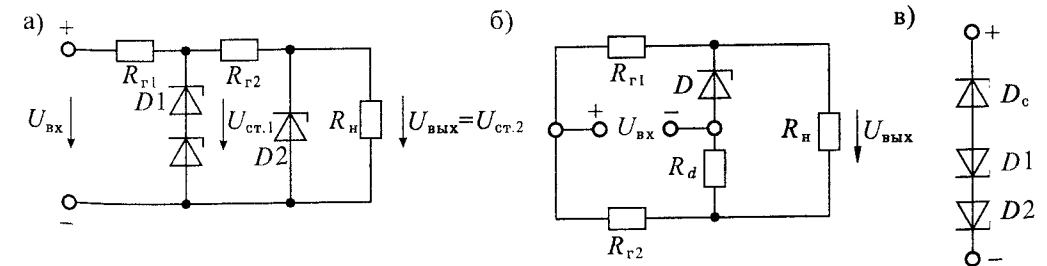


Рис. 31.3. Схемы двухкаскадного параметрического стабилизатора (а), мостового стабилизатора (б) и схема температурной стабилизации (в)

Из этих выражений видно, что в двухкаскадном стабилизаторе существенно увеличиваются значения $K_{ст}$ и $K_{нУ}$, в то же время значения $R_{вых}$ и $K_{нЛ}$ определяются только вторым стабилизатором и почти не зависят от первого.

Мостовой параметрический стабилизатор приведен на рис. 31.3 б. В этой схеме используется принцип компенсации изменения напряжения стабилизации стабилитрона за счет противоположного изменения напряжения на компенсирующем сопротивлении R_d . В таком стабилизаторе выходное напряжение равно разности напряжения стабилизации стабилитрона D и падения напряжения на сопротивлении R_d .

При увеличении напряжения $U_{вх}$ увеличивается напряжение на стабилитроне D . Одновременно с этим увеличивается напряжение на сопротивлении R_d . Если сопротивление R_d подобрано таким образом, чтобы увеличение напряжения на стабилитроне было равно увеличению напряжения на сопротивлении R_d , то выходное напряжение $U_{вых}$ почти не изменяется. Для этого необходимо выполнить условие $r_{ст}/R_{г1} = R_d/R_{г2}$.

Для мостовой схемы можно пользоваться следующими формулами для определения параметров стабилизатора:

$$R_{вых} = r_{ст} + R_d; \quad K_{ст} = \left(\frac{r_{ст}}{R_{г1}} - \frac{R_d}{R_{г2}} \right)^{-1}; \quad K_{нУ} = \frac{1}{U_{вых}} \left(\frac{r_{ст}}{R_{г1}} - \frac{R_d}{R_{г2}} \right). \quad (31.8)$$

Очевидно, что при выполнении условия компенсации $K_{ст} \rightarrow \infty$, а $K_{нУ} \rightarrow 0$. На практике, однако, удастся увеличить $K_{ст}$ не более чем в пять раз по сравнению с однокаскадным стабилизатором. К недостаткам мостового стабилизатора следует отнести увеличенное выходное сопротивление.

Температурная стабилизация параметрических схем может выполняться посредством компенсации ТКН, как показано на рис. 31.3 в. Так как стабилитроны с напряжением стабилизации больше 6 В имеют положительный температурный коэффициент напряжения около 4 мВ/°С, а диоды при прямом включении имеют отрицательный температурный коэффициент напряжения (около -2 мВ/°С), то при последовательном соединении стабилитрона и двух или нескольких диодов можно в значительное мере обеспечить температурную стабилизацию напряжения стабилитрона. Так, например, в стабилитронах типа Д818Е последовательно со стабилитроном при его изготовлении включены два диода, которые и обеспечивают его температурную стабилизацию. Такие стабилитроны имеют ТКН до 0,001% от номинального значения выходного напряжения, равного 9 В.

Термокомпенсированные стабилитроны можно использовать в качестве источников высокостабильного напряжения, если обеспечить их питание стабильным током. Если сравнить влияние температуры и изменения тока в таких стабилитронах, то можно заметить следующее: для стабилитрона Д818Е дифференциальное сопротивление равно 18 Ом и, следовательно, изменение тока на 1 мА приводит к изменению напряжения стабилизации на 18 мВ. Для этого же стабилитрона изменение температуры на 100°С приводит к изменению напряжения стабилизации только на 9 мВ, что в два раза меньше, чем дает изменение тока всего на 1 мА. Из этого примера становится очевидной роль стабилизации тока питающего стабилитрон.

Схема термокомпенсированного стабилитронного источника со стабилизацией тока питания стабилитрона приведена на рис. 31.4 а. В этой схеме обеспечивается значительное снижение дифференциального сопротивления стабилитрона за счет отрицательной обратной связи по току стабилитрона. В приведенной схеме ток стабилитрона не зависит от напряжения питания $E_{п}$, а определяется по формуле $I_{ст} = U_{бэ1}/R_0$, где $U_{бэ1}$ — напряжение база-эмиттер транзистора VT1.

Выходное напряжение источника определяется выражением

$$U_{вых} = U_{ст} + U_{бэ1},$$

где $U_{ст}$ — напряжение на стабилитроне при токе $I_{ст} = \text{const}$. Эта схема также обеспечивает температурную компенсацию выходного напряжения. Если выходное напряжение около 7 В, то напряжение на стабилитроне составляет примерно 6,2 В, а его температурный коэффициент равен 2,2 мВ/°С. С другой стороны, напряжение $U_{бэ1}$ имеет температурный коэффициент -2,2 мВ/°С. Таким образом, суммарный температурный коэффициент выходного напряжения будет близким к нулю. Достоинством этой схемы является ее простота, а недостатком то, что стабилизация выходного напряжения возможна только при $U_{вых} \approx 7$ В.

Этого недостатка лишена схема, приведенная на рис. 31.4 б. Благодаря применению операционного усилителя выходное напряжение можно изменять в достаточно широких пределах; оно определяется по формуле

$$U_{вых} = U_{ст} (1 + R_1/R_2),$$

где $U_{ст}$ — напряжение термокомпенсированного стабилитрона, R_1 и R_2 сопротивления делителя в цепи отрицательной обратной связи.

Ток стабилитрона поддерживается неизменным и выбирается по формуле

$$I_{ст} = (U_{вых} - U_{ст})/R_0,$$

где R_0 — сопротивление в цепи положительной обратной связи.

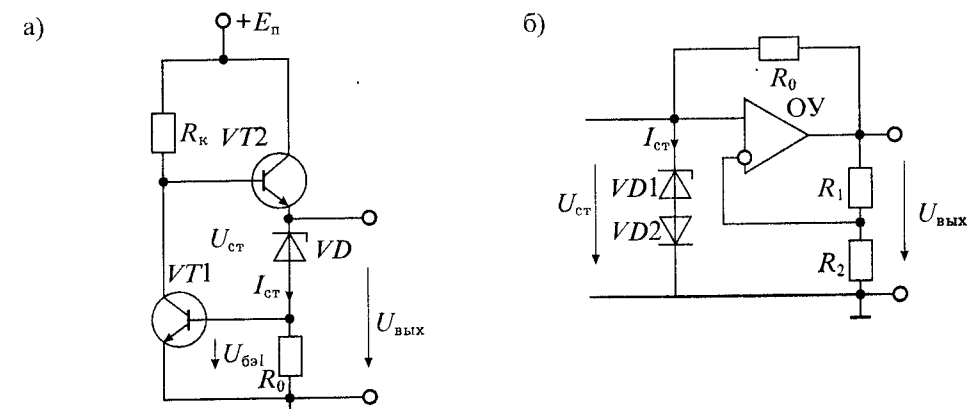


Рис. 31.4. Схемы стабилитронных источников опорного напряжения: с отрицательной обратной связью на двух транзисторах (а) и на операционном усилителе (б)

Например, если $U_{ст}=9\text{ В}$, а $U_{вых}=10\text{ В}$, то необходимо выполнить условия $R_2=9R_1$ (при $R_1=1\text{ кОм}$ получим $R_2=9\text{ кОм}$). Для обеспечения тока $I_{ст}=10\text{ мА}$ необходимо выбрать $R_0=100\text{ Ом}$.

Стабилитронные интегральные микросхемы (СИМС). В связи с тем, что простой стабилитрон не отвечает требованиям, предъявляемым к опорным источникам напряжения, были разработаны ИМС, которые имеют два (иногда три) вывода и выполнены как обычный стабилитрон, хотя в действительности они являются интегральными микросхемами, содержащими различные активные и пассивные элементы. Все выпускаемые СИМС можно разделить на три группы:

- температурно-компенсированные стабилитронные ИМС,
- температурно-стабилизированные источники опорного напряжения,
- опорные источники с напряжением запрещенной зоны (bandgap ИОН).

Температурно-компенсированные СИМС содержат стабилитроны, транзисторы, диоды и пассивные элементы, которые обеспечивают стабилизацию тока и температурную компенсацию. Обычно такие ИМС оформлены как стабилитроны и имеют всего два вывода. В качестве примера на рис. 31.5 а приведена схема такого стабилитрона 1009ЕН1. Она состоит из трех групп симметричных транзисторов. Каждая группа рассчитана на стабилизацию напряжения около 10 В. Стабилизация тока питания выполняется транзистором VT1. Выходные транзисторы VT8 и VT9 работают в режиме усилителей тока. Микросхема обеспечивает стабилизацию напряжения 31...35 В (в зависимости от группы), дифференциальное сопротивление 10 Ом при токе $I_{ст}=5\text{ мА}$ и температурный коэффициент напряжения $\text{ТКН}=0,006\%/^{\circ}\text{С}$. микросхема предназначена для стабилизации напряжения питания варикапов в устройствах настройки телевизоров и радиоприемников.

Опорные источники с напряжением запрещенной зоны (bandgap ИОН) выполняются по схеме, изображенной на рис. 31.5 б. Идея такого источника основана на создании опорного напряжения с положительным температурным коэффициентом, численно равным отрицательному температурному коэффициенту

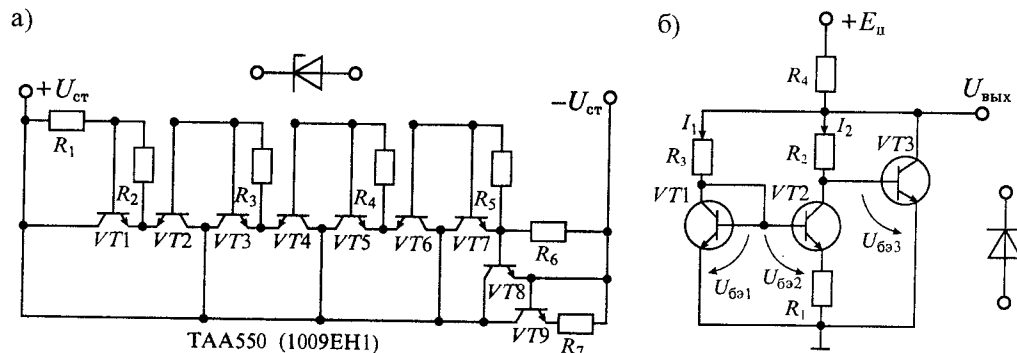


Рис. 31.5. Упрощенная схема ИМС стабилитрона 1009ЕН1 (а) и схема стабилизатора на принципе запрещенной зоны (bandgap) (б); рядом с каждой схемой — условное схематическое изображение

напряжения база-эмиттер транзистора. Для схемы, изображенной на рис. 31.5 б, можно записать выходное напряжение ИОН в виде

$$U_{вых} = U_{бэ3} + I_2 R_2, \quad (31.9)$$

где $U_{бэ3}$ — напряжение база-эмиттер транзистора VT3, I_2 — ток коллектора транзистора VT2, равный $(U_{бэ1} - U_{бэ2})/R_1$.

Изменение выходного напряжения при изменении температуры T на ΔT можно определить, пользуясь уравнением (31.9):

$$\Delta U_{вых} = \Delta U_{бэ3} + \frac{\Delta U_{бэ1} - \Delta U_{бэ2}}{R_1} R_2. \quad (31.10)$$

Напряжение $U_{бэ}$ и ток I_k коллектора биполярного транзистора связаны уравнением Эберса — Молла (см. Лекцию 4):

$$U_{бэ} = (k/q) T_n \ln(I_k/I_s),$$

поэтому для приращения напряжений база-эмиттер транзисторов VT1 и VT2 можно записать уравнения

$$\Delta U_{бэ1} = (k/q) \Delta T_n \ln(I_1/I_s); \quad \Delta U_{бэ2} = (k/q) \Delta T_n \ln(I_2/I_s), \quad (31.11)$$

где k — постоянная Больцмана, q — заряд электрона, I_s — ток насыщения транзистора, ΔT_n — приращение температуры перехода.

Подставив значения (31.11) в уравнение (31.10), получим:

$$\Delta U_{вых} = \Delta U_{бэ3} + \frac{(k/q) \Delta T_n \ln(I_1/I_2)}{R_1} R_2. \quad (31.12)$$

Если обеспечить выполнение условия $I_1 > I_2$ (на практике выбирают $I_1 \approx 10I_2$), то $\ln(I_1/I_2)$ будет положительным и, следовательно, второй член в формуле (31.12) будет иметь положительный температурный коэффициент, в то время как $\Delta U_{бэ3}$ имеет отрицательный температурный коэффициент. Выбором значений I_1 , R_1 и R_2 можно обеспечить в этой схеме нулевой температурный коэффициент в широком диапазоне изменения температуры перехода.

Свое название эти источники получили потому, что суммарное напряжение (31.9) при нулевом значении ТКН равно напряжению запрещенной зоны кремния, т. е. примерно 1,22 В. Для изменения значения выходного напряжения можно воспользоваться схемой, приведенной на рис. 31.4 б.

На этом принципе выполнен регулируемый прецизионный интегральный стабилитрон типа 142ЕН19 (аналог микросхемы TL431 фирмы Texas Instruments). Упрощенная схема этой ИМС приведена на рис. 31.6 а. Основными элементами этой ИМС являются источник опорного напряжения, выполненный по схеме «bandgap» (рис. 31.5 б), и операционный усилитель ОУ, позволяющий устанавливать необходимое выходное напряжение при помощи внешнего резистивного делителя R_1 и R_2 , как показано на схемах включения (рис. 31.6 б). Основные характеристики этого интегрального стабилитрона значительно превосходят характеристики обычных стабилитронов:

- температурный коэффициент напряжения $0,0003\%/^{\circ}\text{С}$;

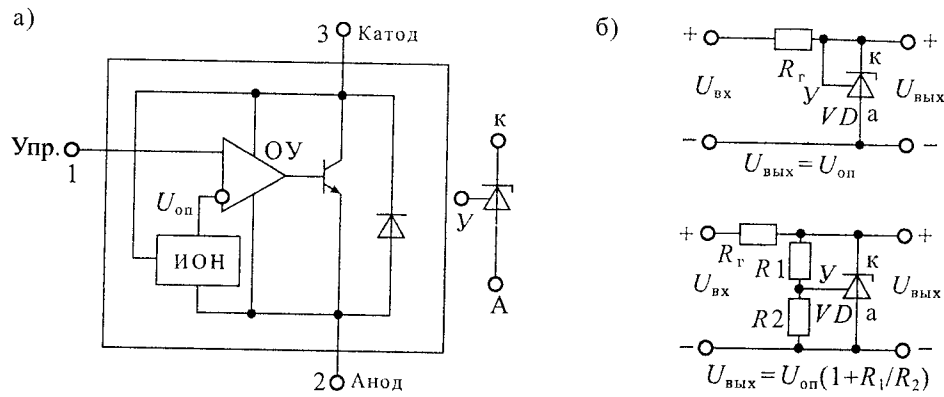


Рис. 31.6. Упрощенная схема интегрального стабилизатора 142ЕН19 и условное схематическое изображение (а); его схема включения (б)

- регулируемое выходное напряжение от 2,5 до 36 В;
- дифференциальное сопротивление 0,2 Ом;
- максимальный ток нагрузки 100 мА.

Примерно такие же характеристики имеют прецизионные интегральные стабилизаторы типа 2С120 и ИС121, выходное напряжение которых равно 1,225...1,25 В, дифференциальное сопротивление имеет значение 0,2 Ом. Температурный коэффициент напряжения доходит до 0,0001%/°С.

Температурно-стабилизированные источники опорного напряжения содержат интегральный стабилизатор, выполненный по одной из рассмотренных схем, и прецизионный термостат, управляемый датчиком температуры на переходе база-эмиттер транзистора. Термостат обеспечивает постоянную температуру кристалла интегрального стабилизатора при помощи нагревательной схемы, дополненной датчиком температуры. Такие микросхемы имеют температурный коэффициент напряжения до 0,00002%/°С, что на порядок меньше, чем у любого интегрального стабилизатора.

Упрощенная структурная схема такого источника опорного напряжения типа 2С483 (аналог ИМС LM199 фирмы «National Semiconductor») приведена на рис. 31.7 а. Микросхема состоит из следующих функциональных узлов: интегрального стабилизатора ИС, стабилизатора температуры кристалла СТ и датчика температуры ДТ. Все перечисленные элементы выполнены на одном кристалле и имеют глубокую тепловую связь. Интегральный стабилизатор имеет дифференциальное сопротивление меньше 0,5 Ом, исключительно низкий уровень шума и исключительно высокую долговременную стабильность. Время выхода на рабочий режим (время разогрева) составляет всего 3 с. Типовая схема включения ИМС приведена на рис. 31.7 б.

Компенсационные стабилизаторы. Структурная схема компенсационного стабилизатора напряжения приведена на рис. 31.8 а. Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ стабилизатора через делитель напряжения ДН подводится к усилителю сигнала рассогласования (сигнала ошибки) УСО, где сравнивается с напряжением

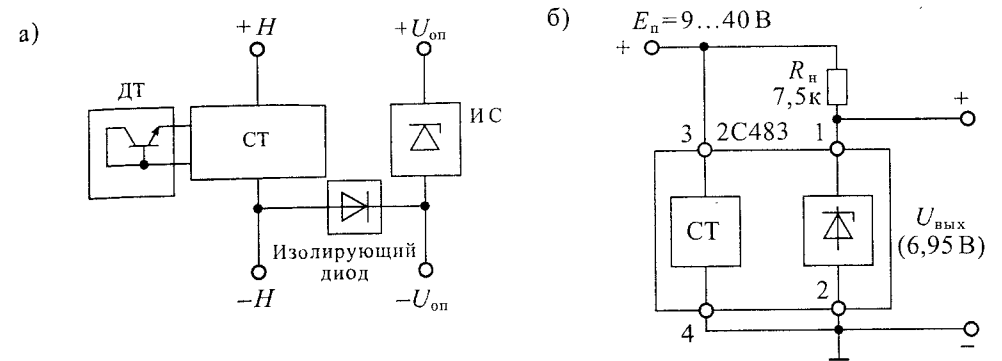


Рис. 31.7. Упрощенная структурная схема температурно-стабилизированного ИОН (а) и схема включения ИОН типа 2С483 (б)

$U_{\text{оп}}$ источника опорного напряжения ИОН. С выхода УСО напряжение ошибки поступает на регулирующий элемент РЭ и изменяет его коэффициент передачи.

Уравнение компенсационного стабилизатора можно записать, используя схему рис. 31.8 а:

$$K_0(U_{\text{оп}} - K_d U_{\text{вых}}) = U_{\text{вых}}, \quad (31.13)$$

где $U_{\text{оп}}$ — напряжение опорного источника, $U_{\text{вых}}$ — выходное напряжение стабилизатора, K_d — коэффициент передачи делителя напряжения ДН, K_0 — коэффициент усиления усилителя сигнала рассогласования УСО и регулирующего элемента РЭ.

Из уравнения (31.13) получаем значение напряжения на выходе стабилизатора:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}} K_0 / (1 + K_0 K_d). \quad (31.14)$$

Если усиление УСО достаточно велико, то при условии $K_0 K_d \gg 1$ получаем из (31.14)

$$U_{\text{вых}} = U_0 / K_d. \quad (31.15)$$

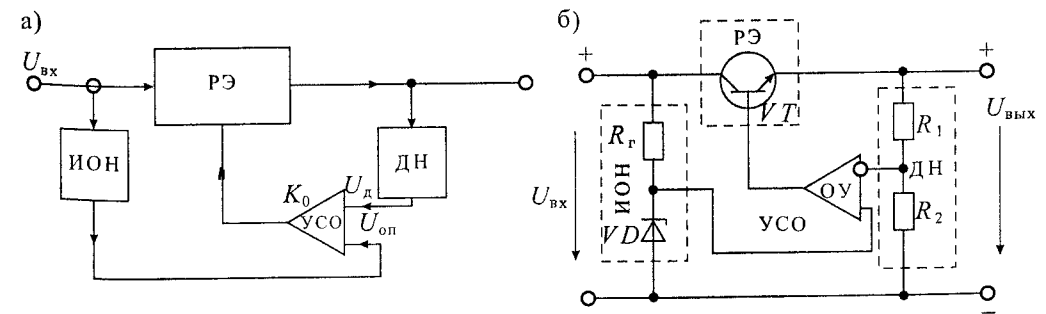


Рис. 31.8. Упрощенная структурная схема стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием (а) и функциональная схема стабилизатора фиксированного напряжения (б)

Таким образом, из уравнения (31.15) следует, что выходное напряжение компенсационного стабилизатора не зависит от изменения напряжения на входе $U_{вх}$ и пропорционально опорному напряжению. Иначе говоря, стабильность выходного напряжения компенсационного стабилизатора зависит только от нестабильности элементов, включенных в цепь обратной связи, и не зависит от нестабильности элементов в цепи прямой передачи. В качестве источника опорного напряжения обычно используется один из видов параметрических стабилизаторов, рассмотренных ранее. В этом случае применение делителя напряжения ДН позволяет получать выходное напряжение, отличное от напряжения опорного источника.

К напряжению на входе предъявляются требования такие же, как к напряжению питания усилителя: оно должно быть больше, чем напряжение на выходе, хотя бы на падение напряжения на регулирующем элементе. Чем меньше падение напряжения на регулирующем элементе, тем выше будет КПД компенсационного стабилизатора. Поэтому для нормальной работы стабилизатора необходимо выполнение условий

$$U_{вх} > U_{вых} > U_{оп} \approx U_{д}.$$

По принципу действия компенсационные стабилизаторы делят на две группы: с непрерывным и импульсным регулированием. Основное различие этих стабилизаторов заключается в режиме работы регулирующего элемента: в стабилизаторах с непрерывным регулированием регулирующий элемент работает в непрерывном режиме (т. е. как регулируемое сопротивление), а в стабилизаторах с импульсным регулированием он работает как ключ.

Компенсационные стабилизаторы с непрерывным регулированием. Упрощенная схема компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием приведена на рис. 31.8 б. В этой схеме делитель напряжения ДН выполнен на резисторах R_1 и R_2 . Коэффициент передачи такого делителя

$$K_{д} = R_2 / (R_1 + R_2) \leq 1.$$

Источник опорного напряжения $U_{оп}$ выполнен на стабилитроне VD и гасящем сопротивлении R_r . В качестве стабилитрона можно использовать одну из стабилитронных ИМС. Усилитель сигнала ошибки УСО выполнен на операционном усилителе ОУ. Регулирующий элемент построен на транзисторе VT по схеме эмиттерного повторителя. Коэффициент передачи такого регулирующего элемента близок к единице.

В соответствии с формулой (31.15) выходное напряжение стабилизатора

$$U_{вых} = U_{оп} (R_1 + R_2) / R_2.$$

Поскольку оно зависит от нестабильности источника опорного напряжения $U_{оп}$, то не может быть стабильнее последнего. Следовательно, если обеспечить постоянство тока через стабилитрон, то нестабильность параметрического стабилизатора будет такой же, как и компенсационного.

Тем не менее компенсационный стабилизатор имеет ряд преимуществ по сравнению с параметрическим: выходной ток компенсационного стабилизатора может быть значительно больше и ограничивается возможностями регулирующего элемента; стабилитрон VD работает в режиме холостого хода, так как он подключен к высокоомному входу ОУ.

Кроме опорного напряжения на нестабильность выходного напряжения влияет изменение коэффициента передачи делителя напряжения. В связи с этим делитель напряжения должен выполняться на резисторах с одинаковым температурным коэффициентом сопротивления.

Влияние изменения коэффициента усиления УСО можно практически исключить, если сделать его достаточно большим (больше 1000). Для этого лучше всего подходят операционные усилители. В формулу (31.15) для выходного напряжения компенсационного стабилизатора не входят ток нагрузки I_n и входное напряжение $U_{вх}$. В связи с этим может сложиться впечатление, что выходное сопротивление и коэффициент нестабильности по напряжению такого стабилизатора равны нулю, поскольку из (31.15) следует, что

$$R_{вых} = \frac{\partial U_{вых}}{\partial I_n} = 0 \quad \text{и} \quad K_{нU} = \frac{\partial U_{вых}}{\partial U_{вх}} = 0.$$

В действительности же такой результат связан с анализом упрощенной структурной схемы стабилизатора. На самом деле эти параметры отличны от нуля, но имеют достаточно малые значения, например, $R_{вых}$ доходит до 0,01 Ом.

Основным недостатком компенсационного стабилизатора с непрерывным регулированием является его невысокий КПД. В этом стабилизаторе мощность, потребляемая от источника, больше мощности, отдаваемой в нагрузку. Наибольший расход мощности имеет место в регулирующем элементе, так как напряжение на нем равно разности $(U_{вх} - U_{вых})$ и через него проходит весь ток нагрузки. В связи с этим регулирующий элемент РЭ часто устанавливают на теплоотвод.

Интегральные микросхемы стабилизаторов напряжения с непрерывным регулированием. Первые интегральные микросхемы компенсационных стабилизаторов напряжения появились в 1967 году. С тех пор их ассортимент достаточно определился, поэтому можно считать, что основными группами таких ИМС являются:

- трехвыводные стабилизаторы фиксированного напряжения (положительного или отрицательного);
- стабилизаторы фиксированного напряжения с малым падением напряжения на регулирующем элементе (low drop);
- стабилизаторы регулируемого выходного напряжения;
- многоканальные стабилизаторы.

Рассмотрим некоторые особенности этих групп. **Стабилизаторы фиксированного выходного напряжения** выполнены по структурной схеме, приведенной на рис. 31.8 б. Недостатком этих стабилизаторов является сравнительно большое (до 2,5 В) падение напряжения на регулирующем элементе. Последнее обусловлено тем, что эмиттерный повторитель нельзя ввести в состояние глубокого насыщения и тем самым снизить падение напряжения на регулирующем элементе.

Стабилизаторы с малым падением напряжения (low drop) выполнены на регулирующем элементе с коллекторным выходом. В таких стабилизаторах напряжение на регулирующем элементе снижено почти в 5 раз (до 0,5 В). Упрощенная структурная схема стабилизатора 1158ЕН5 приведена на рис. 31.9. В схеме использован регулирующий транзистор с двумя коллекторами, один из которых является

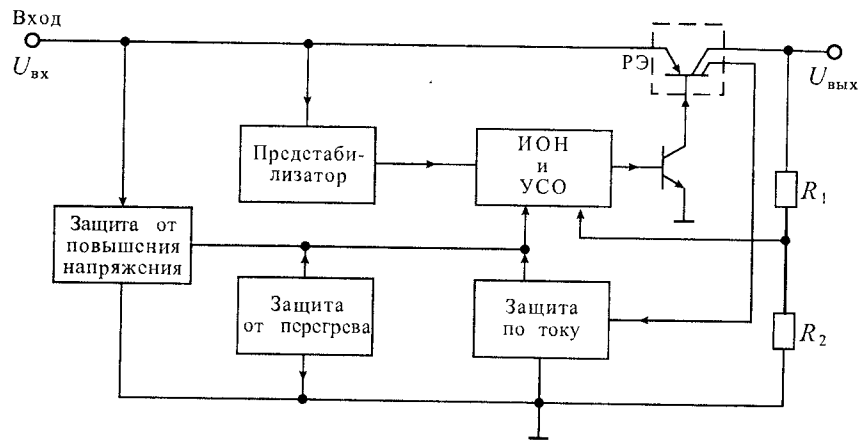


Рис. 31.9. Структурная схема стабилизатора с малым напряжением на регулирующем элементе

выходным, а другой — датчиком тока для схемы защиты от перегрузки по току. Кроме того, в схеме имеются еще две защиты: от перегрева и от повышенного входного напряжения.

Регулируемые стабилизаторы напряжения имеют дополнительный вывод, предназначенный для подключения делителя выходного напряжения. В связи с этим их часто называют четырехвыводными. Эти стабилизаторы применяют в тех случаях, когда необходимо иметь нестандартное выходное напряжение или требуется точная подстройка. В остальном их схемы не отличаются от трехвыводных стабилизаторов.

КПД интегральных стабилизаторов напряжения зависит от соотношения входного и выходного напряжений:

$$\eta = U_{\text{вых}} I_n / (U_{\text{вх}} I_n) = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$$

и может меняться от 30 до 90%.

Регулируемое выходное напряжение можно получить не только с помощью четырехвыводного стабилизатора, но также и с помощью трехвыводного, как показано на

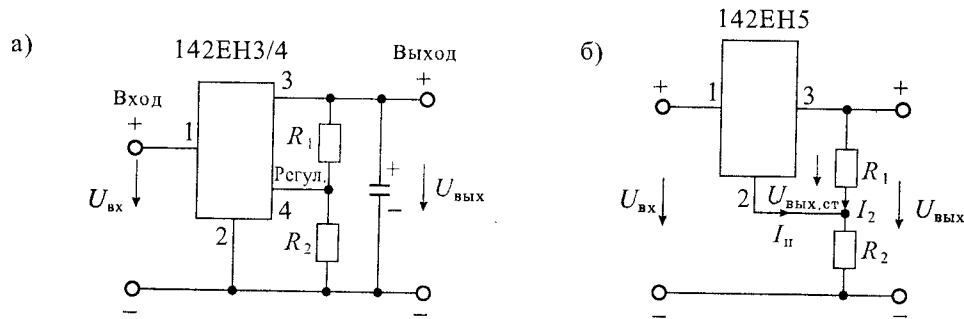


Рис. 31.10. Регулируемые стабилизаторы на четырехвыводной ИМС (а) и трехвыводной (б)

Регулируемое выходное напряжение можно получить не только с помощью четырехвыводного стабилизатора, но также и с помощью трехвыводного, как показано на рис. 31.10. В четырехвыводном стабилизаторе делитель напряжения подключается к дополнительному выводу (рис. 31.10а), а трехвыводном — так, как показано на рис. 31.10б. При этом выходное напряжение определяется по формуле:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых.ст}} (1 + R_2/R_1) + I_n R_2 > U_{\text{вых.ст}}$$

где $U_{\text{вых.ст}}$ — фиксированное выходное напряжение микросхемы, I_n — ее ток питания.

Лекция 32. Импульсные источники электропитания

Виды и особенности импульсных источников электропитания. Импульсные, или ключевые, источники электропитания в настоящее время получили распространение не меньшее, чем линейные стабилизаторы напряжения. Их основными достоинствами являются: высокий коэффициент полезного действия, малые габариты и масса, высокая удельная мощность. Все перечисленные свойства эти источники питания получили благодаря применению ключевого режима при работе силовых элементов. В ключевом режиме рабочая точка транзистора большую часть времени находится в области насыщения или области отсечки, а зону активного (линейного) режима проходит с высокой скоростью за очень малое время переключения. При этом в области насыщения напряжение на транзисторе близко к нулю, а в режиме отсечки в транзисторе отсутствует ток, благодаря чему потери в транзисторе оказываются достаточно малыми. Все это приводит к тому, что средняя за период коммутации мощность, рассеиваемая в ключевом транзисторе, оказывается намного меньше, чем в линейном регуляторе. Малые потери в силовых ключах приводят к уменьшению или полному исключению охлаждающих радиаторов.

Улучшение массогабаритных характеристик источника питания обусловлено прежде всего тем, что из схемы источника питания исключается силовой трансформатор, работающий на частоте 50 Гц. Вместо него в схему вводится высокочастотный трансформатор или дроссель, габариты и масса которых намного меньше низкочастотного силового трансформатора.

К недостаткам импульсных источников электропитания обычно относят: сложность схемы, наличие высокочастотных шумов и помех, увеличенные пульсации выходного напряжения, большое время выхода на рабочий режим. Сравнительные характеристики обычных (т. е. с силовым трансформатором) и импульсных источников питания приведены в табл. 32.1.

Сравнение этих характеристик показывает, что КПД импульсных источников питания увеличивается по сравнению с линейными в отношении 2:1, а удельная мощность возрастает в отношении 4:1. При повышении частоты преобразования с 20 кГц до 200 кГц удельная мощность увеличивается в отношении 8:1, т. е. почти в два раза. Импульсные источники питания имеют большее время удержания выходного напряжения при внезапном отключении питания. Это обусловлено тем,

Таблица 32.1

Сравнительные характеристики импульсных и линейных ИВЭП

Характеристика	Импульсный	Линейный
КПД, %	70...80	30...50
Удельная мощность, Вт/дм ³	140...200	30...40
Время удержания выходного напряжения, мс	20...30	2...3
Нестабильность по напряжению, %	0,05...0,1	0,01...0,05
Нестабильность по току, %	0,1...0,5	0,02...0,1
Напряжение пульсаций, мВ	20...50	2...5
Время нарастания переходной характеристики, мкс	100...500	20...50

что в сетевом выпрямителе используются конденсаторы большой емкости и с высоким рабочим напряжением (до 400 В). При этом размеры конденсатора растут пропорционально произведению CU , а энергия конденсатора пропорциональна CU^2 . Этой энергии конденсатора сетевого выпрямителя достаточно для поддержания в рабочем состоянии источника, питания в течении времени до 30 мс, что очень важно для сохранения информации в компьютерах при внезапном отключении питания.

В то же время пульсации выходного напряжения в импульсных источниках питания больше, чем у линейных, что обусловлено сложностью подавления коротких импульсов при работе импульсного преобразователя. Другие характеристики у этих источников практически совпадают.

Обобщенная структурная схема импульсного источника питания приведена на рис. 31.1. Она состоит из четырех основных блоков:

- сетевого выпрямителя с емкостным фильтром;
- высокочастотного инвертора выпрямленного напряжения сети;
- устройства управления высокочастотным инвертором (обычно это специализированная микросхема управления);
- выходного высокочастотного выпрямителя с емкостным фильтром.

Поскольку принципы построения входного и выходного выпрямителей рассмотрены в Лекции 30, то ниже будут рассмотрены принципы построения высокочастотных регулируемых инверторов, а в Лекции 33 будут рассмотрены специализированные микросхемы управления импульсными ИВЭП.

Высокочастотный инвертор и устройство управления совместно образуют импульсный преобразователь, который может быть индуктивным или емкостным. Наибольшее распространение в импульсных ИВЭП получили индуктивные импульсные преобразователи, которые можно разделить на дроссельные (или автотрансформаторные) и трансформаторные. Емкостные (конденсаторные) преобразователи находят ограниченное применение — для инверсии полярности или удвоения (умножения) напряжения. Обычно они представляют собой устройства

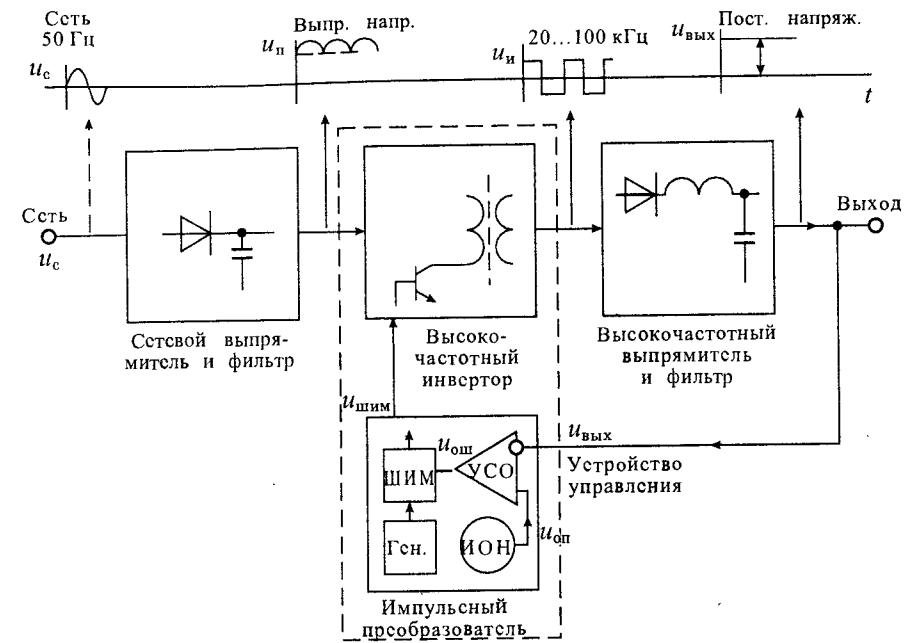


Рис. 32.1. Обобщенная структурная схема импульсного источника электропитания

с переключаемыми конденсаторами и используются для питания маломощных нагрузок.

Дроссельные и автотрансформаторные преобразователи относят к разряду импульсных стабилизаторов напряжения, которые делят на три группы: понижающие, повышающие и инвертирующие.

Особенностью импульсных стабилизаторов является их гальваническая связь с питающей силовой сетью. Для исключения гальванической связи на входе импульсного стабилизатора иногда включают силовой трансформатор, однако это снижает удельную мощность.

Трансформаторные импульсные преобразователи не имеют гальванической связи с сетью, однако их удельная мощность ниже, чем у дроссельных. Трансформаторные преобразователи можно разделить на однотактные и двухтактные. В однотактных преобразователях энергия передается на выход только в течение одной части периода преобразования. Если энергия передается при включенном силовом ключе, то такой преобразователь называют прямоходовым (Forward). Если же энергия передается при выключенном состоянии силового ключа, то преобразователь называют обратноходовым (Flyback).

Двухтактные преобразователи делят на двухфазные (Push-Pull), мостовые (Full-Bridge) и полумостовые (Half-Bridge). В двухтактных преобразователях используются обе части периода преобразования. В отличие от однотактных двухтактные преобразователи работают без подмагничивания сердечника трансформатора постоянным током.

Рассмотрим работу ключевого источника питания, пользуясь обобщенной структурной схемой, приведенной на рис. 32.1. Гармоническое напряжение сети (50 или 60 Гц) выпрямляется сетевым выпрямителем и заряжает конденсатор фильтра, имеющий достаточно большую емкость. Большая емкость фильтра сетевого выпрямителя обеспечивает низкие пульсации выпрямленного напряжения и увеличивает время удержания выходного напряжения. При емкости фильтра 100 мкФ и потребляемой мощности 100 Вт время удержания составляет примерно 30 мс. При напряжении питающей сети 220 В напряжение на емкости составляет примерно 300 В.

Это напряжение поступает на вход импульсного преобразователя, который преобразует его в высокочастотные импульсы прямоугольной формы. Частота импульсного напряжения обычно лежит в пределах от 20 до 200 кГц. С увеличением частоты преобразования увеличивается удельная мощность, но одновременно растут потери в элементах преобразователя, что приводит к снижению КПД.

С выхода преобразователя напряжение поступает на высокочастотный выпрямитель с емкостным фильтром. При высокой частоте преобразования к элементам выпрямителя и фильтра предъявляются очень жесткие требования: время восстановления обратного сопротивления выпрямительных диодов должно лежать в пределах от 10 до 100 нс, а емкости фильтра не должны иметь индуктивности.

В большинстве случаев высокочастотный инвертор работает на фиксированной частоте, а регулирование выходного напряжения обеспечивается с помощью широтно-импульсной модуляции управляющих сигналов. Широтно-импульсное регулирование выполняется при помощи схемы управления, на вход которой подается выходное напряжение. Для обеспечения гальванического разделения выхода от силовой сети в трансформаторных схемах инверторов обычно используются различные типы устройств гальванической развязки: оптроны, трансформаторы, изолирующие усилители и др. Формы управляющих сигналов при широтно-импульсной модуляции приведены на рис. 32.2. Глубина широтно-импульсной модуляции характеризуется коэффициентом заполнения $\gamma = t_n/T$, где t_n — длительность импульса управления, а $T = f^{-1}$ — период повторения. Если длительность импульса составляет половину периода, то $\gamma = 0,5$, т. е. 50%. При увеличении длительности импульса коэффициент заполнения растет до 100%. В общем случае коэффициент заполнения $0 \leq \gamma \leq 100\%$.

Способ получения широтно-модулированных импульсов показан на рис. 32.2 б. В схеме, приведенной на рис. 32.1, вначале формируется сигнал ошибки $u_{ош}$ (расогласования). Для этого на вход схемы управления подается выходное напряжение $U_{вых}$, которое сравнивается в усилителе сигнала ошибки (УСО) с опорным напряжением $U_{оп}$, создаваемым специальным источником опорного напряжения (ИОН).

В схеме широтно-импульсного модулятора (ШИМ) сигнал ошибки $u_{ош}$ сравнивается с линейно растущим напряжением пилообразной формы $u_{пм}$. Если из исходного состояния ШИМ принять, что $u_{ош} = U_{пм}/2$, где $U_{пм}$ — максимальное значение пилообразного напряжения, то получим, что в исходном состоянии коэффициент заполнения $\gamma_0 = 50\%$.

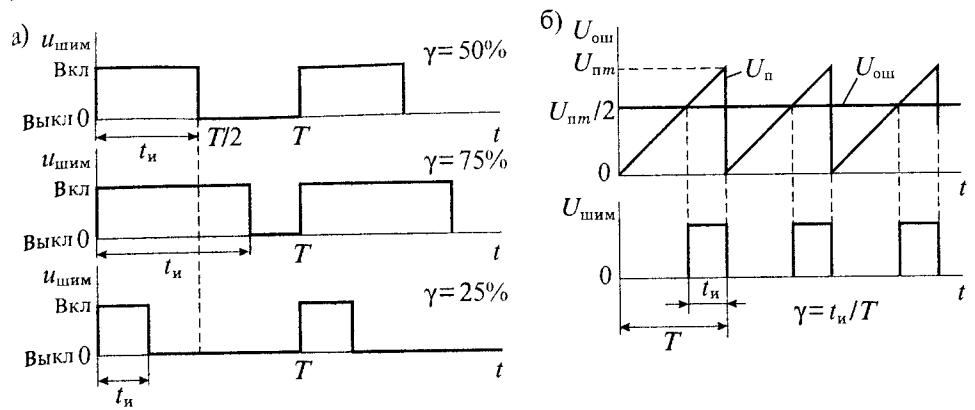


Рис. 32.2. Форма импульсов при широтно-импульсной модуляции (а) и способ их получения (б)

При увеличении выходного напряжения $U_{вых} > U_{вых,ном}$ сигнал ошибки также увеличивается $U_{ош} > U_{пм}/2$, а длительность импульса управления уменьшается, как показано на рис. 32.2 б.

При уменьшении выходного напряжения $U_{вых} < U_{вых,ном}$ сигнал ошибки уменьшается $U_{ош} < U_{пм}/2$, а длительность импульса увеличивается.

Изменение длительности импульса t_n приводит к изменению времени включенного состояния силового транзисторного ключа и, следовательно, к пропорциональному изменению выходного напряжения. Таким образом, в регулируемом ШИМ-инверторе обеспечивается стабилизация выходного напряжения.

Импульсные стабилизаторы напряжения. Схема понижающего импульсного стабилизатора приведена на рис. 32.3 а. В этой схеме используется накопительная индуктивность (дроссель) L , включенная последовательно с нагрузкой R_n . Для сглаживания пульсаций в нагрузке параллельно ей включен конденсатор фильтра C_f . Ключевой транзистор VT включен между источником питания E_n и накопительной индуктивностью L . Схема управления включает или выключает транзистор в зависимости от значения напряжения на нагрузке U_n . При размыкании транзисторного ключа VT ток индуктивности L протекает через диод VD . Включение в схему диода VD обеспечивает непрерывность тока в индуктивности L и исключает появление опасных выбросов напряжения на транзисторе VT в момент коммутации.

На рис. 32.3 б приведена эквивалентная схема замещения, в которой ключевой транзистор VT и диод VD заменены перекидным ключом S . При поступлении управляющего сигнала на базу транзистора VT ключ S устанавливается в положение 1, а при отсутствии управляющего сигнала ключ S устанавливается в положение 2, обеспечивая непрерывность тока в дросселе L . В зависимости от значения параметров схемы возможны два режима работы: 1) непрерывного и 2) прерывистого тока в дросселе.

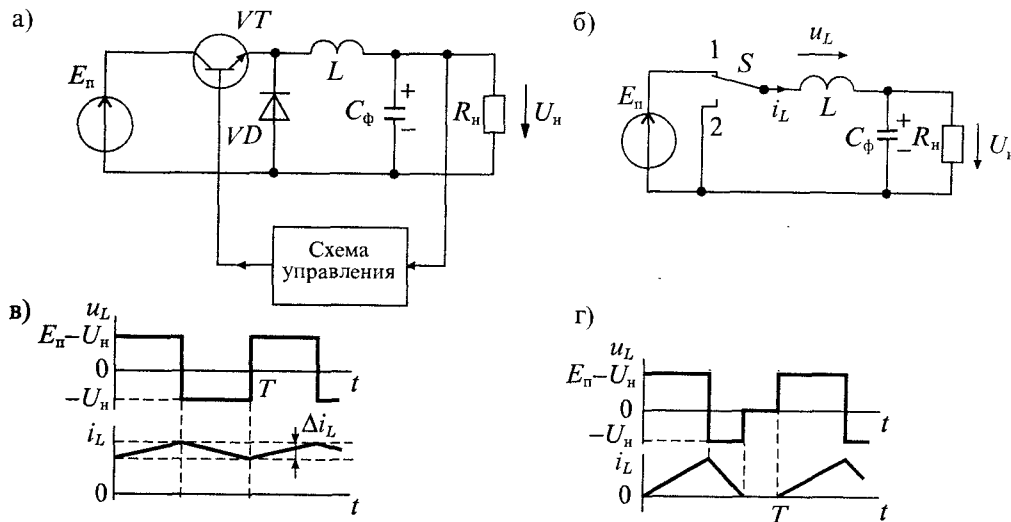


Рис. 32.3. Схема понижающего импульсного стабилизатора (а), его эквивалентная схема (б), графики тока и напряжения в дросселе в режиме непрерывного тока (в) и прерывистого тока (г)

Рассмотрим вначале режим непрерывного тока в дросселе L . Для обеспечения режима непрерывного тока в дросселе его индуктивность должна выбираться по формуле

$$L_{\phi} \geq TR_{\text{н}}(1-\gamma)/2. \quad (32.1)$$

При включении транзистора VT ключ S устанавливается в положение 1 и в дросселе L начинает возрастать ток, достигая своего максимального значения к моменту выключения транзистора VT . Накопление энергии в дросселе L и конденсаторе фильтра C_{ϕ} приводит к небольшому увеличению напряжения на нагрузке (рис. 32.3 в).

По сигналу, поступившему от схемы управления, транзистор VT запирается, а диод VD отпирается, что соответствует переводу ключа S в положение 2. Энергия, накопленная в дросселе L , и конденсаторе C_{ϕ} , начинает расходоваться в нагрузку и ток дросселя начинает уменьшаться по линейному закону. Этот спад продолжается вплоть до нового отпираания транзистора VT .

Напряжение на дросселе в период накопления энергии равно $(E_{\text{п}} - U_{\text{н}})$. В момент коммутации дросселя ключом S напряжение на нем скачком принимает значение $-U_{\text{н}}$. Полный перепад напряжения на дросселе, таким образом, равен E . Напряжение на нагрузке пропорционально коэффициенту заполнения

$$U_{\text{н}} = E_{\text{п}} \gamma. \quad (32.2)$$

При уменьшении индуктивности дросселя относительно значения, определенного по формуле (32.1), происходит переход в режим прерывистого тока в нем. Форма тока в дросселе в этом режиме приведена на рис. 32.3 г. Когда ток

в дросселе падает до нулевого значения, диод VD запирается, а сигнал отпираания транзистора VT еще не поступил, поэтому ключ S на эквивалентной схеме оказывается не подключенным к контактам 1 или 2, а находится как бы между ними. При этом напряжение на дросселе и ток в нем некоторое время равны нулю. В таком режиме ухудшается использование ключевого транзистора, возрастает требуемая емкость конденсатора фильтра, увеличиваются пульсации тока в дросселе и в нагрузке.

Схема повышающего импульсного стабилизатора приведена на рис. 32.4 а. В этой схеме дроссель включен последовательно с источником питания $E_{\text{п}}$, а диод VD последовательно с нагрузкой. Эквивалентная схема замещения приведена на рис. 32.4 б. При включении транзистора VT ключ S переводится в положение 1 и дроссель L подключается непосредственно к источнику питания $E_{\text{п}}$. Ток в дросселе начинает линейно нарастать, пока из схемы управления не поступит сигнал на запираение транзистора VT .

После запираения транзистора VT избыточная энергия, накопленная в дросселе L , через открытый диод VD поступает в нагрузку, подзаряжая конденсатор фильтра C_{ϕ} . Этому режиму соответствует переключение ключа S в положение 2, при котором напряжение на дросселе складывается с напряжением источника питания, в результате чего конденсатор фильтра C_{ϕ} заряжается до напряжения $U_{\text{н}} > E_{\text{п}}$. Формы тока и напряжения на дросселе L приведены на рис. 32.4 в. Полный перепад напряжения на дросселе равен $(U_{\text{н}} - 2E_{\text{п}})$.

Схема инвертирующего импульсного стабилизатора приведена на рис. 32.5 а. В этой схеме последовательно с источником питания $E_{\text{п}}$ включен транзистор VT , а диод VD включен последовательно с нагрузкой $R_{\text{н}}$. Эквивалентная схема инвертирующего стабилизатора напряжения приведена на рис. 32.5 б.

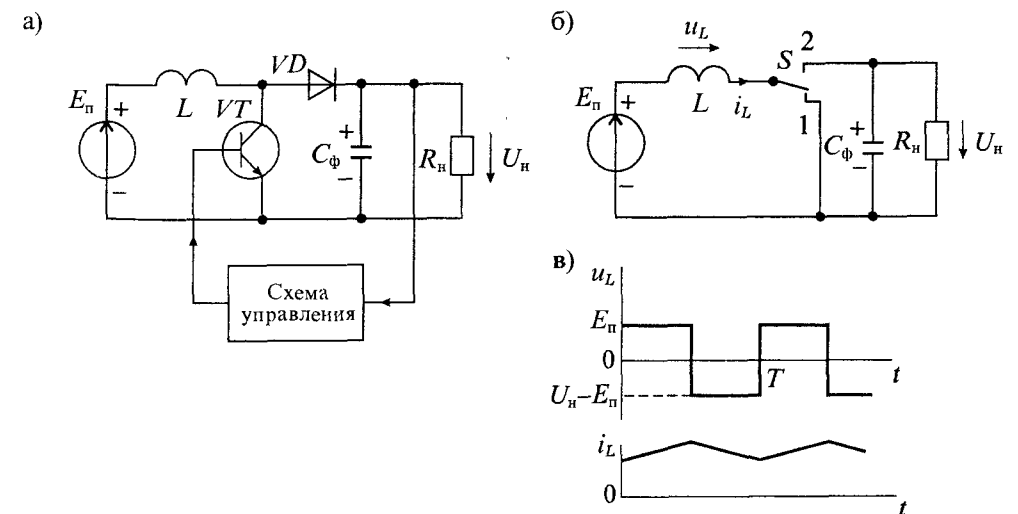


Рис. 32.4. Схема повышающего импульсного стабилизатора (а), его эквивалентная схема (б) и графики напряжения и тока в дросселе (в)

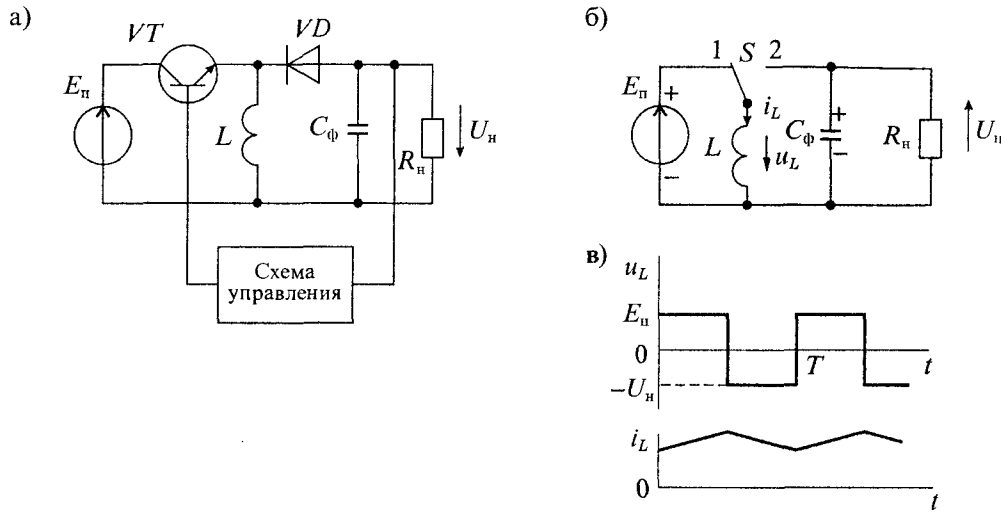


Рис. 32.5. Схема инвертирующего импульсного стабилизатора напряжения (а), его эквивалентная схема (б) и графики напряжения и тока в дросселе (в)

При включенном транзисторе VT ключ S установлен в положение 1, в результате чего дроссель L подключается непосредственно к источнику питания E_n и ток в нем начинает линейно нарастать (рис. 32.5 в). Рост тока происходит до тех пор, пока не поступит сигнал из схемы управления на запирающие транзистора VT . При этом на эквивалентной схеме переключатель S установится в положение 2 и дроссель L подключится параллельно нагрузке и конденсатору фильтра C_ϕ . Поскольку ток в дросселе после коммутации транзистора VT не меняет своего направления, то полярность напряжения на нагрузке будет обратна полярности источника питания, т.е. происходит инверсия полярности.

Регулировочные характеристики импульсных стабилизаторов показывают зависимость относительного выходного напряжения стабилизатора от коэффициента заполнения импульсов $U_n/E_n = f(\gamma)$. Для понижающего стабилизатора напряжения регулировочная характеристика в соответствии с формулой (32.2) имеет вид:

$$\frac{U_n}{E_n} = \gamma(1 - \sigma), \tag{32.3}$$

где $\sigma = r_L/R_n$ — отношение сопротивления дросселя r_L к сопротивлению нагрузки R_n .

Очевидно, что для стабилизатора понижающего типа эта характеристика линейна, а ее наклон зависит от отношения активных сопротивлений дросселя и нагрузки. Напряжение на нагрузке в таком стабилизаторе не может быть больше напряжения питания, а линейность регулировочной характеристики улучшает условия его устойчивой работы. Регулировочная характеристика понижающего стабилизатора при $\sigma = 0$ и 0,5 приведена на рис. 32.6 а.

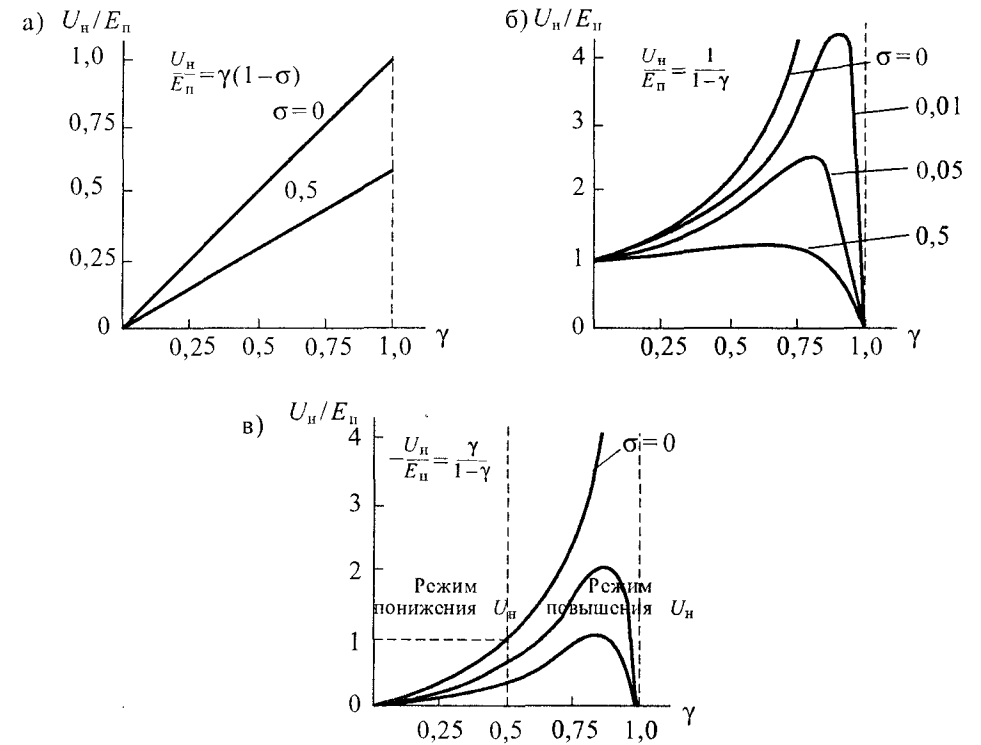


Рис. 32.6. Регулировочные характеристики импульсных стабилизаторов: понижающего (а), повышающего (б) и инвертирующего (в)

Регулировочная характеристика повышающего стабилизатора определяется уравнением

$$\frac{U_n}{E_n} = \frac{(1 - \sigma)(1 - \gamma)}{\sigma + (1 - \sigma)(1 - \gamma)^2}, \tag{32.4}$$

где $\sigma = r_L/R_n$, r_L — сопротивление дросселя, R_n — сопротивление нагрузки.

В идеальном случае при $\sigma = 0$ регулировочная характеристика определяется формулой $U_n/E_n = (1 - \gamma)^{-1}$, и при $\gamma \rightarrow 1$ она устремляется в бесконечность. При наличии потерь в дросселе (а также в диоде и транзисторе) на регулировочной характеристике будет экстремум, значение которого сильно зависит от значения σ , как показано на рис. 32.6 б.

Регулировочная характеристика инвертирующего стабилизатора без учета потерь в элементах схемы (т.е. при $r_L = 0$) определяется выражением

$$-(U_n/E_n) = \gamma/(1 - \gamma). \tag{32.5}$$

Очевидно, что такой стабилизатор может работать как с повышением, так и с понижением выходного напряжения (рис. 32.6 в).

Однотактные трансформаторные преобразователи по принципу действия делят на обратнoходовые и прямоходовые, которые по способу возбуждения можно разделить на автоколебательные (с самовозбуждением) и с задающим генератором (с внешним возбуждением). В автоколебательных однотактных преобразователях наибольшее распространение получили схемы с трансформаторной обратной связью, так называемые блокинг-генераторы.

Автоколебательный блокинг-генератор — это релаксационный генератор импульсов, содержащий однокаскадный усилитель с импульсным трансформатором в цепи положительной обратной связи. Блокинг-генератор может быть построен на любом типе транзистора (и даже на электронной лампе). Схема автоколебательного блокинг-генератора приведена на рис. 32.7 а.

В этой схеме транзистор VT работает в режиме ключа с импульсами управления, снимаемыми со специальной обмотки w_6 трансформатора T_p . Базовая обмотка w_6 трансформатора имеет индуктивную связь с коллекторной обмоткой w_k . Полярности этих обмоток должны быть выбраны таким образом, чтобы обеспечить положительную обратную связь. На рис. 32.7 а однополярные концы обмоток обозначены точками. К выходной обмотке w_n подключается нагрузка блокинг-генератора. Поскольку напряжение на выходной обмотке w_n имеет форму разнополярных импульсов, то для получения на нагрузке постоянного напряжения используется однополупериодный диодный выпрямитель с емкостным фильтром.

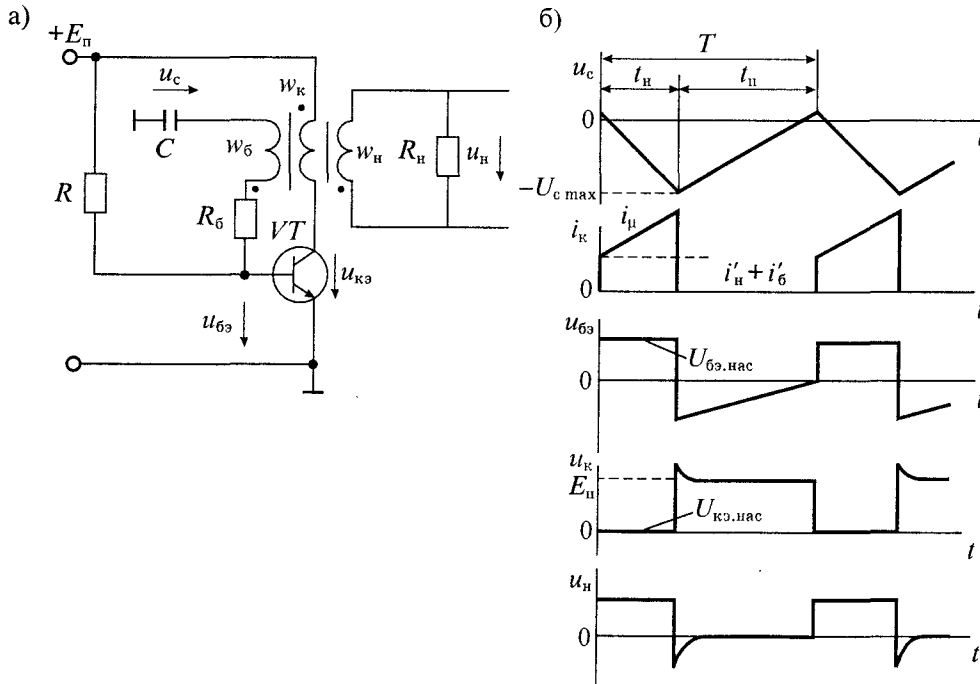


Рис. 32.7. Схема блокинг-генератора (а) и графики токов и напряжений в нем (б)

В зависимости от соотношения полярности выходной обмотки и выпрямительного диода такая схема может работать или как прямоходовая, или как обратнoходовая.

Рассмотрим вначале работу блокинг-генератора без выпрямительного диода в цепи нагрузки. При включении питания начинается заряд конденсатора C , включенного в цепь базовой обмотки w_6 , через сопротивление R от источника питания с напряжением E_n . Когда напряжение на конденсаторе C достигнет значения, при котором отпирается транзистор VT , начинается формирование импульса. При этом за счет положительной обратной связи в базе транзистора VT формируется импульс тока базы, который вводит транзистор в насыщение. Ток базы может быть таким большим, что транзистор оказывается в состоянии глубокого насыщения. Поскольку импульс напряжения, снимаемый с базовой обмотки, приложен плюсом к базе, то конденсатор за время насыщенного состояния транзистора VT заряжается до некоторого отрицательного напряжения. Процесс заряда конденсатора показан на графиках рис. 32.7 б. При этом сопротивление R_6 в цепи базы ограничивает ток базы насыщенного транзистора VT .

На время формирования импульса насыщенный транзистор можно заменить переключкой, и в результате схема замещения примет вид, показанный на рис. 32.8 а. Приводя нагрузки обмоток w_6 и w_n к коллекторной обмотке w_k , получим приведенную схему замещения, изображенную на рис. 32.8 б. На этой схеме замещения введены следующие обозначения: i_μ — ток намагничивания трансформатора, i_k — ток коллектора транзистора VT , i'_n — приведенный ток нагрузки, i'_6 — приведенный ток базы, L_μ — индуктивность намагничивания.

Пользуясь схемой, изображенной на рис. 32.8 б, найдем ток намагничивания трансформатора T_p :

$$i_\mu = i_k - i'_n - i'_6 = \frac{1}{L_\mu} \int E_n dt = \frac{1}{L_\mu} E_n t, \quad (32.6)$$

где $i'_n = E_n / R'_n$ — приведенный ток нагрузки, $i'_6 = E_n / R'_6$ — приведенный ток базы, $R'_n = R_n / n_n^2$ — приведенное сопротивление нагрузки, $R'_6 = R_6 / n_6^2$ — приведенное сопротивление базы, $n_6 = w_6 / w_k$ — коэффициент трансформации базовой обмотки, $n_n = w_n / w_k$ — коэффициент трансформации нагрузочной обмотки, w_k, w_6, w_n — число витков коллекторной, базовой и нагрузочной обмоток соответственно.

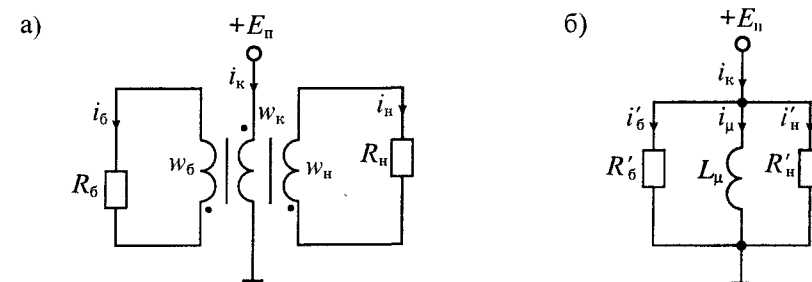


Рис. 32.8. Схема замещения блокинг-генератора на время формирования импульса (а) и ее приведенная схема замещения (б)

Как следует из уравнения (32.6), ток намагничивания линейно растет во времени, а токи базы и нагрузки остаются неизменными. В результате при резистивной нагрузке ток коллектора транзистора содержит ступенчатую составляющую ($i'_н + i'_б$) и линейно нарастающую $i_μ$. При нарастании тока коллектора ток базы остается неизменным, поэтому коэффициент насыщения транзистора постепенно уменьшается. При выполнении равенства $i_к = BI_б$ транзистор выходит из насыщения и переходит в линейный (т. е. усилительный) режим. В результате за счет положительной обратной связи происходит регенеративный процесс, в результате которого транзистор оказывается запертым.

Длительность импульса, генерируемого во время насыщенного состояния транзистора, определим из уравнения (32.6), положив $i_к = BI'_б$:

$$t_n = L_{\mu} \left(\frac{n_б B - n_б^2}{R_б} - \frac{n_н^2}{R_{\mu}} \right). \quad (32.7)$$

После окончания импульса начинается перезаряд емкости C через сопротивление R , пока транзистор VT не войдет вначале в линейный режим, а затем — в состояние насыщения. Далее процесс генерации импульсов повторяется.

Длительность паузы между импульсами определяется постоянной времени базовой цепи и напряжением питания E_n и может быть рассчитана по формуле:

$$t_n = RC \ln \left(1 + \frac{|u_{c \max}|}{E_n} \right) \approx RC \frac{|u_{c \max}|}{E_n}. \quad (32.8)$$

Период повторения колебаний блокинг-генератора равен $T = t_n + t_n$, а частота колебаний $f = T^{-1}$. Сопротивление R выбирают из условия необходимой температурной стабилизации длительности паузы по формуле

$$R \leq \frac{E_n}{10T_{к0}}. \quad (32.9)$$

Обратноходовой преобразователь с автоколебательным блокинг-генератором приведен на рис. 32.9 а. В этой схеме процесс переноса энергии в нагрузку разделен на два этапа. На первом этапе, когда транзистор VT находится в насыщенном состоянии, происходит процесс накопления энергии в трансформаторе. В это время нагрузка отключена от обмотки w_n при помощи диода D . Так как базовая цепь представляет очень малую нагрузку, то можно считать, что на этом этапе коллекторный ток транзистора равен току намагничивания:

$$i_к = i_μ = \frac{L_к}{E_n} t$$

и растет линейно во времени.

При $t = t_n$ ток коллектора достигает максимального значения $I_{км}$ и начинается второй этап, на котором транзистор выходит из насыщения. Ток базы при этом будет равен $I_б = E_n n_б / R_б$. В результате регенеративного процесса транзистор VT запирается и на обмотке w_n меняется полярность напряжения, что приводит к отпираанию диода D , и энергия, накопленная в трансформаторе, поступает в нагрузку.

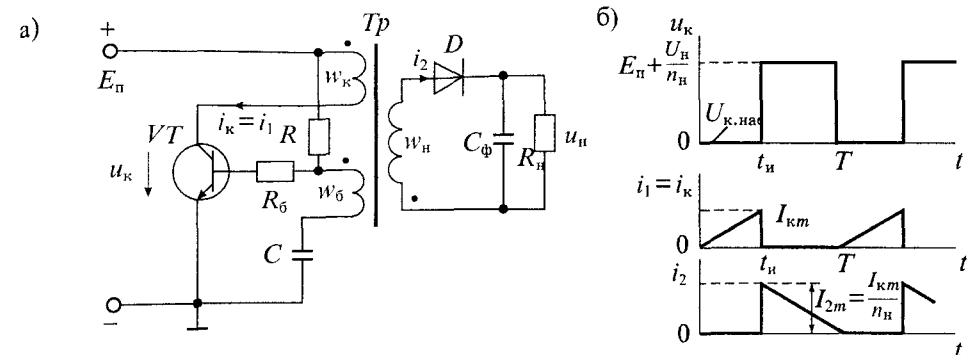


Рис. 32.9. Обратноходовой преобразователь с автоколебательным блокинг-генератором (а) и графики токов и напряжения в нем (б)

Графики токов и напряжения в схеме приведены на рис. 32.9 б. Напряжение на насыщенном транзисторе равно $U_{к,нас}$, а на запертом —

$$U_{км} = E_n + U_n / n_n, \quad (32.10)$$

где U_n / n_n — напряжение на коллекторной обмотке на втором этапе.

Выходное напряжение можно определить по формуле

$$U_n = E_n n_n \gamma / (1 - \gamma). \quad (32.11)$$

Для стабилизации выходного напряжения, как следует из формулы (32.11), требуется изменять коэффициент заполнения γ при изменении напряжения на нагрузке. Для этого в схему преобразователя вводится цепь отрицательной обратной связи, которая регулирует время включенного состояния транзистора VT (на схеме рис. 32.9 ее нет).

Двухтактный автоколебательный генератор с индуктивной обратной связью и насыщающимся сердечником (генератор Ройера) выполнен по схеме, изображенной на рис. 32.10 а. В этом генераторе транзисторы $VT1$ и $VT2$ попеременно находятся в состоянии насыщения и отсечки. Поскольку в состояниях насыщения и отсечки транзисторы теряют управление по базе, то для перевода насыщенного транзистора в режим отсечки необходимо вначале перевести транзистор в линейный режим, чтобы восстановилась положительная обратная связь. После восстановления положительной обратной связи возникает регенеративный процесс, в результате которого транзисторы переходят в другое состояние.

Граница между областями насыщения и линейного режима определяется, так же как в блокинг-генераторе, равенством $I_к = BI_б$. Рассасывание неосновных носителей в базе происходит при увеличении тока коллектора до значения $I_{к \max} = BI_б$. Элементом, который в генераторе Ройера приводит к резкому росту тока коллектора, является насыщающийся сердечник. При насыщении сердечника ток намагничивания резко увеличивается и, следовательно, увеличивается ток коллектора транзистора. Когда ток коллектора достигнет значения $I_{к \max}$, транзистор выйдет

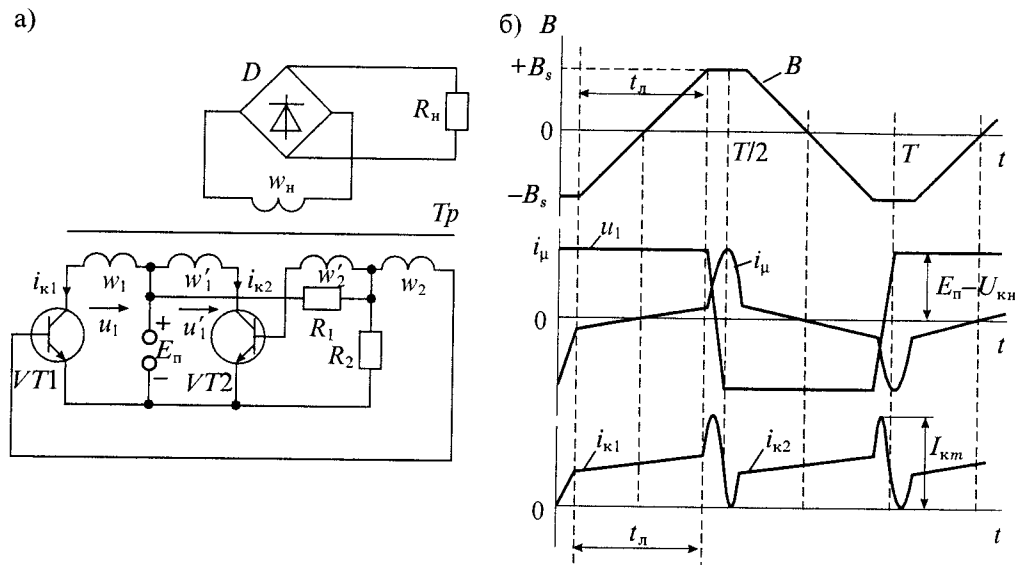


Рис. 32.10. Схема генератора Ройера (а) и графики изменения токов и напряжения в нем (б)

из насыщения и начнется регенеративный процесс, который сопровождается сменой полярности выходного напряжения.

Для определения частоты колебаний генератора Ройера найдем вначале время перемагничивания сердечника трансформатора под действием напряжения E_n . Скорость изменения магнитной индукции определяется выражением

$$\frac{dB}{dt} = \frac{d\Phi}{dt} \frac{1}{Sw_k} = \frac{E_n - U_{кн}}{Sw_k}, \quad (32.12)$$

где S — площадь сечения сердечника трансформатора, $U_{кн}$ — напряжение насыщения, w_k — число витков первичной (коллекторной) обмотки.

За время перемагничивания t_n индукция изменится от $-B_s$ до $+B_s$, поэтому

$$t_n \frac{dB}{dt} \approx 2B_s.$$

Графики изменения индукции в сердечнике, а также токов и напряжений в генераторе Ройера приведены на рис. 32.10 б. Из этих графиков видно, что время перемагничивания занимает почти половину периода колебаний, т. е.

$$t_n \approx T/2 = \frac{2B_s Sw_1}{E_n - U_{кн}}. \quad (32.13)$$

Таким образом, частота колебаний генератора Ройера может быть определена по формуле

$$f = T^{-1} \approx \frac{4B_s Sw_1}{E_n},$$

т. е. она зависит от напряжения питания E_n и параметров трансформатора B_s , S , w_1 .

Сопротивления R_1 и R_2 необходимы для обеспечения запуска генератора и ограничения тока базы. Наличие значительных выбросов коллекторных токов приводит к необходимости завышения предельной мощности используемых транзисторов, а насыщение магнитопровода связано с ростом потерь на перемагничивание. Все эти недостатки генератора Ройера ограничивают его применение в высокочастотных преобразователях импульсных источников питания.

Рассмотренные автоколебательные преобразователи находят ограниченное применение в импульсных источниках питания. Блокинг-генераторы применяются в дешевых источниках питания малой мощности (до 100 Вт). Они имеют минимальное число силовых элементов, однако выходное напряжение имеет несимметричную форму, подмагничивается трансформатор и плохо используется силовой транзистор. Генераторы Ройера могут обеспечить более высокую выходную мощность (до 300 Вт), однако в них сложно обеспечить стабилизацию выходного напряжения.

Лекция 33. Интегральные микросхемы управления импульсными источниками электропитания

Виды микросхем для импульсных источников питания. В зависимости от вида преобразователя все микросхемы управления можно разделить на три группы:

- микросхемы управления импульсными стабилизаторами,
- микросхемы управления одноктактными преобразователями,
- микросхемы управления двухтактными преобразователями.

Микросхемы для управления импульсными стабилизаторами часто называют *конверторами постоянного тока — постоянный ток (DC-DC конвертеры)*, так как они используются для преобразования уровня или полярности постоянного входного напряжения. Наиболее часто их используют при необходимости преобразования нестабильного входного напряжения в стабильное выходное напряжение с высоким КПД. Их основной особенностью является наличие гальванической связи с источником входного напряжения. Иногда их применяют для прямого преобразования выпрямленного напряжения сети, однако в этом случае имеется гальваническая связь выходного напряжения с силовой сетью (если не используется силовой трансформатор на входе выпрямителя).

Импульсные одноктактные и двухтактные преобразователи обеспечивают гальваническое разделение выхода от силовой сети, однако их КПД ниже, чем у импульсных стабилизаторов. При выходной мощности не больше 150 Вт наибольшее распространение получили одноктактные обратнотходовые преобразователи. Учитывая, что такую мощность потребления имеют многие бытовые приборы: телевизоры, видеоманитофоны, проигрыватели и др., — обратнотходовые преобразователи получили очень широкое распространение.

Прямоходовые преобразователи используются в тех случаях, когда выходная мощность должна быть до 300 Вт, т. е. примерно вдвое больше, чем у обратноходовых преобразователей.

Двухтактные преобразователи обычно используются при выходной мощности от 200 Вт до 1 кВт. Среди двухтактных преобразователей наибольшее распространение получили: двухфазные (Push-Pull), полумостовые (Half-Bridge) и мостовые (Full-Bridge). Для всех этих групп преобразователей выпускается достаточно много различных микросхем управления различной степени сложности, имеющих различные виды защиты и высокую надежность.

Сравнительные характеристики ИВЭП и их стоимость для различных групп импульсных преобразователей (по данным фирмы Motorola) приведены в табл. 33.1.

Микросхемы для импульсных стабилизаторов напряжения. Структурные схемы импульсных стабилизаторов были рассмотрены в Лекции 32. Как уже отмечалось, эти стабилизаторы применяют, когда отсутствуют требования к гальванической развязке входа и выхода, а первичный источник имеет постоянное напряжение (или предварительно выпрямленное). С помощью импульсных стабилизаторов напряжения можно реализовать различные выходные напряжения при напряжении первичного источника, составляющем единицы вольт, и его ограниченной мощности.

Особенностью ИМС управления импульсными стабилизаторами является то, что они, реализуя полный набор основных функций преобразования и регулирования, имеют ограниченный набор сервисных функций по сравнению со схемами управления импульсными преобразователями.

В них обычно отсутствуют схемы плавного пуска преобразователя, устройства защиты силового транзисторного ключа от перегрузок по току или короткого замыкания в нагрузке, не предусматривается возможность дистанционного управления включением или выключением, не используется возможность синхронной или параллельной работы. В некоторых типах ИМС в состав схемы

Таблица 33.1

Сравнительные характеристики и стоимость импульсных ИВЭП

Тип преобразователя ИВЭП	Выходная мощность, Вт	Выходное напряжение, В	Выходной ток, А	Стоимость, \$ США
Импульсный стабилизатор	5	28	0,175	4
Блокинг-генератор	10	5	2,000	7
Обратноходовой	50	5	10,000	15
Прямоходовой	100	10	10,000	20
Двухфазный	200	20	10,000	25
Полумостовой	250	20	12,500	35
Мостовой	500	50	10,000	75

управления входит силовой транзисторный ключ и силовой диод, что позволяет сократить число внешних элементов, реализует короткие цепи связи элементов, повышает помехозащищенность. Исключение схем дистанционного управления и синхронизации позволяет уменьшить число выводов микросхемы до трех-четырех, что обеспечивает минимальные габариты и повышенную надежность.

В настоящее время выпускаются три основных разновидности ИМС импульсных стабилизаторов:

- импульсные стабилизаторы повышающего типа, с питанием от низкого входного напряжения от 2 до 12 В, с минимальной рассеиваемой мощностью и встроенным полевым транзистором (серия стабилизаторов 1446ПН1, 1446ПН2 и 1446ПН3);
- универсальные маломощные ИМС, которые можно использовать при построении самых различных схем импульсных стабилизаторов (например 142ЕП1 или 1156ЕУ1);
- законченные стабилизаторы, включающие схему управления и силовой транзистор на ток до 10 А (например, 1155ЕУ1).

В табл. 33.2 приведены основные характеристики ИМС импульсных стабилизаторов этих трех групп. Повышающие импульсные стабилизаторы 1446ПН1, 1446ПН2 и 1446ПН3 предназначены для работы с низким входным напряжением и фиксированным выходным напряжением +5 или +12 В. КПД таких стабилизаторов доходит до 88%, а рабочая частота преобразования до — 170 кГц. При малой выходной мощности в качестве ключевого элемента используется внутренний полевой транзистор. Для питания мощных нагрузок необходимо использование дополнительного биполярного или полевого транзистора. Основное применение такие ИМС находят в источниках бесперебойного питания отдельных плат ЭВМ.

Таблица 33.2

Основные характеристики ИМС управления импульсными стабилизаторами

Тип ИМС	Функциональное назначение	$U_{вх}$, В	$I_{вых}$, А	$f_{пр}$, кГц	$P_{расс}$, Вт (КПД, %)
1446ПН1 (MAX731)	Повышающий конвертор	2,5...5,2	0,200	170	(80)
1446ПН2 (MAX734)	То же	2...12	0,175	170	(80)
1446ПН3 (MAX641)	То же	1...12	0,450	45	(80)
142ЕП1 (LM100)	Набор элементов для построения импульсного стабилизатора	<40	0,200	100	0,6
1156ЕУ1 (μ A78S40)	То же	<40	1,500	100	1,5
1155ЕУ1 (LAS6380)	Мощный импульсный стабилизатор	<40	8,000	200	8,5

при питании измерительных приборов от гальванических элементов, в переносных устройствах связи.

Наиболее универсальными являются ИМС второй группы, которые, по существу, представляют собой набор элементов для построения импульсных стабилизаторов различных типов. Из этих микросхем наиболее совершенной является ИМС типа 1156EY1 ($\mu A78S40$), упрощенная структурная схема которой приведена на рис. 33.1 а. Микросхема представляет собой набор типовых блоков импульсного стабилизатора, расположенных на одном кристалле. В состав ИМС входят следующие узлы и блоки: источник опорного напряжения 1,25 В; операционный усилитель с напряжением смещения 0,6 мВ, коэффициентом усиления больше 200 тыс., скоростью нарастания 0,6 В/мкс; широтно-импульсный модулятор, включающий задающий генератор, компаратор, схему «И» и RS-триггер; ключевой транзистор с драйвером (предварительным усилителем); силовой диод с прямым током 1 А обратным напряжением 40 В.

Микросхема может управлять внешним биполярным или полевым транзистором, если требуется выходной ток больше 1,5 А и напряжение выше 40 В.

Частота генератора устанавливается при помощи одного внешнего конденсатора C_T , подключаемого к выводу 12 ИМС, и может изменяться от 100 Гц до 100 кГц. На рис. 33.1 б приведены графики зависимости времени включенного t_{on} и выключенного t_{off} состояний ключевого транзистора VT2 от емкости конденсатора C_T . Рабочий цикл генератора определяется отношением t_{on}/t_{off} , а частота преобразования рассчитывается по формуле $f_{np} = 1/T_{np} = 1/(t_{on} + t_{off})$.

На рис. 33.2 приведены схемы включения ИМС 1156EY1 в различных импульсных стабилизаторах: а) понижающем, б) повышающем и в) инвертирующем.

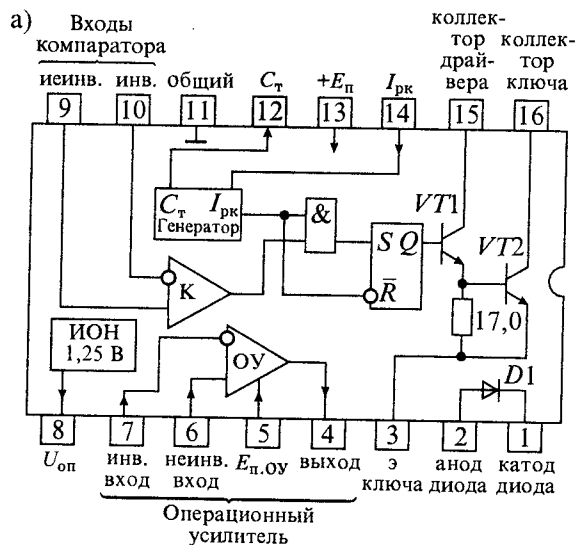


Рис. 33.1. Интегральная микросхема 1156EY1 импульсного стабилизатора напряжения (а) и зависимость времени включения/выключения от емкости C_T (б)

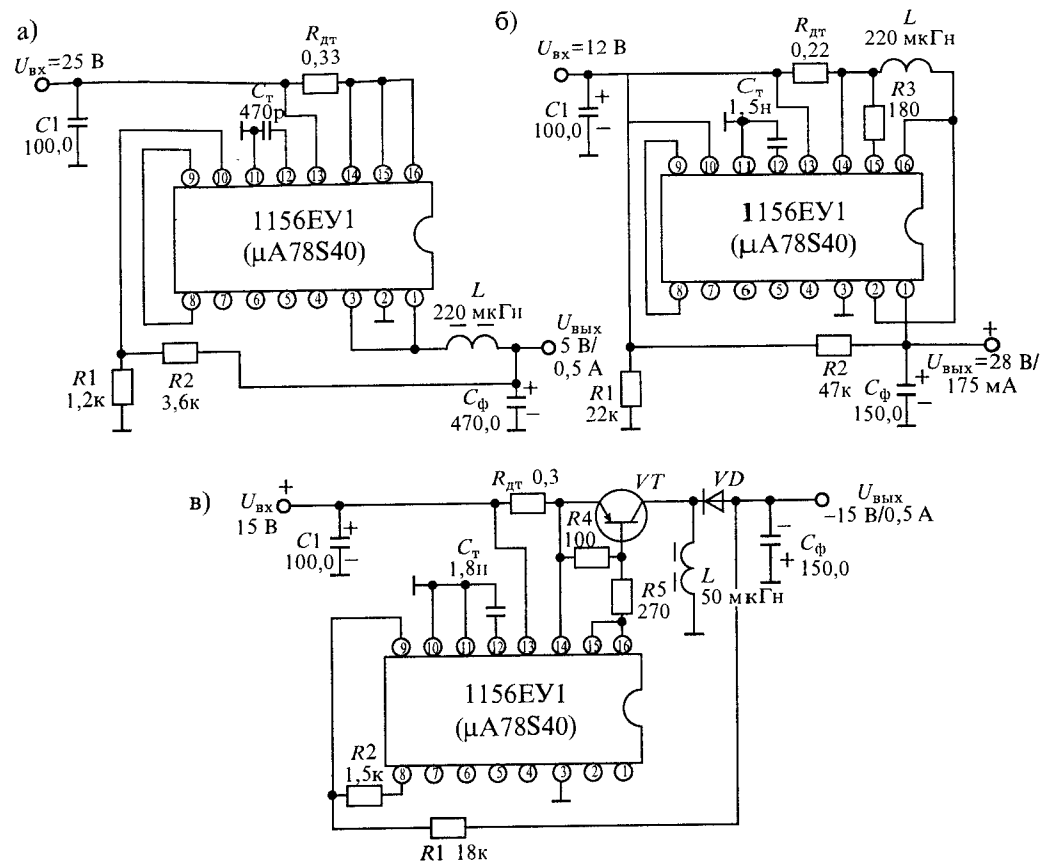


Рис. 33.2. Включение ИМС 1156EY1 в схеме импульсного стабилизатора: понижающего (а), повышающего (б) и инвертирующего (в)

В схемах понижающего и повышающего стабилизаторов (рис. 33.2а и б) использованы внутренние ключевые элементы ИМС (транзистор VT2 и диод D, показанные на рис. 33.1 а), а в схеме инвертирующего стабилизатора (рис. 33.2в) для увеличения выходной мощности установлены внешние ключевые элементы: диод VD и транзистор VT.

Накопительная индуктивность L во всех схемах внешняя, и ее значение выбирается по формуле

$$L_{min} = U_{вх} t_{on,max} / I_{рк}, \quad (33.1)$$

где $I_{рк} \approx 2I_{вых,max}$ — импульсный ток, $I_{вых,max}$ — максимальный ток в нагрузке R_n .

В процессе работы стабилизатора частота и рабочий цикл генератора изменяются. Начальная частота и рабочий цикл могут изменяться с помощью двух элементов: компаратора и схемы ограничения тока. Компаратор ШИМ изменяет время выключенного состояния t_{off} ключевого транзистора. До тех пор, пока $U_{вых}$

меньше заданного уровня $U_{\text{вых,ном}}$, на выходе компаратора будет высокий уровень так как к его прямому входу приложено опорное напряжение $U_{\text{оп}} = 1,25 \text{ В}$, а к инверсному входу приложено напряжение $U_{\text{вых}} K_d = U_{\text{вых}} R_1 / (R_1 + R_2) < U_{\text{оп}}$. Если $U_{\text{вых}}$ повышается и выполняется условие $U_{\text{вых}} K_d > U_{\text{оп}}$, то компаратор переключается в состояние низкого уровня и запрещает включение ключевого транзистора VT2. При уменьшении выходного напряжения $U_{\text{вых}} K_d < U_{\text{оп}}$ компаратор переходит в состояние высокого уровня, и время t_{off} уменьшается.

Схема ограничения тока состоит из датчика тока $R_{\text{дт}}$, включенного между выводами 13 ($U_{\text{вх}}$) и 14 ($I_{\text{рк}}$). Сигнал с датчика тока $R_{\text{дт}}$ изменяет время включенного состояния $t_{\text{он}}$ ключевого транзистора. Сопротивление датчика тока выбирают по формуле $R_{\text{дт}} = 0,33 / I_{\text{рк}}$. Если напряжение на датчике тока меньше $0,33 \text{ В}$, то время $t_{\text{он}}$ не ограничивается. При увеличении напряжения на датчике тока выше $0,33 \text{ В}$ включается схема ограничения тока, которая снижает время включенного состояния $t_{\text{он}}$ ключевого транзистора. При увеличении нагрузки происходит уменьшение $t_{\text{он}}$ и t_{off} , что приводит к повышению частоты преобразователя.

Перейдем теперь к ИМС управления однотактными преобразователями. На рис. 33.3 а приведена схема однотактного обратного преобразователя без обмотки размагничивания высокочастотного трансформатора T_p (обмотки рекуперации). На вход такого преобразователя поступает напряжение $+E_n$ от сетевого выпрямителя СВ. С выхода преобразователя снимается выходное напряжение $U_{\text{вых}}$, которое поступает на нагрузку. Для стабилизации выходного напряжения используется отрицательная обратная связь с выхода на базу ключевого транзистора VT. При увеличении выходного напряжения уменьшается значение коэффициента заполнения импульсов γ , т. е. схема управления обеспечивает широтно-импульсное регулирование работы инвертора.

В схеме однотактного обратного преобразователя во время включенного состояния силового транзистора $t_{\text{он}}$ ненасыщающийся трансформатор T_p выполняет функции индуктивного накопителя энергии, так как нагрузка отключена запертым диодом VD, к аноду которого подводится обратное напряжение с обмотки w_n .

Во время паузы (т. е. при запертом транзисторе VT) накопленная энергия через обмотку w_n и диод VD передается в нагрузку R_n и заряжает конденсатор C_ϕ .

В интервале накопления энергии диод VD закрыт и конденсатор C_ϕ частично разряжается на нагрузку. Изменением коэффициента заполнения γ можно регулировать среднее значение выходного напряжения

$$U_{\text{вых}} = \gamma(E_n - \Delta U_{VT} - \Delta U_1) n / (1 - \gamma) - \Delta U_{VD} - \Delta U_2 \approx E_n \gamma / (1 - \gamma), \quad (33.2)$$

где $n = w_n / w_k$ — коэффициент трансформации, ΔU_{VT} , ΔU_{VD} , ΔU_1 , ΔU_2 — падения напряжения на силовом транзисторе, диоде, активном сопротивлении обмоток r_1 и r_2 трансформатора соответственно.

Как видно из формулы (33.2), в такой схеме выходное напряжение не зависит от тока нагрузки и частоты преобразования $f_{\text{пр}}$, а определяется только напряжением питания E_n и коэффициентом заполнения γ , т. е. регулирование выходного напряжения возможно только за счет ШИМ сигнала управления.

Недостатком такой схемы преобразователя является значительное перенапряжение на коллекторе силового транзистора VT вследствие наличия индуктивности

рассеяния трансформатора T_p . Напряжение на коллекторе транзистора будет максимальным, когда он находится в состоянии отсечки: $U_{VT \text{ макс}} = E_n \text{ макс} + n U_n$. Кроме этого, магнитопровод трансформатора работает с подмагничиванием постоянным током, поэтому в него вводится воздушный зазор, что приводит к увеличению его габаритов. Для уменьшения напряжения на транзисторе и повышения КПД преобразователя в него можно ввести дополнительную обмотку w_p размагничивания сердечника, как показано на рис. 33.3 б. Благодаря этой обмотке избыточная энергия, накопленная в трансформаторе T_p , на этапе обратного хода (т. е. при запертом транзисторе VT) через диод D_p передается в конденсатор С входного фильтра, подзаряжая его.

В другом варианте однотактного преобразователя используется прямое включение выпрямительного диода VD1, который отпирается во время включенного состояния силового транзистора VT, как показано на рис. 33.4 а.

Таким образом, когда транзистор VT находится в режиме насыщения, энергия из первичного источника поступает через трансформатор T_p и диод VD1 в нагрузку R_n и на заряд конденсатора C_ϕ . Для ограничения тока в диоде VD1 последовательно с ним включается дроссель фильтра, так что фильтр прямоходового инвертора всегда начинается с индуктивности L_ϕ . Для поддержания непрерывного тока в индуктивности L_ϕ при запириании силового транзистора, а следовательно, и диода VD1, в схему введен второй диод VD2.

Затем, когда транзистор VT закрыт, конденсатор C_ϕ отдает накопленную энергию в нагрузку. Отсюда следует, что при использовании данной схемы можно получить вдвое большую мощность на выходе, чем в схеме однотактного обратного преобразователя. Форма тока коллектора в этой схеме близка к прямоугольной, а его значение зависит от индуктивности первичной обмотки, сопротивления нагрузки R_n и емкости конденсатора фильтра C_ϕ .

Однако, в такой схеме при запириании транзистора на нем возникает повышенное напряжение, особенно значительное в режиме холостого хода. Для снижения перенапряжений и повышения КПД в таких преобразователях обязательно применение рекуперационной обмотки w_p с диодом D_p , как показано на рис. 33.4 б. Чтобы предотвратить насыщение магнитопровода, обмотки w_k и w_p должны иметь одинаковое число витков и коэффициент связи, близкий к единице.

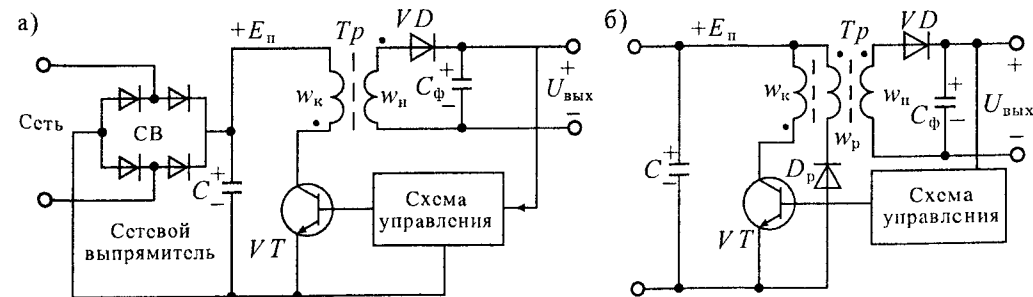


Рис. 33.3. Однотактный преобразователь обратного хода: без обмотки рекуперации (а) и с обмоткой рекуперации (б)

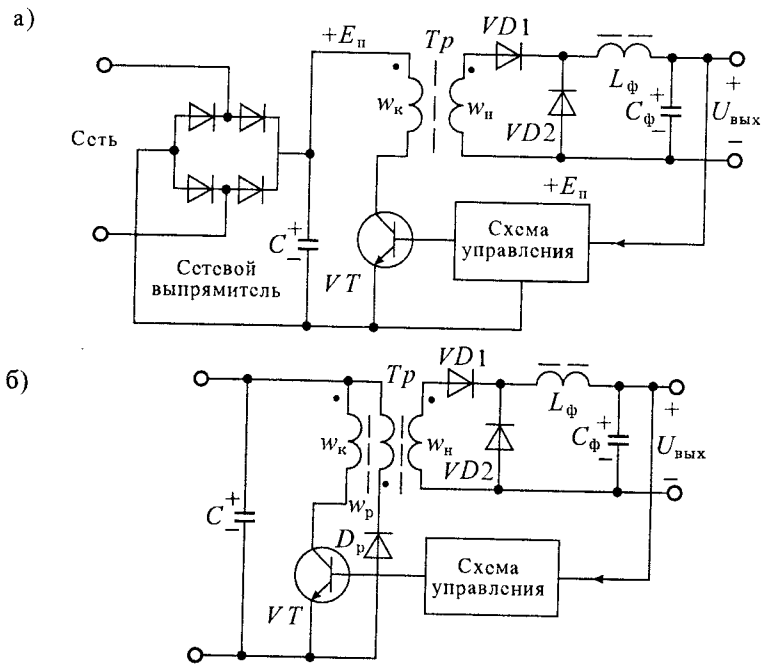


Рис. 33.4. Однотактный преобразователь прямого хода: без обмотки рекуперации (а) и с обмоткой рекуперации (б)

Когда транзистор VT находится в режиме насыщения происходит намагничивание магнитопровода. После запираания транзистора VT сигналом из схемы управления диод $VD1$ запирается, а энергия, запасенная в магнитопроводе, через обмотку w_p рекуперации и диод D_p передается в первичный источник питания, подзаряжая конденсатор C . В режиме отсечки напряжение на транзисторе достигает значения $2E_n$ из-за наведенного напряжения из обмотки рекуперации.

Таким образом, к недостаткам прямоходовых преобразователей следует отнести более сложную схему, недостаточное использование трансформатора из-за подмагничивания постоянным током и повышенные напряжения на элементах схемы. К достоинствам относят повышенную выходную мощность.

Уменьшить напряжение на транзисторе до уровня E_n , что особенно важно при питании конвертора от сетевого выпрямителя, и упростить конструкцию трансформатора, исключив обмотку размагничивания, можно применением одно-тактной полумостовой схемы конвертора, приведенной на рис. 33.5. В этой схеме транзисторы $VT1$ и $VT2$ отпираются одновременно. При их отпирании происходит передача энергии первичного источника через трансформатор Tr и диод $VD3$ в нагрузку. При этом магнитопровод трансформатора намагничивается в прямом направлении током i_n , как показано на рис. 33.5.

При запираании транзисторов $VT1$ и $VT2$ полярность напряжения на обмотке w_k изменяется на противоположную и через открытые диоды $VD1$ и $VD2$ обмотка

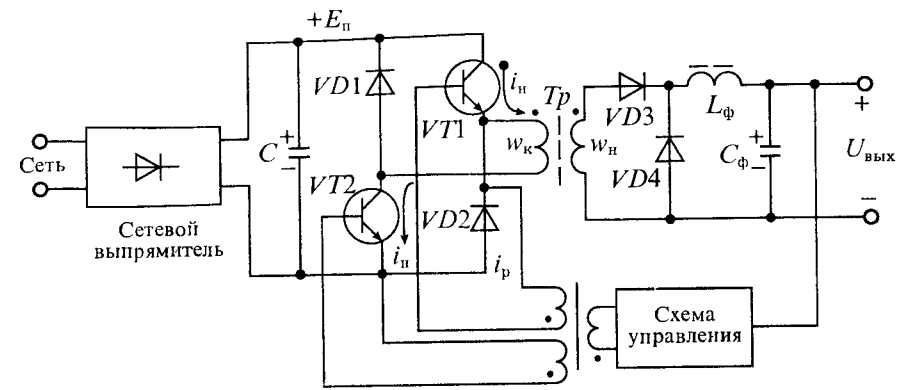


Рис. 33.5. Схема однотактного полумостового преобразователя

w_k подключается к конденсатору C , отдавая ему избыточную энергию. При этом напряжение на запертых транзисторах не может быть больше E_n . Иначе говоря, обмотка w_k при запертых транзисторах $VT1$ и $VT2$ играет роль обмотки рекуперации. К недостаткам этой схемы следует отнести увеличенное вдвое число силовых элементов — транзисторов и диодов, а к достоинствам — пониженное вдвое напряжение на силовых транзисторах и диодах, а также отсутствие обмотки рекуперации.

Для управления однотактными преобразователями разработано и выпускается большое количество различных микросхем управления. Основные характеристики микросхем управления однотактными инверторами приведены в табл. 33.3. Все микросхемы управления однотактными преобразователями можно разделить на следующие группы:

- микросхемы управления однотактными обратногоходовыми инверторами без силового транзистора (например, 1033EY1, 1033EY2, 1033EY3, 1033EY5);
- микросхемы управления однотактными инверторами любого типа, включая импульсные стабилизаторы (1033EY10, 1033EY11, 1056EY3);
- однотактные ШИМ контроллеры со встроенными мощными МОП или биполярными транзисторами (1033EY9, PWR-TOP200-4/14).

На рис. 33.6 а приведена упрощенная структурная схема универсальной ИМС управления однотактными инверторами типа 1033EY10. В состав микросхемы входят: задающий генератор с внешними частотно-задающими элементами R_T и C_T ; усилитель сигнала ошибки (УСО); широтно-импульсный модулятор (ШИМ); источник опорного напряжения +5 В (ИОН); выходной усилитель мощности (драйвер) и элементы защиты по току силового транзистора, снижению входного и опорного напряжений.

Работа этой ИМС происходит следующим образом. Задающий генератор (ЗГ), в состав которого входят частотно-задающие элементы R_T и C_T , генерирует импульсы, которые управляют работой ШИМ. Конденсатор C_T заряжается от ИОН до напряжения приблизительно 2,8 В, после чего разряжается до напряжения

Таблица 33

Микросхемы управления однопольными инверторами ИВЭП

Тип ИМС (аналог)	Функциональное назначение	$U_{вх}$, В	$I_{вых}$, А	$f_{пр}$, кГц
1033EY1 (TDA4601)	Контроллер однопольного обратного инвертора	20	1,50	90
1033EY5 (TDA4605)	Контроллер однопольного обратного инвертора с МОП транзистором	20	1,50	250
KP1021XA1 (TDA2582)	ШИМ контроллер с устройством синхронизации	10...14	0,04	100
1033EY10 (UC3842)	Однополюсный ШИМ контроллер мощного МОП транзистора с $\gamma=100\%$	30	1,00	500
1033EY11 (UC3844)	То же, но с $\gamma=50\%$	—	—	—
1156EY3 (UC3823)	Однополюсный высокочастотный ШИМ контроллер	30	1,50	1000
1033EY9 (PWR-SMP210)	Однополюсный ШИМ контроллер со встроенным мощным МОП транзистором	30...400	0,80	800

1,2 В ток от внутреннего источника. Форма напряжения на конденсаторе показана на рис. 33.6 б. Во время разряда конденсатора C_T генератор формирует блокирующий импульс u_d , который определяет время паузы («мертвое время», или dead time). Регулировать время паузы можно изменением емкости C_T . При увеличении C_T можно увеличить время паузы τ_d до половины периода колебаний генератора. При этом коэффициент заполнения будет равен 50%.

После окончания импульса u_d схема ШИМ через драйвер формирует выходной сигнал $u_{вых}$, который запускает (включает) внешний полевой транзистор VT . При использовании ИМС в схеме обратного инвертора ток транзистора VT будет линейно нарастать до тех пор, пока напряжение $u_{дт}$, снимаемое с датчика тока $R_{дт}$, не станет равным (или пропорциональным) выходному напряжению УСО — $U_{усо}$. В этот момент времени прекращается рост тока стока транзистора и формируется импульс сброса (Reset), который запирает силовой транзистор VT . В результате выходное напряжение ИМС, снимаемое с вывода 6, будет модулированным по длительности (ширине).

Графики, иллюстрирующие зависимость частоты генератора от параметров частотно-задающих элементов R_T и C_T , приведены на рис. 33.7 а. Рекомендуемые фирмой значения емкости $C_T=100$ пФ...10 нФ; сопротивления $R_T=1...100$ кОм. Зависимость относительного времени паузы от частоты генератора и емкости C_T приведена на рис. 33.7 б. Как следует из этого графика, длительность паузы может изменяться от 1 до 50% периода колебаний при $C_T \geq 1$ нФ. При уменьшении емкости C_T до 100 пФ относительная длительность паузы снижается примерно в пять раз и не превышает 10%.

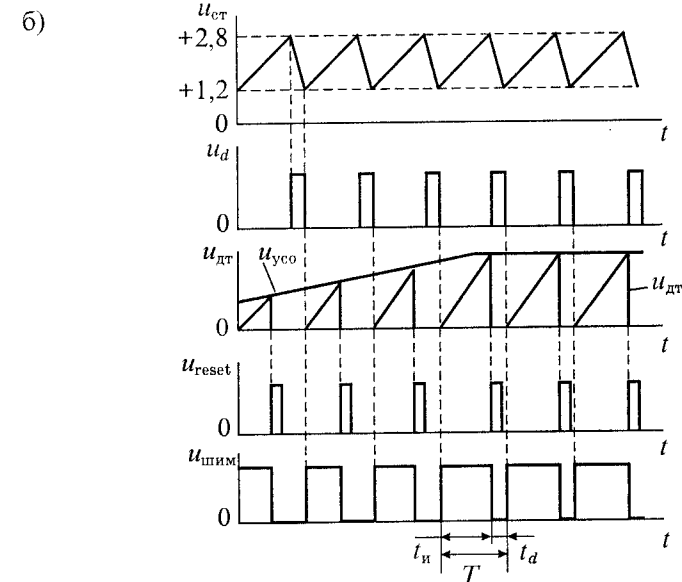
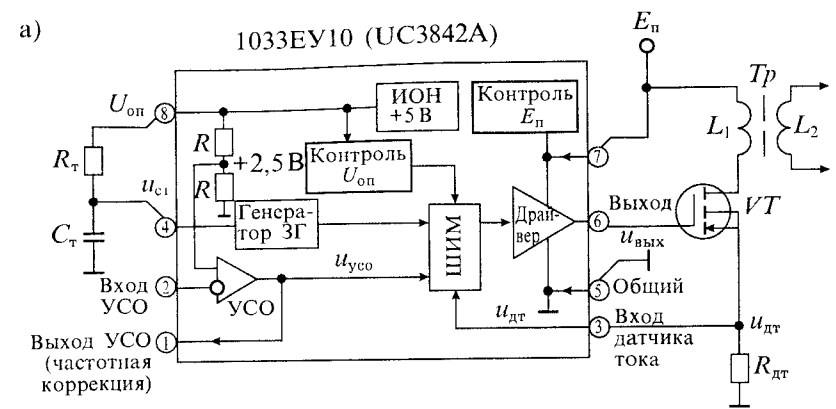


Рис. 33.6. Микросхема управления 1033EY10 для однопольных преобразователей (а) и графики напряжений (б)

Схема однополюсного преобразователя обратного хода на ИМС типа 1033EY10 приведена на рис. 33.8. Эта схема имеет следующие особенности:

- в цепи датчика тока $R_{дт}$ установлен фильтр R_6, C_4 , который подавляет паразитные помехи, возникающие при коммутации силового транзистора VT ;
- напряжение обратной связи снимается с отдельной обмотки w_3 , выпрямляется диодом $VD1$ и фильтруется конденсатором C_3 , после чего через делитель на сопротивлениях R_1 и R_2 подводится к входу УСО (вывод 2 ИМС);
- выходное напряжение снимается с обмотки w_2 , гальванически изолированной от силовой сети;

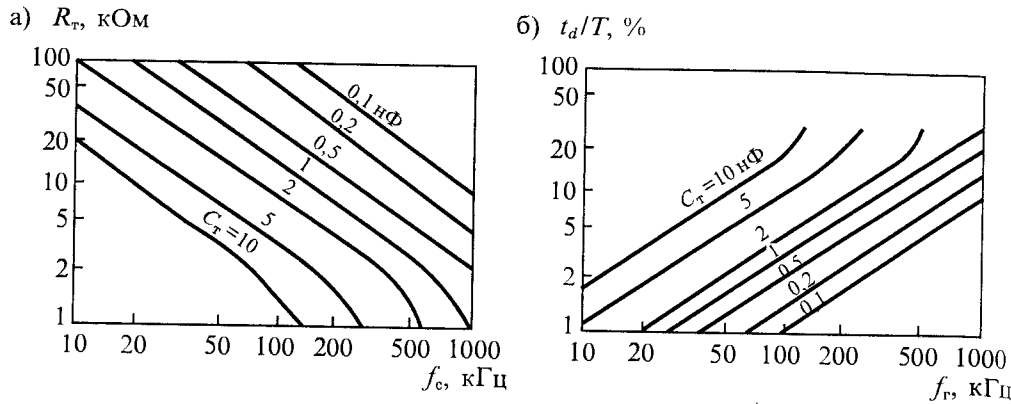


Рис. 33.7. Зависимости параметров времязадающей цепи от частоты преобразователя (а) и зависимость относительного времени паузы от рабочей частоты (б)

Наибольшее распространение среди двухтактных преобразователей получили двухфазные (Push-Pull), полумостовые (Half-Bridge) и мостовые (Full-Bridge) конвертеры. В регулируемых ТДК совмещаются функции преобразования и регулирования электрической энергии с применением устройств управления, основанных на принципе широтно-импульсной модуляции. Выходное напряжение таких ТДК имеет прямоугольную форму с регулируемой по длительности паузой при нулевом значении напряжения, которая зависит от различных дестабилизирующих факторов: изменения входного напряжения сети, изменения тока нагрузки и др.

На рис. 33.9 приведена упрощенная схема двухтактного двухфазного конвертера на полевых транзисторах $VT1$ и $VT2$. В принципе эта схема сходна со схемой генератора Ройера при внешнем возбуждении от схемы управления. Импульсы управления поступают на затворы ключевых транзисторов $VT1$ и $VT2$ через один такт, поэтому частота выходного напряжения будет в два раза меньше частоты задающего генератора. На схеме рис. 33.9 условно показано, что импульсы управления подводятся к затворам транзисторов через разделительные трансформаторы $Tr1$ и $Tr2$, которые обеспечивают гальваническую изоляцию выходного напряжения от силовой сети.

Основным отличием схемы управления двухтактными преобразователями от однотактных является формирование ими не одной, а двух последовательностей импульсов управления, разделенных между собой регулируемой паузой. При этом две последовательности управляющих импульсов должны быть абсолютно симметричными, чтобы исключить подмагничивание трансформатора Tr постоянным током.

В двухтактных преобразователях применяются относительно мощные сглаживающие LC -фильтры, необходимые для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения. Наличие регулируемой паузы приводит к необходимости увеличения индуктивности L_Φ и емкости C_Φ .

Схема двухтактного полумостового преобразователя приведена на рис. 33.10. В этой схеме при открытом транзисторе $VT1$ происходит передача энергии от конденсатора C_1 в нагрузку и в накопительный $L_\Phi C_\Phi$ -фильтр. Одновременно

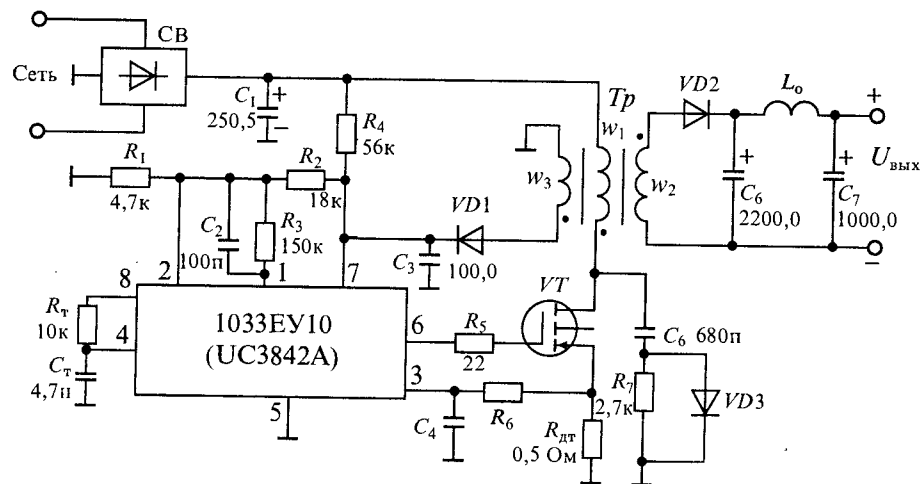


Рис. 33.8. Схема однотактного преобразователя обратного хода на ИМС управления 1033EU10

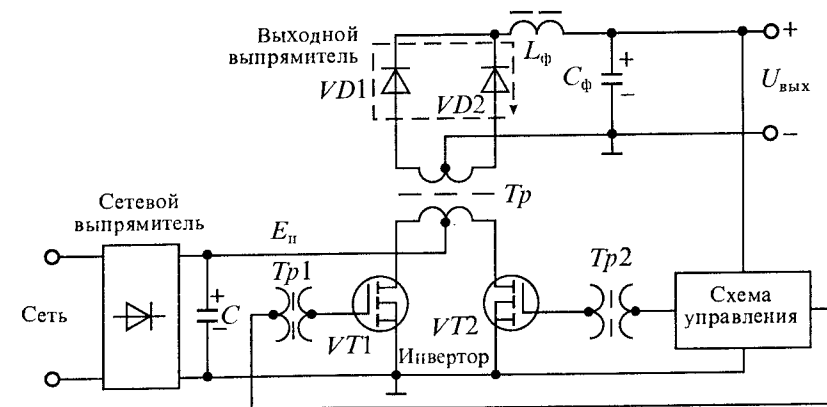


Рис. 33.9. Схема двухтактного двухфазного (Push-Pull) преобразователя

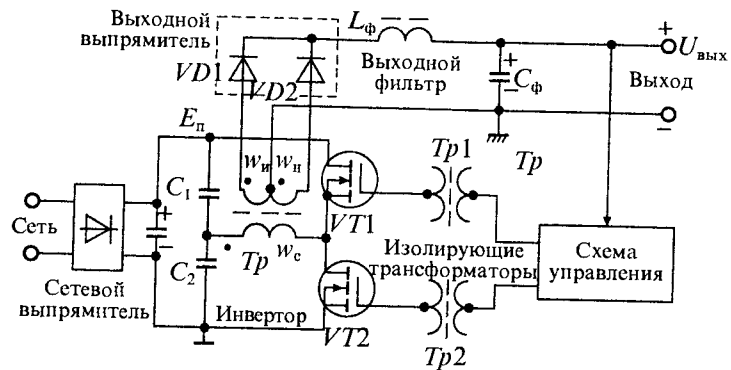


Рис. 33.10. Схема двухтактного полумостового (Half-Bridge) преобразователя

производится подзарядка конденсатора C_2 . Во время паузы, когда транзисторы $VT1$ и $VT2$ закрыты, конденсатор C_ϕ фильтра разряжается на нагрузку, а через оба выпрямительных диода $VD1$ и $VD2$ в нагрузку передается энергия, накопленная в дросселе L_ϕ .

При открывании транзистора $VT2$ в нагрузку будет передаваться энергия, накопленная в конденсаторе C_2 , а конденсатор C_1 будет подзарядаться. Диоды выходного выпрямителя $VD1$ и $VD2$ включаются синхронно с включением транзисторов $VT1$ и $VT2$. Однако в паузе напряжение самоиндукции дросселя фильтра L_ϕ приводит к одновременному включению сразу двух диодов, через которые происходит разряд индуктивности.

Напряжение на нагрузке U_n для полумостового преобразователя определяется по формуле

$$U_n = n\gamma E_n / 2, \quad (33.3)$$

где $n = w_n / w_c$ — коэффициент трансформации трансформатора Tr .

Для обеспечения гальванической развязки нагрузки от силовой сети сигналы управления подводятся к затворам силовых транзисторов $VT1$ и $VT2$ через разделительные трансформаторы $Tr1$ и $Tr2$. Напряжение на запертых транзисторах равно напряжению питания, так как оно всегда равно сумме напряжений на конденсаторах C_1 и C_2 :

$$U_{ст\ max} = U_{c1} + U_{c2} = E_n. \quad (33.4)$$

Максимальный ток стока определяется по формуле

$$I_{ст\ max} = 2P_n / (E_n \eta \gamma^2), \quad (33.5)$$

где P_n — мощность, потребляемая нагрузкой, η — КПД преобразователя.

Схема двухтактного мостового преобразователя приведена на рис. 33.11. Она содержит четыре транзистора $VT1...VT4$, которые включаются и выключаются попарно: в одной половине периода включаются транзисторы $VT1$ и $VT4$, а в другой — $VT2$ и $VT3$. При этом каждый раз обмотка трансформатора Tr

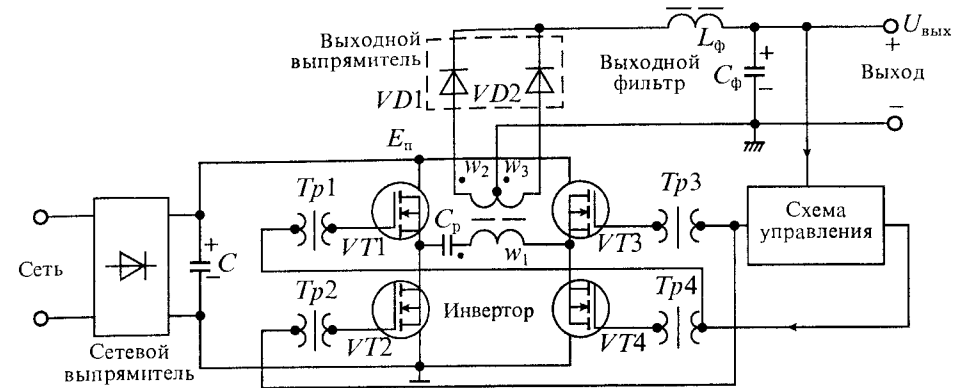


Рис. 33.11. Схема двухтактного мостового (Full-Bridge) преобразователя

подключается к источнику питания, только меняются ее концы. В результате ток в обмотке каждые полпериода меняет направление. Для устранения возможного подмагничивания трансформатора постоянным током последовательно с его первичной обмоткой включен разделительный конденсатор C_p . Напряжение на нагрузке для мостового преобразователя:

$$U_n = n\gamma E_n, \quad (33.6)$$

а максимальное напряжение на запертом транзисторе и максимальный ток открытого транзистора определяются по формулам

$$U_{ст\ max} = E_n, \quad (33.7)$$

$$I_{ст\ max} = P_n / (E_n n \gamma^2). \quad (33.8)$$

Для управления двухтактными преобразователями разработаны и выпускаются различные ИМС управления. Основные характеристики таких ИМС

Таблица 33.3

Микросхемы управления двухтактными инверторами ИВЭП

Тип ИМС (аналог)	Функциональное назначение	$U_{вх}$, В	$I_{вх}$, А	$f_{кр}$, кГц
1114EY1 (SG1524)	Двухтактный ШИМ контроллер импульсного ИВЭП	36	0,10	200
1114EY3/4 (TL494)	ШИМ контроллер двухтактного инвертора	36	0,20	400
1114EY5 (TL495)	То же	40	0,20	300
1156EY2 (UC3825)	Высокочастотный ШИМ контроллер двухтактного инвертора	30	1,50	1000
1156EY4 (UC3875)	Фазосдвигающий резонансный контроллер для управления мостовым инвертором	8...10	0,03	50

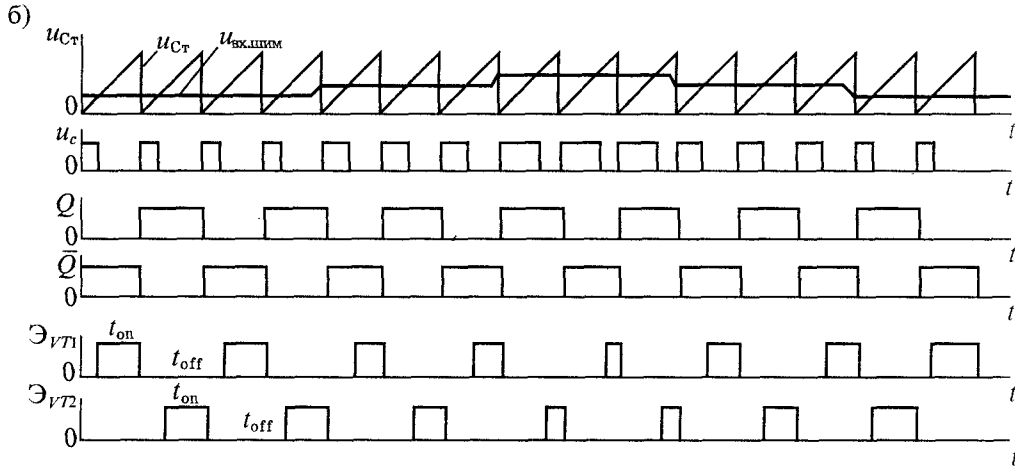
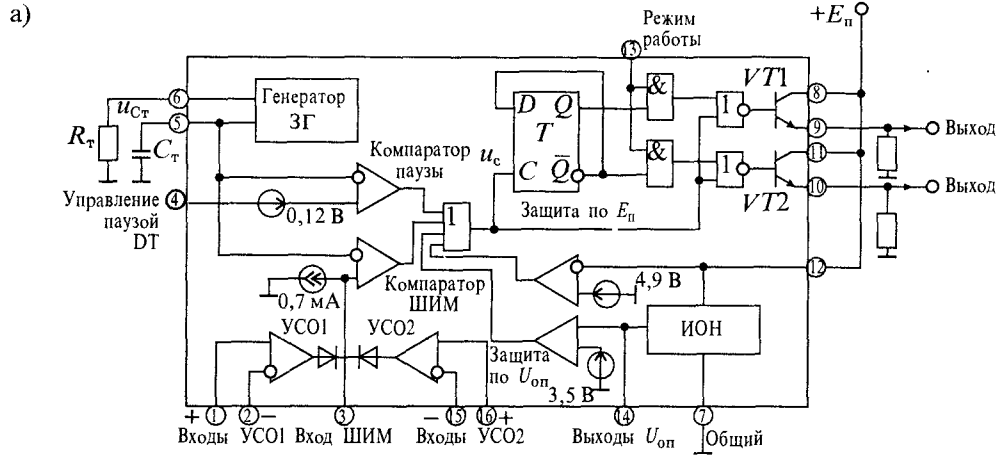


Рис. 33.12. Микросхема управления 1114ЕУ4 для двухтактных преобразователей (а) и графики ее работы (б)

приведены в табл. 33.4. Все эти микросхемы формируют две последовательности управляющих импульсов, разделенные гарантированной паузой. Симметрия выходных импульсов обеспечивается применением триггерного делителя частоты. При этом частота выходных импульсов на каждом из выходов в два раза меньше частоты задающего генератора. Эти микросхемы можно использовать для управления однотактными преобразователями или импульсными стабилизаторами, если объединить две последовательности выходных импульсов в одну, т. е. соединить между собой два выхода. При этом частота выходных импульсов будет равна частоте задающего генератора.

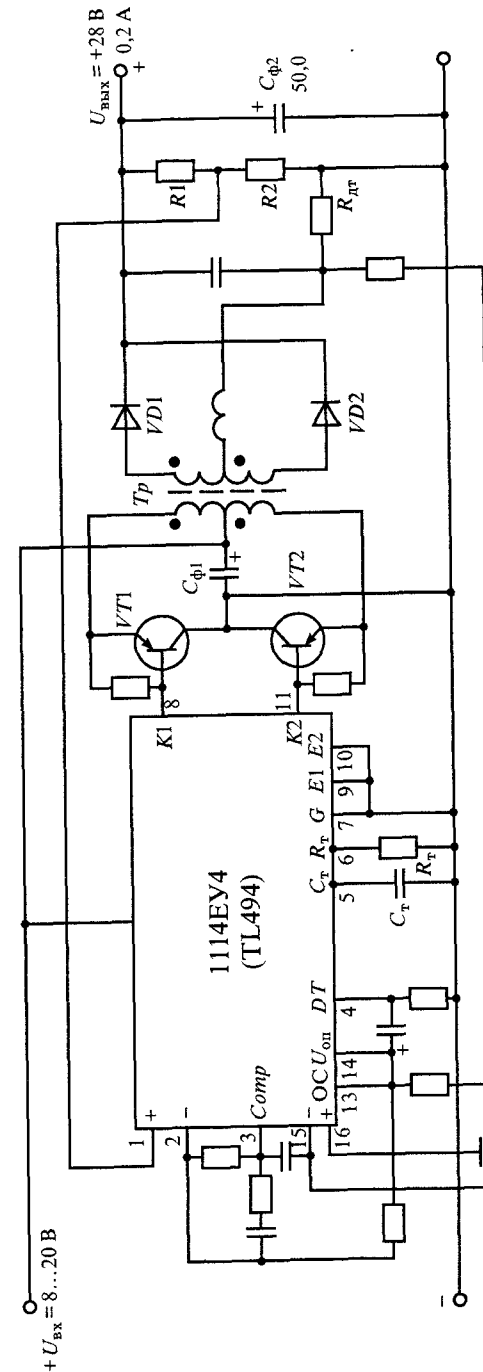


Рис. 33.13. Двухтактный двухфазный (Push-Pull) конвертор на ИМС управления 1114ЕУ4

Следует отметить, что, в отличие от ИМС управления одноктактными преобразователями, не выпускаются ИМС управления двухтактными преобразователями со встроенными силовыми транзисторами.

На рис. 33.12а приведена упрощенная структурная схема универсальной ИМС управления двухтактными инверторами типа 1114ЕУ4 (TL494). В состав микросхемы входят следующие основные узлы:

- задающий генератор с внешними частотно-задающими элементами R_T и C_T ;
- два усилителя сигнала ошибки УСО1 и УСО2 с одним общим выходом;
- компараторы ШИМ и паузы, формирующие управляющие импульсы с гарантированной паузой, устанавливаемой подачей на вход управления необходимого напряжения;
- триггер-делитель частоты импульсов на две последовательности;
- источник опорного напряжения +5В;
- схемы защиты по снижению напряжения питания и опорного напряжения;
- выходные мощные каскады (драйверы) для двух последовательностей импульсов.

Работа этой ИМС происходит следующим образом. Задающий генератор формирует пилообразное напряжение u_{C_T} , частота которого устанавливается с помощью двух внешних элементов R_T и C_T , подключаемых к выводам 5 и 6 ИМС, при этом частота импульсов определяется соотношением $1/(R_T C_T)$.

Модуляция ширины выходных импульсов достигается сравнением пилообразных импульсов с выходным напряжением усилителей сигнала ошибки $u_{вх шим}$, как показано на рис. 33.12б. В результате этого формируется одна последовательность широтно-модулированных импульсов u_c , которая поступает на триггер-делитель T . С выхода в триггера-делителя снимаются две последовательности импульсов Q и \bar{Q} , которые с помощью логических схем преобразуются в две широтно-модулированные последовательности, которые управляют двумя выходными транзисторами $VT1$ и $VT2$ (драйверами). Выходные транзисторы имеют открытые эмиттеры и коллекторы, поэтому выходные сигналы можно снимать как в прямом, так и в инвертированном виде. На рис. 33.12б приведены выходные последовательности импульсов, снимаемые с эмиттеров выходных транзисторов $VT1$ и $VT2$.

Схема двухтактного конвертора на ИМС управления 1114ЕУ1 приведена на рис. 33.13. Эта схема имеет следующие особенности:

- в цепи датчика тока $R_{дт}$ установлен фильтр $R_{ф}$, $C_{ф}$, ослабляющий импульсы помех при коммутации силовых транзисторов $VT1$, $VT2$;
- напряжение обратной связи на вход усилителя сигнала ошибки (вывод 1 ИМС) снимается с делителя на сопротивлениях R_1 , R_2 ;
- выходное напряжение конвертора определяется по формуле:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}} (1 + R_1/R_2), \text{ где } U_{\text{оп}} = 5 \text{ В};$$

- время паузы определяется делителем на сопротивлениях $R_{п1}$, $R_{п2}$ подключенных к выводу 4 ИМС и источнику опорного напряжения $U_{\text{оп}}$ (вывод 14 ИМС);

- относительная длительность паузы определяется по формуле

$$D_{\text{п}} = t_{\text{п}}/T = [45 - 80/(1 + R_{п1}/R_{п2})]\%$$

и не может быть меньше 4% периода T колебаний задающего генератора;

- период колебаний T задающего генератора устанавливается с помощью двух внешних элементов R_T , C_T , подключенных к выводам 5 и 6 ИМС, соответственно;

- частота задающего генератора определяется по формуле

$$f_T = 1/T = 1/(R_T C_T) \leq 100 \text{ кГц};$$

- частотная коррекция усилителя сигнала ошибки выполняется элементами R_K , C_K , подключенными между выводами 2 и 3 ИМС;

- плавный запуск преобразователя обеспечивается емкостью $C_{пз}$, включенной между входом регулирования паузы (вывод 4 ИМС) и источником опорного напряжения $U_{\text{оп}}$ (вывод 14 ИМС);

- время выхода на рабочий режим при плавном запуске определяется по формуле

$$t_{пз} = 2C_{пз}R_{п2}.$$

Лекция 34. Электронные корректоры коэффициента мощности

Коэффициент мощности и его роль в импульсных источниках питания. Коэффициентом мощности K_M называется отношение активной мощности P переменного и пульсирующего тока, измеренной ваттметром, к кажущейся мощности S , определяемой как произведение действующих значений напряжения U и тока I , измеренных вольтметром и амперметром:

$$K_M = \frac{P}{S} = \frac{P}{UI} \leq 1. \quad (34.1)$$

При резистивной нагрузке $P=UI$, т. е. имеет место предельное значение $K_{M \text{ max}} = 1$.

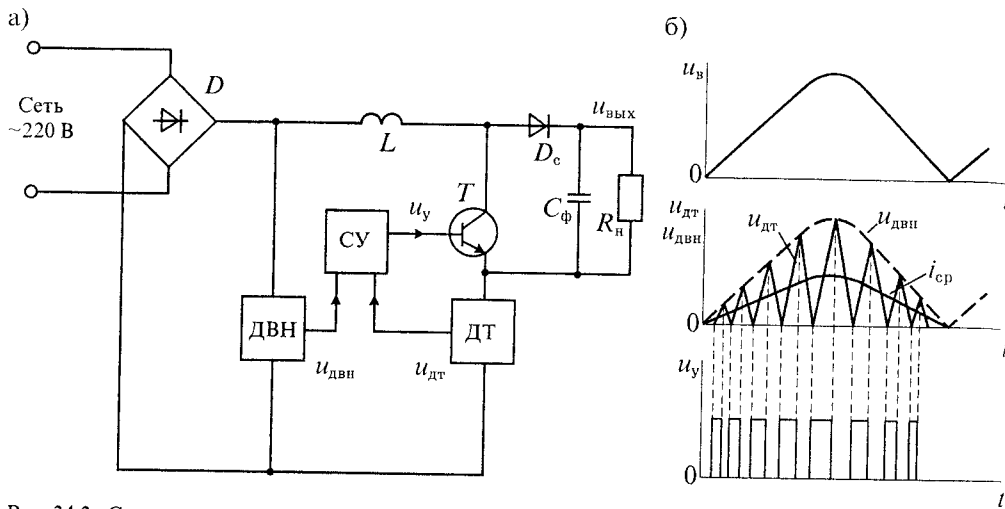


Рис. 34.3. Структурная схема активного корректора коэффициента мощности (а) и его временные диаграммы (б)

Как видно из схемы, получение коэффициента мощности, близкого к единице, достигается за счет исключения из выпрямителя емкости фильтра, которая обычно устанавливается в импульсных источниках питания (см. рис. 34.2) для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения. Вместо этой емкости в схему вводится высокочастотный импульсный стабилизатор повышающего типа, с небольшой индуктивностью L на входе, работающий в граничном режиме прерывистого тока в индуктивности.

Схема повышающего импульсного стабилизатора состоит из индуктивности L , ключевого транзистора T , диода D_c и емкости C_ϕ сглаживающего фильтра. В соответствии с принципом действия повышающего стабилизатора напряжения при включении транзистора T через индуктивность L начинает протекать ток, который нарастает по линейному закону. При выключении транзистора T ток в индуктивности L начинает спадать по линейному закону, заряжая через диод D_c емкость фильтра C_ϕ .

Включение и выключение ключевого транзистора T выполняется устройством управления, которое состоит из датчика выпрямленного напряжения ДВН, датчика тока ДТ в индуктивности L и схемы формирования импульсов управления СУ. Процесс формирования импульсов управления иллюстрируется временными диаграммами, приведенными на рис. 34.3 б. Как видно из этих диаграмм, включение транзистора T происходит в момент времени, когда напряжение на выходе датчика тока становится равным нулю (т. е. при нулевом токе в индуктивности L). Выключение транзистора T происходит в момент времени, когда линейно растающее напряжение с датчика тока становится равным изменяющемуся по синусоидальному закону напряжению с датчика выпрямленного напряжения ДВН.

После выключения транзистора ток в индуктивности начинает спадать, и при нулевом значении тока транзистор T вновь включается. Далее процесс повторяется

с достаточно высокой частотой. Усредненный ток $i_{ср}$ в индуктивности оказывает синусоидальную по форме и почти совпадающую по фазе с выпрямленным напряжением. Таким образом, благодаря схеме корректора достигается высокое значение коэффициента мощности.

К недостаткам приведенной схемы корректора коэффициента мощности (ККМ) следует отнести отсутствие стабилизации выходного напряжения $u_{вых}$. При изменении напряжения сети или нагрузки выходное напряжение ККМ будет также изменяться. Для получения стабильного выходного напряжения в схему ККМ вводится дополнительная обратная связь по выходному напряжению. Структурная схема ККМ со стабилизацией выходного напряжения $u_{вых}$ приведена на рис. 34.4.

В схеме на рис. 34.4 в дополнение к датчикам выпрямленного напряжения ДВН и тока в индуктивности ДТ введен датчик выходного напряжения ДН. Напряжение $u_{дн}$ с датчика ДН сравнивается с напряжением $u_{ош}$ источника опорного напряжения ИОН и сформированный сигнал ошибки $u_{ош}$ (рассогласования) перемножается с выходным напряжением ДВН в умножителе напряжения УН. В результате этого формируется модулирующий сигнал u_m , который аналогично рассмотренному выше модулирует длительность импульсов управления ключевым транзистором T . Обратная связь по выходному напряжению является отрицательной, поэтому увеличение выходного напряжения $u_{вых}$ приводит к уменьшению сигнала ошибки $u_{ош}$.

Временные диаграммы для схемы рис. 34.4 практически не отличаются от схемы, приведенной на рис. 34.3 а, только модулирующее напряжение заменяется

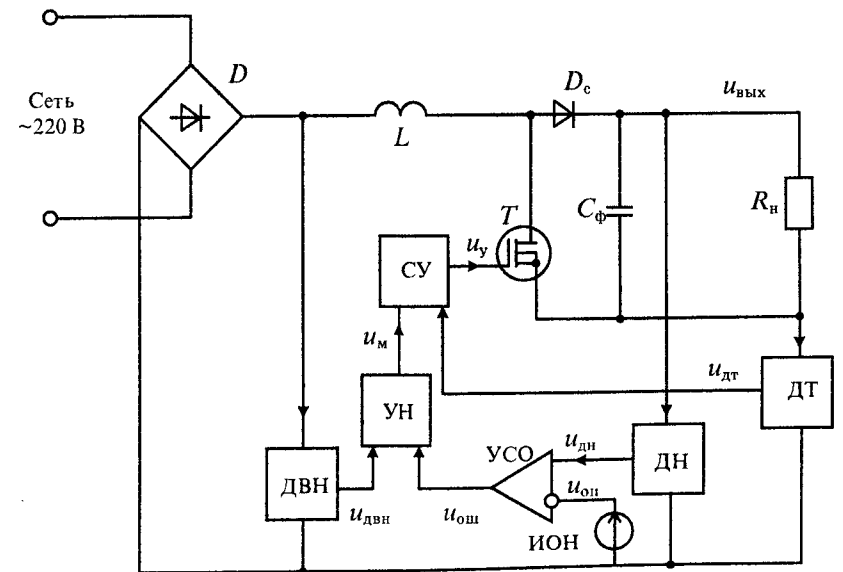


Рис. 34.4. Структурная схема активного корректора коэффициента мощности со стабилизацией выходного напряжения

Микросхемы управления корректорами коэффициента мощности

Тип ИМС	Фирма	Функциональное назначение	Напряжение питания, В	Выходной ток, А
ML4812 (1033EУ4)	Micro Linear (Россия)	Контроллер повышающего стабилизатора с корректором коэффициента мощности	12...25	0,2
ML4819 (1033EУ6)	То же	Корректор коэффициента мощности и ШИМ управления однотактным преобразователем	12...35	1,0
ТДА4814	Siemens	ШИМ контроллер повышающего стабилизатора с корректором коэффициента мощности	12...25	0,5
ТДА4862	То же	То же	12...35	0,5
МС34261	Motorola	То же	10...30	0,2
МС34262	То же	То же	10...30	0,2

на произведение $u_{двн} \cdot u_{ош}$. При постоянном напряжении на выходе ККМ напряжение ошибки также будет постоянным. Если выходное напряжение возрастает, то сигнал ошибки уменьшается и, следовательно, уменьшается амплитуда модулирующего напряжения u_m . В результате уменьшаются амплитуды импульсов тока в индуктивности и соответственно уменьшается среднее значение тока $i_{ср}$, что приводит к понижению выходного напряжения. При понижении выходного напряжения происходят противоположные процессы, которые в результате приводят к его повышению. Таким образом, обеспечивается стабилизация выходного напряжения в схеме ККМ при изменении напряжения сети или при изменении нагрузки R_n .

Описанная выше процедура коррекции коэффициента мощности и стабилизации выходного напряжения используется в микросхемах управления, разработанных фирмой Motorola. Этой фирмой выпускаются несколько микросхем управления, реализующих аналогичный процесс регулирования, но с различной степенью сложности. По существу, все разработанные фирмой микросхемы поддерживают в схеме повышающего стабилизатора граничный режим между непрерывным и прерывистым током в индуктивности L .

Подключение ККМ в качестве преконвертора в схеме импульсного источника питания с высокочастотным конвертером приведено на рис. 34.5. В такой схеме ККМ выполняет две функции: корректирует коэффициент мощности и формирует предварительно стабилизированное напряжение $u_{вых}$, которое с емкости фильтра C_Φ подается на ВК для преобразования в стабилизированное напряжение U_n .

Так, например, при использовании ККМ с питанием от сети 220 В на вход ККМ поступает выпрямленное напряжение с амплитудой около 300 В. При этом на выходе повышающего стабилизатора схемы ККМ формирует постоянное напряжение около 400 В, которое подводится к ВК и преобразуется им в напряжение U_n .

Микросхемы управления корректорами коэффициента мощности. Для управления ККМ разработаны и выпускаются различными фирмами микросхемы управления. Все эти ИМС можно разделить по принципу действия, функциональному назначению, выходному току управления, помехозащищенности и др. В табл. 34.1 приведены основные сведения о микросхемах управления ККМ.

В качестве примера рассмотрим построение ККМ на ИМС типа МС34262 фирмы Motorola. Структурная схема ИМС МС34262 приведена на рис. 34.6. Элементы, которые подключаются к микросхеме, обеспечивают ее питание, подачу сигналов обратной связи и работу силового транзистора. Микросхема выполнена в корпусе типа ДИП и имеет 8 выводов.

Выпрямленное напряжение сети u_n без сглаживающего фильтра подводится через дроссель L_1 к силовому транзистору T_1 . Для работы ИМС управления силовым транзистором на нее подается питание через сглаживающий фильтр R_3, C_3 . Когда напряжение питания достигает 7 В, происходит запуск преобразователя и питание ИМС начинается осуществляться от вторичной обмотки дросселя L_2 через диод D_1 . При этом напряжение питания увеличивается примерно до 12 В.

Импульсное напряжение с частотой примерно 75 кГц, снимаемое с силового транзистора T_1 , выпрямляется диодом D_1 и заряжает конденсатор фильтра C_4 . Стабилизация выходного напряжения осуществляется при помощи отрицательной обратной связи, напряжение которой подводится к выводу 1 ИМС через делитель на сопротивлениях R_6, R_7 . С вывода 1 ИМС напряжение обратной связи поступает на инвертирующий вход усилителя сигнала ошибки и сравнивается с опорным напряжением $U_{оп} = 2,5$ В. При заданном напряжении на выходе значение сопротивлений делителя можно рассчитать по формулам:

$$I_{дел} = \frac{U_{вых}}{R_6 + R_7}; \quad R_7 = \frac{2,5}{I_{дел}}$$

Так, например, при $U_{вых} = 400$ В получаем для $I_{дел} = 0,25$ мА следующие значения сопротивлений $R_7 = 2,5 \cdot 10^3 / 0,25 = 10$ кОм, $R_6 = 400 \cdot 10^3 / 0,25 = 1,6$ МОм.

Напряжение ошибки $u_{ош}$ с выхода УСО поступает на умножитель, к другому входу которого с делителя R_1, R_2 выпрямленного напряжения сети подается

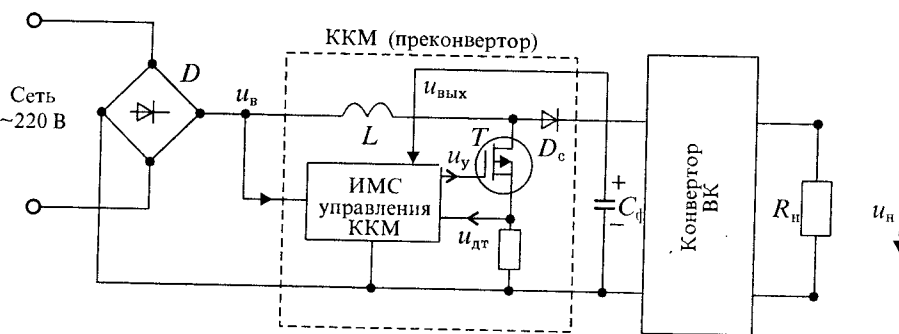


Рис. 34.5. Схема включения ККМ в импульсном источнике питания

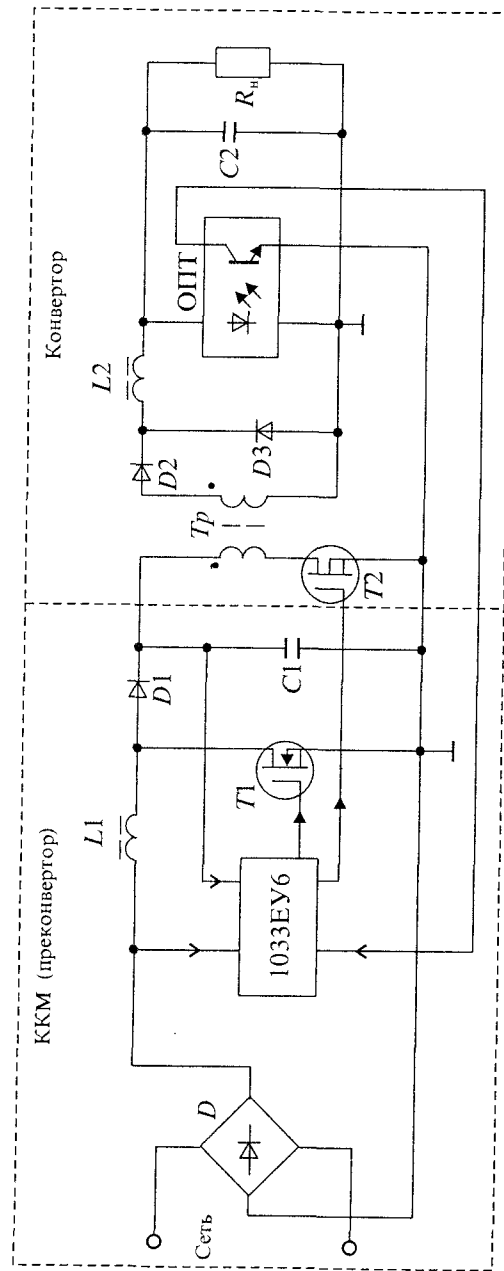


Рис. 34.7. Упрощенная схема включения ИМС 1033ЕУ6 для управления ККМ и одноктактным прямоходовым преобразователем

Из двух значений индуктивности L , рассчитанных по формулам (34.2) и (34.3), выбирается меньшая.

Пример расчета. Напряжение сети изменяется от 90 до 270 В действующего значения. Выходное напряжение $U_{\text{вых}}=410$ В, а выходная мощность $P_{\text{вых}}=150$ Вт. Частота преобразователя $f=25$ кГц, а КПД $\eta=0,9$.

Вначале определим минимальное и максимальное значения амплитуды входного напряжения:

$$U_{\text{вх.мин}} = 90 \cdot \sqrt{2} = 127 \text{ В}, \quad U_{\text{вх.макс}} = 270 \cdot \sqrt{2} = 382 \text{ В}.$$

Затем по формулам (34.2) и (34.3) найдем значения индуктивностей:

$$L < \frac{382^2(410-382) \cdot 0,9}{410 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 150} = 598 \text{ мкГн},$$

$$L < \frac{127^2(400-127) \cdot 0,9}{410 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 150} = 668 \text{ мкГн}.$$

Окончательно выбираем значение индуктивности $L=600$ мкГн.

Использование ККМ в изделиях требует дополнительных затрат, поэтому целесообразно или делать всю систему питания централизованной с одним ККМ, или делать ее децентрализованной, но совмещенной с импульсным источником питания. Для целей создания децентрализованных импульсных источников питания разработаны специальные микросхемы, которые могут одновременно управлять ККМ и импульсным преобразователем источника питания. На рис. 34.7 приведена схема источника питания с ККМ и одноктактным преобразователем прямого хода на ИМС 1033ЕУ6 (аналог ИМС ML4819 фирмы Micro Linear).

Эта микросхема обеспечивает одновременное и синхронное управление ККМ и одноктактным прямоходовым преобразователем. По сравнению с простой схемой импульсного источника питания в нее дополнительно введены элементы повышающего стабилизатора напряжения: транзистор $T1$, диод $D1$ и дроссель $L1$. Остальные элементы этой схемы используются в одноктактном прямоходовом конвертере с оптронной обратной связью.

Лекция 35. Компьютерное моделирование электронных устройств

Основные задачи и проблемы компьютерного моделирования. Развитие электроники и повышение сложности электронных устройств привели к необходимости повышения эффективности их проектирования. До недавнего времени при проектировании электронных устройств использовались в основном два способа: расчет и экспериментальное исследование. При этом расчет производился на математических моделях (аналитических или графических), а экспериментальное исследование — на макете реального устройства. По результатам экспериментального

исследования делалось заключение о соответствии макета требованиям технического задания к характеристикам электронного устройства. При их расхождении обычно производилась доработка макета. При этом зачастую не учитывались многие факторы: разброс параметров элементов, влияние изменения климатических условий, возможные отказы элементов и др.

Поскольку большинство электронных элементов являются существенно нелинейными, то проектирование электронных устройств практически полностью исключало применение простых аналитических расчетов. Это существенно затрудняло задачи проектирования на этапе расчета и возлагало повышенные требования к экспериментальным исследованиям макета. Высокая стоимость электронных элементов и их дефицитность в конце концов привели к тому, что разработчики электронной аппаратуры стали все чаще отказываться от экспериментальных исследований, для которых к тому же была нужна специальная дорогостоящая измерительная аппаратура.

В таких условиях большое значение приобрели методы математического моделирования электронных устройств на компьютере. Основными целями такого моделирования электронных устройств могут быть:

- предсказание поведения устройства при стандартных и нестандартных ситуациях (например, поведение электронного устройства при отказе одного или нескольких элементов);
- изучение форм сигналов в различных местах электронного устройства при воздействии на него одного или нескольких сигналов (например, одновременное воздействие полезных сигналов и помех);
- обучение специалистов по разработке и проектированию электронных устройств.

Компьютерное моделирование электронных устройств имеет ряд преимуществ перед экспериментальным исследованием:

- стоимость моделирования на компьютере значительно меньше стоимости экспериментального макета;
- возможно моделирование поведения электронного устройства в критических ситуациях (например, при повышении или понижении питающих напряжений, при пробое конденсаторов или полупроводниковых элементов и др.);
- оптимизация параметров отдельных элементов устройств по заранее выбранному критерию (например, получение максимального усиления при изменении напряжения питания или сопротивления нагрузки);
- возможность масштабирования реального времени протекания процесса;
- возможность широкого применения специальных программ и моделей электронных элементов;
- возможность идентификации параметров моделей.

Математические модели электронных элементов и устройств можно разделить на следующие группы:

- линейные и нелинейные,
- статические и динамические,
- с сосредоточенными и распределенными параметрами,
- аналоговые, цифровые (дискретные) и аналого-цифровые.

При исследовании и моделировании линейных элементов и устройств используются системы линейных алгебраических или дифференциальных уравнений. При описании нелинейных моделей пользуются нелинейными алгебраическими или дифференциальными уравнениями.

Статические модели обычно используют при расчете и моделировании режимов по постоянному току или напряжению, а динамические модели находят применение при анализе переходных или частотных характеристик электронных устройств. В моделях с сосредоточенными параметрами используются обыкновенные дифференциальные уравнения, а в моделях с распределенными параметрами — уравнения в частных производных. Непрерывные модели могут иметь неограниченное множество значений токов и напряжений в заданном интервале их изменений, а дискретные модели могут находиться только в ограниченном (счетном) количестве состояний.

Кроме того, при моделировании электронных устройств пользуются моделями отдельных элементов (микромоделями) и моделями отдельных узлов (макромоделями), в состав которых входит ограниченное множество элементов, например, модели операционных усилителей, компараторов, схем выборки и хранения, АЦП и ЦАП.

При проектировании устройств, работающих на сверхвысоких частотах, в моделях учитываются распределенные параметры как самих элементов, так и их выводов. Кроме того, имеются специальные программы, в которых учитываются паразитные эффекты печатных плат: паразитные индуктивности и емкости.

Библиотека моделей электронных элементов непрерывно расширяется и совершенствуется. Крупнейшие отечественные и зарубежные фирмы уделяют большое внимание разработке моделей новых элементов электроники: мощных полевых транзисторов с изолированным затвором, мощных биполярных транзисторов с изолированным затвором (БТИЗ) и др.

Программные средства моделирования электронных устройств. При моделировании электронных устройств используются три основных разновидности программ:

- универсальные программы для математических расчетов, такие как MathCAD, MathLAB и др.;
- универсальные программы для моделирования электронных устройств такие как Micro-CAPV, P-SPICE A/D, APLAC 7.0;
- специализированные программы, используемые при моделировании определенного класса схем, например, System View.

Наибольшее распространение получила универсальная программа схемотехнического моделирования P-SPICE и ее версии 6, 7 и 8. Эта программа впервые была разработана корпорацией Micro Sim в 1984 г. для IBM PC. Первая версия этой программы позволяла моделировать только аналоговые устройства. В процессе совершенствования этой программы уже в 1989 была создана четвертая версия, которая позволяла моделировать также аналого-цифровые устройства. В последующих версиях 6, 7 и 8 была расширена библиотека электронных компонентов, а также введены программы проектирования печатных плат и учета их паразитных параметров.

Программа Micro-CAP I (Microcomputer Circuit Analysis Program) была разработана фирмой Spectrum Software в 1981 г. В результате совершенствования этой программы в 1997 г. была создана программа Micro-CAP V-2, которая включала большую картотеку компонентов (более 10 тыс. наименований), а также программу вариации параметров элементов. По своим возможностям программа Micro-CAP V-2 совсем немного уступает программе P-SPICE. Сравнительные характеристики этих программ приведены в табл. 35.1. Имеются две разновидности этой программы: профессиональная и учебная (студенческая). Профессиональная программа имеет объем около 4 Мб и поставляется или на трех дискетах или на CD ROM. Учебная программа поставляется на одной дискете 1,4 Мб. Устанавливаются они обычным образом в среде Windows по команде SETUP с указанием имени диска, на который нужно записать программу. Учебную программу Micro-CAP V можно получить по Internet обратившись на Web-страницу: <http://www.spectrum-soft.com/demo.html>.

Программа Micro-CAP V имеет следующие основные характеристики:

- большая библиотека элементов (более 10 тысяч), включающая многие аналоговые и цифровые интегральные микросхемы, биполярные и полевые транзисторы, различные диоды, трансформаторы и дроссели с ферромагнитными сердечниками, линии передачи сигналов, кварцевые резонаторы и датчики Холла и др., которые описаны в стандартной форме программы P-SPICE, благодаря чему обеспечивается их совместимость;
- мощный графический редактор электрических схем с иерархической структурой;

Таблица 35.1

Основные характеристики программ схемотехнического моделирования

Характеристика	P-SPICE	Micro-CAP V
Графический ввод схем	Имеется	Имеется
Расчет режимов по постоянному и переменному току	Имеется	Имеется
Расчет переходных процессов	Имеется	Имеется
Применение зависимых источников напряжения и тока	Имеется	Имеется
Расчет шумов, спектров и вариация температуры	Имеется	Имеется
Учет задержек распространения сигналов в цифровых элементах	Имеется	Имеется
Программа идентификации параметров моделей	Имеется	Имеется
Программа разработки печатных плат	Имеется	Нет
Программа параметрической оптимизации	Имеется	Нет
Расчет целостности сигналов	Имеется	Нет

- возможность моделирования динамики электронных устройств по их функциональным схемам, включающим операции сложения, вычитания, перемножения и деления, интегрирования и дифференцирования и др.;
- возможность расчета параметров математических моделей элементов по справочным или экспериментальным данным, включая графические зависимости;
- возможность оптимизации электронных схем путем вариации параметров элементов;
- результаты моделирования могут быть представлены в виде графиков или таблиц;
- имеются средства контроля ошибок и встроенные средства помощи.

В процессе работы с программой Micro-CAP V вначале создается принципиальная схема электронного устройства, в которую включаются электронные элементы, их соединения, условные обозначения и параметры или типы. При этом допускается редактирование графических символов элементов и их условных обозначений. Так, например, возможно представление всех компонентов по ЕСКД.

После этого выполняется моделирование, которое включает один из типов анализов созданной схемы:

- расчет режимов по постоянному току (DC-Analysis);
- расчет частотных характеристик или анализ по переменному току (AC-Analysis);
- расчет переходных характеристик (Transient Analysis).

При создании принципиальной схемы электронного устройства используются модели компонентов, имеющиеся в библиотеке программы. Все компоненты, используемые при создании принципиальной электрической схемы, могут иметь математические модели двух типов:

- модели стандартных элементов, например, резисторов, конденсаторов, транзисторов и др., которые не могут быть изменены пользователем программы, но у которых можно изменять значения отдельных параметров;
- макромодели, составляемые пользователями по своему усмотрению из стандартных элементов.

Модели стандартных элементов бывают простыми и сложными. Простые модели характеризуются малым количеством параметров, которые можно указывать на принципиальной схеме. Сложные модели характеризуются большим количеством параметров, которые имеются в библиотеке, но на схеме обычно не приводятся. К числу простых моделей относятся, например, модели резисторов или конденсаторов. К числу сложных моделей относятся модели транзисторов, которые характеризуются большим числом параметров (например, биполярный транзистор описывается моделью, содержащей 52 параметра).

Кроме этого, модели элементов делятся на различные группы по свойствам самих элементов:

- модели пассивных элементов (резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности, трансформаторов, линий передачи, диодов и др.);
- модели активных элементов (биполярных транзисторов, полевых транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом, полевых транзисторов с изолированным затвором, операционных усилителей и др.);

- независимые источники напряжения и тока с различной формой колебаний (например, источники постоянного, импульсного или гармонического напряжения);
- зависимые (управляемые) источники напряжения и тока, которые могут быть линейными и нелинейными (функциональными);
- модели ключей, управляемых напряжением или током.

В состав программы Micro CAP V входит также программа расчета параметров моделей аналоговых элементов по результатам экспериментальных исследований, заданным в табличной или графической форме. Чем больше количество точек в таблице или на графике, тем точнее будут определены параметры элементов.

Большое внимание в программе Micro CAP V уделено моделированию цифровых и смешанных аналого-цифровых устройств. Имеются модели логических элементов всех типов, триггеров, счетчиков импульсов, программируемых логических матриц, аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей. Так, например, предусмотрена возможность моделирования цифровых фильтров и фильтров на переключаемых конденсаторах. В последней версии программы Micro CAP V-2 значительно расширена библиотека компонентов, в которую входят больше 10 тысяч электронных компонентов ведущих фирм США, Европы и Азии.

Программа P-SPICE имеет некоторые дополнительные возможности, которые отсутствуют в программе Micro CAP V. В нее дополнительно включена программа редактирования входных сигналов, имеется графический постпроцессор, включена программа параметрической оптимизации электронных устройств, а также программы по автоматической трассировке и редактированию печатных плат.

С помощью редактора входных сигналов создаются аналоговые и цифровые сигналы, которые можно просматривать в графическом виде на экране монитора и записывать в файл для подключения внешних воздействий к моделируемому устройству. Каждому сигналу присваивается свое уникальное имя. Например, можно использовать различные виды модулированных сигналов: с амплитудной, частотной, фазовой и импульсной модуляцией. Можно также моделировать сигналы произвольной формы, в том числе кусочно линейные, цифровые и др.

Программа параметрической оптимизации позволяет оптимизировать параметры некоторых элементов (конденсаторов, сопротивлений и др.) по выбранному критерию оптимизации. В качестве критерия оптимизации используется некоторая целевая функция, вид которой выбирается из меню.

Наиболее сложной программой, входящей в пакет P-SPICE, является программа редактора печатных плат. В нее входят библиотеки типовых корпусов элементов (более 1500), данных по упаковке (более 32 тыс. компонентов), контактных площадок, диаметров отверстий и др. Эту программу можно использовать при проектировании однослойных и многослойных печатных плат. Кроме этого, имеется возможность моделировать электронные схемы с учетом паразитных эффектов, связанных с конструкцией печатной платы: индуктивностями ее проводников, паразитными емкостями и взаимными индуктивностями печатных проводников. В литературе эта задача носит название проверки целостности сигналов в высокочастотных схемах.

В заключение отметим, что кроме рассмотренных программ схемотехнического моделирования имеются программы, заменяющие измерительную установку, на которой проводится исследование макета электронной схемы. К таким программам, например, относится программа Electronics Workbench 5, в которой на экране изображаются измерительные приборы (осциллографы, генераторы сигналов, и др.) с органами управления, максимально приближенные к действительности. Эти программы называются интеллектуальными, так как в них можно даже не указывать задачи исследования. Модель строится так, что по набору приборов, включенных в измерительную схему, программа сама выполнит необходимые действия. Например, если в схему ввести двухканальный осциллограф и генератор прямоугольных импульсов, то программа будет без указаний производить измерение переходных характеристик. Если же заменить генератор прямоугольных импульсов на генератор гармонических сигналов, то программа начнет выполнять исследование частотных характеристик.

Лекция 1 д. Физические основы полупроводниковой электроники

Особенности строения полупроводников

Твердые вещества по их способности проводить электрический ток делятся на три группы: *проводники* (металлы), *диэлектрики* (изоляторы) и *полупроводники*. По способности проводить электрический ток и зависимости электропроводности от температуры полупроводники значительно ближе к диэлектрикам, чем к проводникам. Причины такого сходства диэлектриков и полупроводников кроются в построении их атомной структуры.

Атом вещества состоит из ядра и перемещающихся вокруг него электронов. Ядро имеет положительный заряд, а электроны — отрицательный. Электроны в атоме группируются в оболочки, находящиеся на некоторых расстояниях от ядра. Электроны внешней оболочки связаны с ядром значительно слабее электронов внутренних оболочек. Такие электроны называются валентными, и они обеспечивают соединение атомов в молекулы или кристаллы.

В *проводниках* электронные оболочки атомов сильно перекрываются и валентные электроны перестают быть жестко связанными с какими-либо определенными атомами. Такие электроны могут свободно перемещаться в объеме вещества, совершая при отсутствии внешнего электрического поля хаотическое тепловое движение.

При наличии внешнего электрического поля эти электроны получают некоторое поступательное движение, которое называют их дрейфом. Дрейф отрицательно заряженных электронов происходит в направлении, обратном направлению силовых линий электрического поля, и образует электрический ток.

Число свободных электронов в металлах достаточно велико и практически не зависит от температуры. Однако с повышением температуры увеличивается число столкновений электронов при их тепловом перемещении, и электропроводность металлов понижается.

В *диэлектриках* электроны внешней оболочки достаточно жестко связаны с ядром и не могут свободно перемещаться даже при повышении температуры. В связи с этим внешнее электрическое поле не приводит к появлению в диэлектриках заметного электрического тока. Однако при высокой напряженности электрического поля может произойти отрыв валентных электронов и их лавинное размножение, которое называется пробоем диэлектрика.

Химически чистые *полупроводники* при температуре абсолютного нуля ведут себя так же, как диэлектрики, и их электропроводность равна нулю. Однако с повышением температуры тепловые колебания атомов полупроводников приводят к увеличению энергии валентных электронов, которые могут оторваться от атомов и начать свободное перемещение. Поэтому при нормальной комнатной температуре полупроводники в отличие от диэлектриков имеют некоторую электропроводность. С повышением температуры растет число оторвавшихся электронов, поэтому электропроводность полупроводников повышается. Такую электропроводность полупроводников, связанную с нарушением валентных связей, называют их *собственной проводимостью*.

На электропроводность полупроводников большое влияние оказывают *примеси*. При наличии примесей происходит появление избыточных валентных электронов, которые легко освобождаются от атомов и превращаются в свободные заряды. Следует отметить, что содержание примесей может быть весьма незначительным, однако повышение электропроводности при этом может быть весьма существенным. Так, например, для германия наличие всего 0,001% примесей приводит к увеличению электропроводности в 10^4 раз.

Электропроводность полупроводников, обусловленную наличием примесей, называют его *примесной проводимостью*. Примесная проводимость полупроводников может во много раз превышать их собственную проводимость.

В соответствии с *зонной теорией* твердого тела электроны, связанные с изолированным атомом, могут иметь только определенные дискретные уровни энергии и, следовательно, могут занимать только дискретные орбиты, между которыми располагаются зоны запрещенных энергий.

В запрещенные зоны входят такие уровни энергии, которые электроны принимать не могут. *Шириной запрещенной зоны* называется уровень энергии ΔW между двумя соседними разрешенными зонами.

На рис. 1д.1 приведена энергетическая диаграмма полупроводника, в которой последняя разрешенная полностью занятая зона называется валентной, а первая разрешенная свободная зона называется зоной проводимости. Между этими двумя разрешенными зонами располагается запрещенная зона с шириной ΔW .

Внутри разрешенных зон энергетические уровни располагаются так близко, что можно считать их практически непрерывными. Это позволяет вместо линейчатого энергетического спектра электронов атома рассматривать спектр энергетических зон, в котором чередуются разрешенные и запрещенные зоны ΔW .

При этом электрон может перейти из валентной зоны в зону проводимости, если он получит дополнительную энергию, превышающую ширину запрещенной зоны.

По значениям ширины запрещенной зоны все вещества также можно разделить на диэлектрики, полупроводники и проводники. Если ширина запрещенной зоны больше 3 эВ, то вещество относится к диэлектрикам. Если ширина запрещенной зоны меньше 3 эВ, то вещество считается полупроводником. У проводников запрещенная зона отсутствует совсем.

Среди различных полупроводников в электронной технике наиболее широкое применение нашли три вещества: германий, кремний и арсенид галлия. Их основные свойства приведены в табл. 1д.1. Из этой таблицы следует, что наименьшее значение ширины запрещенной зоны имеет германий, а наибольшее значение — арсенид галлия. Кремний занимает промежуточное положение.

Применение германия ограничено малой шириной запрещенной зоны, что приводит к большому току утечки при повышении температуры. Наиболее широкое распространение в полупроводниковой электронике получил кремний, который имеет умеренно широкую запрещенную зону и высокую температуру плавления. Самую широкую запрещенную зону имеет арсенид галлия. Он также имеет высокую под-

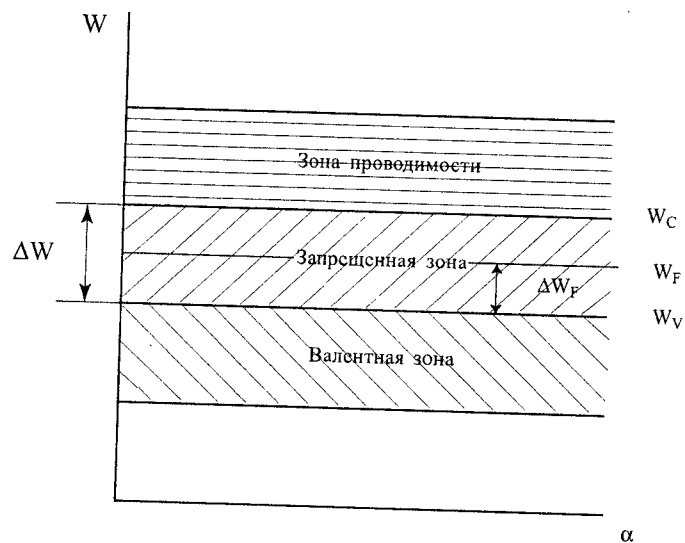


Рис. 1д. 1. Зонная диаграмма полупроводника с собственной электропроводностью

Таблица 1д

Свойства полупроводниковых материалов

Материал полупроводника	Ge	Si	GaAs
Ширина запрещенной зоны, эВ	0,66	1,11	1,42
Концентрация собственных носителей, см ⁻³	2,4·10 ¹³	1,4·10 ¹⁰	1,8·10 ⁶
Подвижность дрейфа, см ² /В с			
электронов	3900	1400	1500
дырок	1900	450	400
Время жизни неосновных носителей, с	10 ⁻³	2,5·10 ⁻³	10 ⁻⁸
Теплопроводность, Вт/Ксм	0,6	1,45	0,46
Температура плавления, °С	937	1415	1238

вижность носителей зарядов и высокую температуру плавления. Главным недостатком арсенида галлия является малое время жизни неосновных носителей зарядов.

Германий и кремний относятся к элементам четвертой группы периодической системы элементов Д. И. Менделеева. Атомы этих элементов имеют по четыре валентных электрона. Арсенид галлия GaAs состоит из соединения элементов третьей группы Ga и пятой группы As. Так как атомы третьей группы имеют три валентных электрона, а атомы пятой группы — пять, то среднее число валентных электронов у этого соединения тоже четыре.

Электронные и дырочные полупроводники

В отличие от металлов, электропроводность которых обусловлена свободными электронами, в полупроводниках может быть два типа электропроводности: электронная и дырочная. При переходе электрона в зону проводимости кристалл полупроводника приобретает электропроводность.

Однако при этом в валентной зоне появляются свободные уровни, которые называют дырками. Дырки имеют положительный заряд и также могут участвовать в образовании тока через кристалл. Таким образом, в полупроводниках могут иметь место два типа электропроводности, связанные с различными типами носителей зарядов: электронная (обусловленная движением свободных электронов в зоне проводимости) и дырочная (обусловленная движением дырок в валентной области). Условное изображение перехода электрона из валентной зоны в зону проводимости приведено на рис. 1д. 2.

На этом рисунке электрон в зоне проводимости представлен в виде кружка с отрицательным зарядом, а дырка в валентной зоне изображена как кружок с положительным зарядом. Стрелка показывает направление перехода электрона.

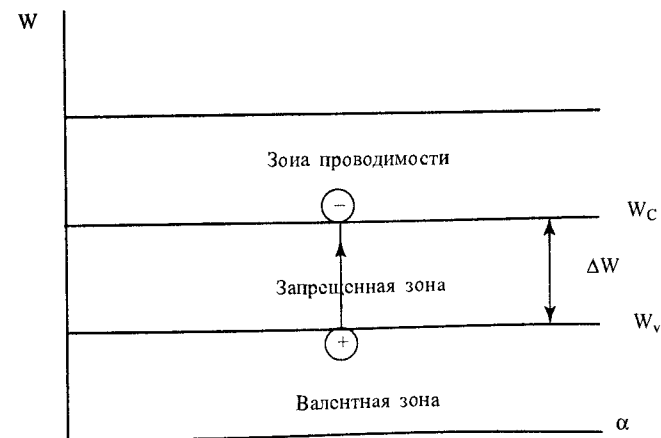


Рис. 1д. 2. Переход электрона из валентной зоны в зону проводимости

Если образование парных свободных носителей зарядов произошло из-за нарушения валентных связей, то электропроводность кристалла остается собственной. Однако положение кардинально меняется, если в структуру полупроводника вводятся примеси.

Если в основной четырехвалентный полупроводник (Ge или Si), ввести пентавалентную примесь, например фосфор P или сурьму Sb, то четыре электрона атома примеси оказываются связанными с четырьмя валентными электронами основного полупроводника. Однако пятый валентный электрон примеси является избыточным. Он легко переходит в зону проводимости и участвует в создании электронной проводимости кристалла. Примеси, отдающие свои электроны в зону проводимости основного полупроводника, называют *донорами*.

Аналогично если в основной четырехвалентный полупроводник ввести трехвалентную примесь, например галлий Ga или индий In, то только три электрона атома примеси связываются с тремя валентными электронами основного полупроводника. Недостающий четвертый электрон для основного полупроводника заимствуется из зоны проводимости, в которой при этом образуется дырка, имеющая положительный заряд. Примеси, способные принимать на свои уровни валентные электроны, называют *акцепторами*.

Таким образом, с помощью доноров создаются полупроводники, в которых основными носителями зарядов служат электроны. Такие полупроводники называют *электронными* (или *n-типа*). Аналогично с помощью акцепторов создаются полупроводники, в которых основными носителями зарядов являются дырки. Такие полупроводники называют *дырочными* (или *p-типа*).

Для электронных полупроводников концентрации электронов n в зоне проводимости и дырок p в валентной зоне определяются согласно статистике Ферми-Дирака по формулам:

$$n = N_c \exp\left(\frac{W_F - W_c}{kT}\right) = N_c \exp\left(\frac{\Delta W_F - \Delta W}{kT}\right) \quad (1)$$

$$p = N_v \exp\left(\frac{W_v - W_F}{kT}\right) = N_v \exp\left(\frac{-\Delta W_F}{kT}\right) \quad (2)$$

где: N_c — эффективная концентрация электронов у дна зоны проводимости,
 N_v — эффективная концентрация дырок у потолка валентной зоны,
 W_F — уровень (энергия) Ферми,
 W_c — энергия дна зоны проводимости,
 W_v — энергия потолка валентной зоны,
 $\Delta W = W_c - W_v$ — ширина (энергия) запрещенной зоны,
 $\Delta W_F = W_F - W_v$ — энергия между уровнем Ферми и потолком валентной зоны.

Для химически чистых полупроводников уровень Ферми W_{Fi} располагается посередине запрещенной зоны $W_{Fi} = (W_c + W_v)/2$, а $N_c = N_v = N$, поэтому концентрации электронов и дырок равны и определяются по формуле:

$$n_i = p_i = N \exp(-\Delta W / 2kT) \quad (3)$$

Для электронных полупроводников уровень Ферми W_{Fn} смещается по направлению к дну зоны проводимости, а для дырочных полупроводников уровень Ферми W_{Fp} смещается в сторону потолка валентной зоны, как показано на рис. 1д. 3.

Концентрации электронов и дырок в примесных полупроводниках можно выразить через концентрацию собственного полупроводника n_i и соответствующие уровни Ферми:

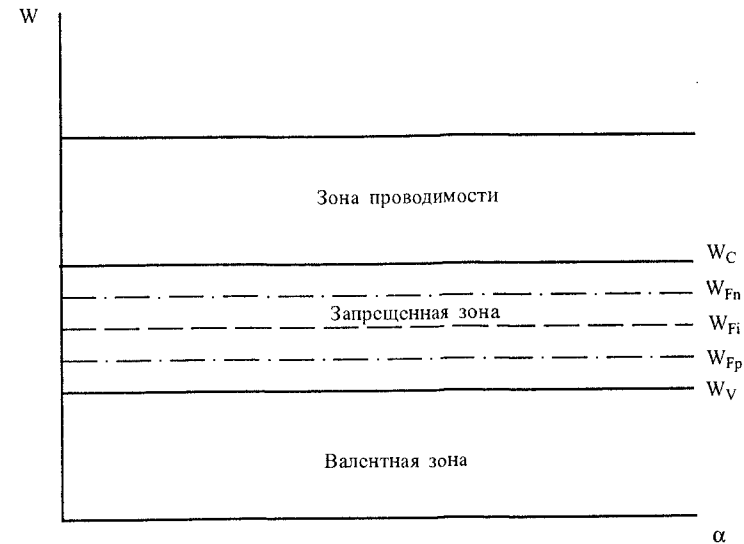


Рис. 1д. 3. Положение уровней Ферми в запрещенной зоне

$$n = n_i \exp\left(\frac{W_F - W_{Fi}}{kT}\right) \quad (4)$$

$$p = p_i \exp\left(\frac{W_{Fi} - W_F}{kT}\right) \quad (5)$$

Из уравнений (4) и (5) следует, что произведение концентраций электронов n и дырок p в любом электрически нейтральном полупроводнике есть величина постоянная, не зависящая от характера и количества примесей

$$n \cdot p = n_i^2 \quad (6)$$

Этим свойством полупроводников обычно пользуются для создания полупроводников с электронной или с дырочной проводимостями.

Пример 1. Определим концентрации электронов и дырок в электрически нейтральном германии при введении в него донорной примеси с концентрацией $N_D = 10^{15} \text{ см}^{-3}$.

В химически чистом германии при комнатной температуре концентрации электронов и дырок имеют значения $n_i = p_i = 2,5 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$, т. е. в каждом кубическом сантиметре германия содержится $2,5 \cdot 10^{13}$ электронов и столько же дырок.

При введении в германий донорной примеси с концентрацией $N_D = 10^{15} \text{ см}^{-3}$ равновесная концентрация электронов будет практически равна концентрации доноров, т. е. $n = N_D = 10^{15} \text{ см}^{-3}$. Равновесную концентрацию дырок найдем по формуле (6):

$$p = n_i^2/n = 6,25 \cdot 10^{26}/10^{15} = 6,25 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-3}$$

Таким образом, равновесная концентрация электронов при введении примеси увеличивается больше чем на три порядка по сравнению с концентрацией дырок.

Если в полупроводнике содержатся равные количества донорных и акцепторных примесей, то такие примеси будут взаимно компенсировать друг друга. При этом концентрация носителей останется такой же, как в собственном полупроводнике, однако их подвижность будет понижена за счет большого количества примесей. Такие полупроводники называют компенсированными.

Компенсированные полупроводники также могут обладать электронной или дырочной проводимостью. Тип проводимости будет определяться преобладанием концентрации одного типа примесей над другим. Иначе говоря, одно и то же значение концентрации свободных носителей можно получить при различных соотношениях концентраций доноров и акцепторов. К недостаткам компенсированных полупроводников относится снижение подвижности носителей зарядов в них.

Виды токов в полупроводниках

Если полупроводник помещен в электрическое поле, то в нем возникают два вида токов: дрейфовый и диффузионный. Дрейфовый ток обусловлен перемещением носителей зарядов (электронов или дырок) под действием электрического поля.

Плотность дрейфового тока определяется концентрацией электронов n (или дырок p), зарядом электрона q и средней скоростью \bar{v} перемещения заряда в направлении, перпендикулярном сечению полупроводника:

$$j_E = nq\bar{v} \quad (7)$$

Средняя скорость электронов v_n или дырок v_p , приобретаемая ими в электрическом поле с напряженностью E , пропорциональна подвижности носителей заряда μ_n или μ_p

$$\bar{v}_n = \mu_n E; \quad \bar{v}_p = \mu_p E \quad (8)$$

После подстановки значений (8) в формулу (7) получим значения плотностей тока дрейфа:

$$j_n = nq\mu_n E = g_n E, \quad (9)$$

$$j_p = pq\mu_p E = g_p E, \quad (10)$$

где: $g_n = nq\mu_n$ и $g_p = pq\mu_p$ — удельные электропроводности электронного и дырочного полупроводников соответственно.

Если электропроводность в полупроводнике обусловлена как электронами, так и дырками, то результирующая удельная электропроводность определяется их суммой:

$$g = g_n + g_p = q(n\mu_n + p\mu_p). \quad (11)$$

Подвижность носителей зарядов с ростом температуры будет падать, так как растет число столкновений частиц. Теоретически считают, что с изменением температуры подвижность изменяется по уравнению:

$$\mu = AT^{-3/2}, \quad (12)$$

где: A — некоторая константа, зависящая от материала полупроводника.

Вторая составляющая тока в полупроводнике называется диффузионным током. Диффузионный ток в полупроводнике возникает при нарушении термодинамического равновесия в результате освещения или облучения его потоком заряженных частиц. При этом энергия облучения непосредственно передается носителям заряда, в результате чего они переходят в неравновесное состояние. Такое состояние носителей заряда может быть неравномерным по всему объему полупроводника.

Пример 2. При условии примера 1 в полупроводнике за счет облучения создавалась дополнительная концентрация парных носителей заряда электрон-дырка, равная $n = 10^{13} \text{ см}^{-3}$. Требуется определить, как изменятся концентрации носителей в результате облучения.

Концентрация электронов в освещенной области возрастет с $N_D = 10^{15}$ еще на 10^{13} , т. е. всего на 1%. В то же время концентрация дырок изменится с $p = 6,25 \cdot 10^{11}$ до 10^{13} , т. е. более чем в 10 раз.

После окончания облучения концентрация неравновесных носителей постепенно убывает за счет объединения пар электрон-дырка. Такое объединение называется рекомбинацией. В результате рекомбинации концентрация избыточных носителей в полупроводнике быстро убывает и он переходит в равновесное состояние.

Перемещение дырок от места их появления в область с пониженной концентрацией носит название диффузии. Время существования неравновесных носителей называется их временем жизни τ . За время жизни в результате диффузии дырки будут проходить некоторое среднее расстояние, называемое диффузионной длиной L . При этом диффузионная длина определяется как расстояние, на котором концентрация неравновесных носителей снижается в e раз. Диффузионная длина и время жизни связаны между собой уравнением

$$L = \sqrt{D\tau}, \quad (13)$$

где: $D = \mu kT/q$ — называется коэффициентом диффузии и имеет различное значение для электронов и дырок.

Плотность тока диффузии пропорциональна градиенту концентрации носителей ∇n , взятому с обратным знаком, коэффициенту диффузии носителей D и заряду электрона q :

$$j_D = -qD\nabla n \quad (14)$$

Для одномерного случая $\nabla n = dn/dx$ и, следовательно, плотность тока диффузии будет иметь значение:

$$j_D = -qD \frac{dn}{dx}. \quad (15)$$

Если в полупроводнике имеют место оба вида тока то плотность полного тока равна их сумме:

$$j = j_E + j_D = nq\mu_n E - qD \frac{dn}{dx}. \quad (16)$$

Уравнение (16) позволяет определить полные плотности электронного и дырочно-го токов:

$$j_n = nq\mu_n E - qD_n \frac{dn}{dx}, \quad (17)$$

$$j_p = pq\mu_p E - qD_p \frac{dp}{dx}. \quad (18)$$

Диффузионный ток также возникает в месте контакта двух полупроводников с различным типом проводимости, например, в электронно-дырочных переходах, которые используются во многих полупроводниковых приборах. В таких переходах возникает неравномерное распределение концентрации носителей зарядов, что приводит к диффузии электронов из n -области в p -область и дырок из p -области в n -область. Плотность полного диффузионного тока через переход равна сумме диффузионных токов, определяемых по формулам (17) и (18):

$$j_D = j_{Dn} + j_{Dp} = q \left(D_n \frac{dn}{dx} + D_p \frac{dp}{dx} \right). \quad (19)$$

Диффузия электронов и дырок создает на переходе напряженность электрического поля $E = -dU/dx$, поэтому кроме диффузионного тока через переход будет также проходить дрейфовый ток (ток проводимости); плотность которого определяется уравнениями (9) и (10).

Лекция 2 д. Устройства фазовой автоподстройки частоты

Принцип фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) основан на использовании генераторов, управляемых напряжением (или током), которые автоматически подстраиваются под частоту входного сигнала с точностью до небольшого фазового сдвига. Упрощенная структурная схема устройства ФАПЧ приведена на рис. 2д. 1.

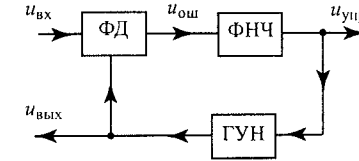


Рис. 2д. 1. Структурная схема устройства ФАПЧ

Входной сигнал $u_{вх}(t)$, частота и начальная фаза которого должны повторяться в выходном сигнале $u_{вых}(t)$, сравниваются с помощью фазового детектора (фазового компаратора) ФД. При этом на выходе фазового детектора формируется сигнал ошибки (сигнал рассогласования) $u_{ош}$, который поступает на сглаживающий фильтр нижних частот ФНЧ.

Выходной сигнал ФНЧ $u_{упр}$ представляет собой сигнал управления, с помощью которого осуществляется автоматическая подстройка частоты и фазы генератора, управляемого напряжением ГУН.

Если частота и начальная фаза выходного напряжения ГУН не совпадают с частотой и начальной фазой входного напряжения, то на выходе ФД вырабатывается постоянная составляющая напряжения $u_{упр}$, значение и полярность которого зависят от разности частот и начальных фаз сигналов $u_{вх}$ и $u_{вых}$.

В замкнутом контуре авторегулирования устройства ФАПЧ выходной сигнал $u_{вых}$ будет изменяться в направлении уменьшения сигнала ошибки. Поскольку в системе ФАПЧ сигналом ошибки является разность частот и начальных фаз, то выходное напряжение ГУН $u_{вых}$ будет подстраиваться под частоту и начальную фазу $u_{вх}$ до тех пор, пока не произойдет их полное совпадение.

При отсутствии сигнала $u_{вх}$ на входе устройства ФАПЧ напряжение сигнала ошибки равно нулю. При этом ГУН вырабатывает напряжение, имеющее частоту свободных колебаний f_0 . При подаче сигнала $u_{вх}$ фазовый детектор ФД сравнивает частоту входного сигнала f_c с частотой f_0 выходного сигнала ГУН и вырабатывает напряжение ошибки $u_{ош}$, которое через ФНЧ подается на вход управления ГУН.

Если частота входного сигнала f_c близка к частоте f_0 ГУН, то действие обратной связи в схеме ФАПЧ приведет к тому, что управляемый генератор ГУН будет синхронизироваться, т. е. окажется захваченным входным сигналом $u_{вх}$. После того как захват произойдет, частота генератора становится равной частоте входного сигнала, а сдвиг фаз между ними будет иметь очень небольшое значение $\Delta\varphi$. Этот сдвиг фаз $\Delta\varphi$ обеспечивает выработку напряжения ошибки $u_{ош}$, из которого с помощью ФНЧ формируется напряжение управления $u_{упр}$, необходимое для перестройки ГУН от частоты

свободных колебаний f_0 на частоту входного сигнала f_c и тем самым поддерживает контур ФАПЧ в режиме синхронизации.

Эта способность системы ФАПЧ позволяет отслеживать изменения частоты входного сигнала после синхронизации генератора ГУН. Диапазон частот, в котором система ФАПЧ может поддерживать синхронизацию с входным сигналом, называют диапазоном или полосой удержания $\Delta f_{уд}$. Диапазон удержания всегда больше диапазона частот, в котором система ФАПЧ работает в режиме синхронизации. Этот диапазон частот обычно называют диапазоном или полосой захвата Δf_z .

Качественное описание процесса захвата можно представить следующим образом. Так как частота является производной фазы по времени t , то отклонение частоты на Δf определяется скоростью изменения фазы, т. е.

$$\Delta f = a \frac{d\varphi}{dt}$$

где a — коэффициент пропорциональности.

Если разомкнуть связь между ФНЧ и ГУН, то на выходе ФД будут иметь место биения разностной частоты $\Delta f = f_c - f_{ГУН}$, которые пропорциональны скорости изменения фазы φ . Если частота $f_{ГУН}$ близка к частоте f_c входного сигнала, то частота биений будет очень низкой и они смогут почти без ослабления пройти через ФНЧ.

При замыкании связи между ФНЧ и ГУН частота ГУН будет модулироваться частотой биений и, таким образом, становится функцией времени. В результате форма сигнала биений становится несинусоидальной, как показано на рис. 2д. 2. В сигнале биений появляется постоянная составляющая напряжения, которая поступает на вход ГУН и изменяет среднюю частоту генератора в направлении к частоте сигнала f_c . Это напряжение показано на рис. 2д. 2 штриховой линией.

В результате частота биений быстро уменьшается до нуля, а частота генератора $f_{ГУН}$ становится равной частоте входного сигнала f_c . При этом контур ФАПЧ оказывается в режиме синхронизации. Это явление получило название захвата входным сигналом сигнала ГУН.

Время, необходимое для установления в системе ФАПЧ установившегося режима синхронизации, называют *временем захвата*. Время захвата зависит от начальной разности частот Δf , полного коэффициента усиления в контуре ФАПЧ и постоянной времени ФНЧ. При определенных условиях время захвата может быть меньше периода биений. В этом случае процесс установления синхронизации происходит без колебательного переходного режима.

Большую роль в процессе захвата играет ФНЧ, который выполняет две функции. С одной стороны, он ослабляет высокочастотные составляющие сигнала ошибки на выходе ФД и тем самым повышает помехоустойчивость системы ФАПЧ. С другой стороны, он должен обеспечить быстрый повторный захват сигнала ГУН при нарушении режима синхронизации системы под действием любых импульсных помех. В связи с этим постоянная времени ФНЧ выбирается компромиссом между этими двумя противоположными требованиями.

Поскольку ФНЧ должен ослаблять высокочастотные составляющие сигнала ошибки, то он непосредственно определяет процесс захвата частоты сигнала ГУН и переходные

характеристик системы ФАПЧ в целом. При увеличении постоянной времени ФНЧ (уменьшении его полосы пропускания) происходят следующие изменения в системе ФАПЧ:

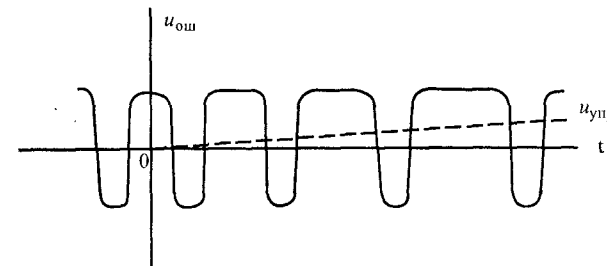


Рис. 2д. 2. Измененные формы сигнала ошибки при вхождении в режим синхронизации

- * процесс захвата протекает более медленно, а время захвата увеличивается,
- * диапазон частот захвата уменьшается,
- * помехозащищенность системы ФАПЧ возрастает,
- * переходная характеристика системы ФАПЧ становится более продолжительной что может привести к потере устойчивости (самовозбуждению).

Основные характеристики системы ФАПЧ. К основным характеристикам системы ФАПЧ можно отнести:

- * диапазон или полосу удержания $\Delta f_{уд}$,
- * диапазон или полосу захвата f_z ,
- * диапазон рабочих частот f_{min} и f_{max} ,
- * минимальное напряжение входного сигнала, необходимого для режима синхронизации.

Диапазон синхронизации (удержания) $\Delta f_{уд}$ определяют, как максимальную разстройку частоты входного сигнала и частоты сигнала ГУН, при которой не происходит срыва слежения. Значение диапазона удержания можно установить по графику, приведенному на рис. 2д. 3.

На этом графике показано, что при увеличении частоты входного сигнала f_c от начальной точки 1 до точки 2 частота ГУН равна частоте свободных колебаний f_0 . При достижении точки 2 происходит захват частоты ГУН входным сигналом. После захвата частота ГУН повторяет изменение частоты входного сигнала. Аналогичным образом изменяется и сигнал ошибки $u_{ош}$.

После захвата частота ГУН повторяет изменение частоты f_c входного сигнала от точки 2 до точки 3. В точке 3 происходит срыв синхронизации и частота ГУН скачком становится равной f_0 . При дальнейшем увеличении частоты входного сигнала частота ГУН остается равной f_0 (точка 5).

При уменьшении частоты входного сигнала f_c от точки 5 система ФАПЧ входит в полосу захвата только в точке 6. При этом частота ГУН снова становится равной частоте входного сигнала и повторяет его изменение вплоть до точки 7. В точке 7 происходит срыв синхронизации, в результате чего частота ГУН становится равной f_0 (точка 8). При дальнейшем уменьшении частоты входного сигнала частота ГУН не изменяется (точка 9).

Полный размах диапазона (полосы) удержания $2\Delta f_{уд}$ определяют между точками 4 и 8, как показано на рис. 2д. 3. Аналогично определяют полный размах диапазона (полосы) захвата $2\Delta f_3$ между точками 2 и 6, как показано на том же рисунке.

Диапазон рабочих частот системы ФАПЧ определяется значениями минимальной $f_{мин}$ и максимальной $f_{макс}$ частот ГУН, в пределах которых обеспечиваются режимы удержания и захвата.

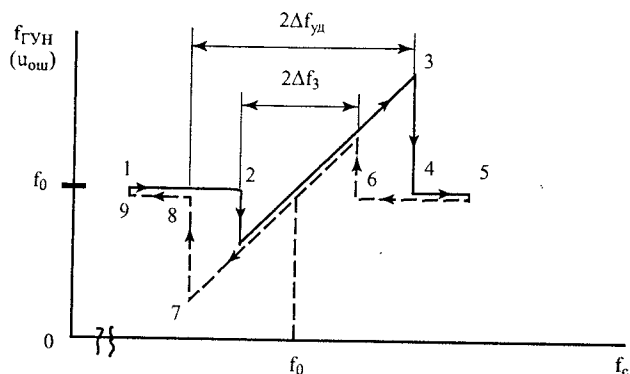


Рис. 2д. 3. Определение диапазонов удержания и захвата

Уровень входного сигнала, необходимого для нормальной работы системы ФАПЧ, определяется минимальным напряжением входного сигнала $u_{вх мин}$, при котором обеспечивается режим синхронизации.

Применение систем с ФАПЧ. Устройства, основанные на использовании ФАПЧ, находят широкое применение при построении помехоустойчивых систем синхронизации сигналов (например, в строчной развертке телевизоров), синтезаторах частоты (например, в высокочастотных тюнерах), в прецизионных электроприводах (например, в видеомагнитофонах и видеокамерах) и во многих других областях техники. Ниже будут рассмотрены только некоторые примеры применения систем ФАПЧ для построения различных электронных устройств.

Очень важным применением систем ФАПЧ является построение на их основе синтезаторов сетки стабильных частот с применением одного опорного кварцевого генератора. Структурная схема такого синтезатора частоты приведена на рис. 2д. 4. В состав этой схемы входят генератор опорной частоты ГОЧ с кварцевым резонатором Q, делитель опорной частоты ДОЧ, фазовый детектор ФД, фильтр нижних частот ФНЧ, генератор управляемый напряжением ГУН и программируемый делитель частоты ПДЧ.

Сигнал опорной частоты $f_{оп}$ создается ГОЧ с кварцевым резонатором Q. Этот сигнал поступает на делитель опорной частоты, с помощью которого частота опорного сигнала понижается в n раз ($f_{оп}/n$). Такое снижение опорной частоты позволяет применить высокочастотный кварцевый резонатор и обеспечивает надежную работу фазового детектора.

Контур ФАПЧ состоит из фазового детектора ФД, фильтра нижних частот ФНЧ и генератора, управляемого напряжением ГУН. Выходное напряжение ГУН поступает на вход фазового детектора через программируемый делитель частоты ПДЧ ($f_{вых}/m$). Та-

ким образом, на входы фазового детектора поступают сигналы с частотами $f_{оп}/n$ и $f_{вых}/m$. В результате сравнения этих сигналов выходной сигнал будет иметь частоту, определяемую уравнением

$$\frac{f_{оп}}{n} = \frac{f_{вых}}{m}$$

откуда находим, что $f_{вых} = m f_{оп}/n$.

Изменение частоты выходного сигнала $f_{вых}$ обеспечивается с помощью кода поступающего на ПДЧ из устройства управления. Переключение делителя опорной частоты ДОЧ используется для расширения сетки синтезируемых частот.

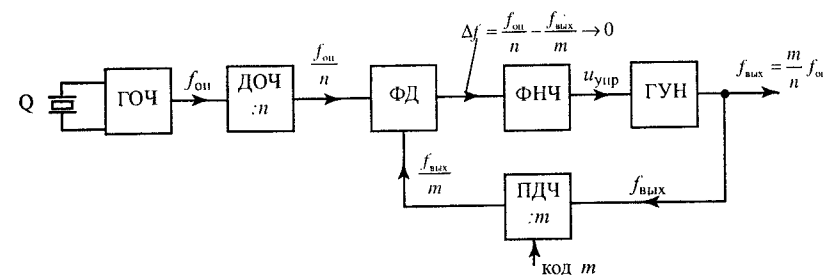


Рис. 2д. 4. Структурная схема синтезатора частоты

Подобного рода синтезаторы частоты широко используются в высокочастотных тюнерах (перестраиваемых селекторах) радиоприемных и телевизионных устройств. Для этого выпускаются специализированные микросхемы, работающие в диапазоне частот до 2...3 ГГц.

Структурная схема регулируемого прецизионного электропривода показана на рис. 2д. 5. Схема содержит основные элементы контура ФАПЧ: фазовый детектор ФД и фильтр нижних частот ФНЧ. Однако роль ГУН выполняет тахогенератор ТГ, который используется для измерения частоты вращения двигателя ДВ. Для обеспечения необходимой выходной мощности, поступающей на двигатель ДВ, используется специальный усилитель мощности УМ, на вход которого подается сигнал управления $u_{упр}$.

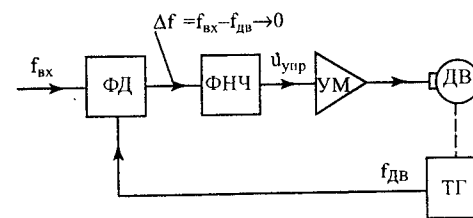


Рис. 2д. 5. Структурная схема управления скоростью двигателя на основе ФАПЧ

Следует отметить, что в этой схеме выходным сигналом является не сигнал тахогенератора ТГ (т. е. частотный сигнал), а сигнал ошибки, который снимается с выхода ФНЧ.

Еще один пример применения устройства ФАПЧ показан на рис. 2д. 6. На этом рисунке приведена структурная схема частотного детектора, используемого в радиоприемных устройствах для детектирования (демодуляции) частотно модулированных сигналов. Частотный детектор, выполненный на основе системы ФАПЧ обычно называют синхронно-фазовым детектором (СФД).

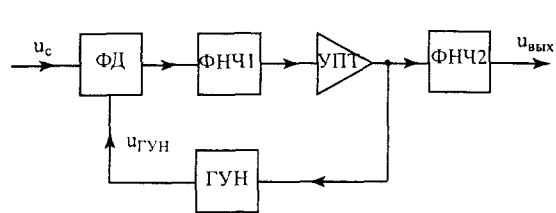


Рис. 2д. 6. Структурная схема синхронно-фазового частотного детектора

сигнал подводится к второму фильтру нижних частот ФНЧ2, который обеспечивает подавление высокочастотных импульсных помех.

Принцип действия СФД сводится к тому, что при расхождении фаз вследствие несовпадения частот входного и гетеродинного сигналов фазовый детектор ФД вырабатывает напряжение ошибки, которое после фильтрации и усиления воздействует на частоту местного гетеродина ГУН. В результате его частота устанавливается равной частоте входного сигнала. Иначе говоря, ГУН отслеживает изменение частоты входного сигнала, т. е. он работает в полосе захвата.

Однако, как уже отмечалось выше (рис. 2.3 д), пропорционально изменению частоты ГУН меняется и напряжение сигнала ошибки $u_{ош}$, которое в данном случае и является выходным сигналом СФД. Фильтр ФНЧ2 в работе петли ФАПЧ не участвует. Он используется только для устранения высокочастотных помех на выходе СФД.

Интегральные микросхемы для устройств ФАПЧ. В настоящее время выпускаются интегральные микросхемы ФАПЧ двух видов: аналоговые и цифровые. Цифровые ФАПЧ обеспечивают лучшую синхронизацию и потому часто используются в синтезаторах частоты. Аналоговые ФАПЧ чаще применяются для обработки сигналов с частотной или амплитудной модуляцией. Основное различие между этими двумя типами ИМС ФАПЧ состоит в выполнении фазового детектора (фазового компаратора).

В аналоговых ИМС ФАПЧ в качестве фазового детектора применяются схемы двойных балансных модуляторов или аналоговые перемножители сигналов. В цифровых ФАПЧ обычно используются логические узлы типа «исключающее ИЛИ».

Разработаны и выпускаются различными фирмами специальные микросхемы синтезаторов частоты с программируемыми счетчиками-делителями. Рассмотрим одну из таких микросхем, выпускаемую фирмой Motorola. На рис. 2д. 7 приведена упрощенная структурная схема микросхемы MC44824 этой фирмы. Микросхема MC44824 предназначена для работы в синтезаторах частоты высокочастотных тюнеров различных радиоприемных устройств и может использоваться в диапазоне частот до 1300 МГц. Она содержит все узлы, необходимые для выполнения устройств ФАПЧ, кроме ГУН, который находится в тюнере. Входной сигнал $u_{вх}$ через согласующий усилитель У1 поступает на прескалер (делитель частоты входного сигнала в 8 раз). После этого он подводится к программируемому делителю частоты, который управляется с помощью двухпроводной шины управления. Выходной сигнал программируемого делителя частоты поступает далее на первый вход фазового компаратора. На второй вход фазового компаратора подводится опорный сигнал, поступающий от генератора с кварцевой стабилизацией, работающего на частоте 4 МГц. Для создания более мелкой сетки опорных частот используется опорный делитель, который входит в состав генератора.

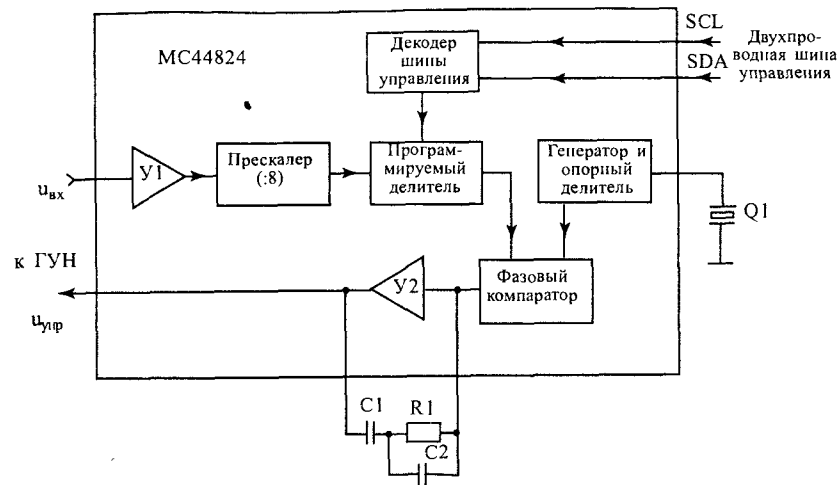


Рис. 2д.7. Структурная схема ИМС ФАПЧ тип MC44824

К выходу фазового компаратора подключен активный фильтр нижних частот на операционном усилителе У2 с внешними R1, C1, C2 элементами. Выходной сигнал активного фильтра $u_{упр}$ поступает на выход микросхемы и используется для регулирования частоты ГУН, который входит в состав высокочастотного тюнера.

Другая весьма распространенная микросхема ФАПЧ типа CD4046 выпускается фирмой RCA. Структурная схема этой микросхемы приведена на рис. 2д. 8. Микросхема содержит набор узлов, из которых можно собрать с помощью внешних соединений устройства ФАПЧ различного назначения. Входной сигнал $u_{вх}$ через согласующий усилитель У поступает на первые входы двух различных фазовых компараторов ФК1 и ФК2. Первый фазовый компаратор ФК1 выполнен на логическом элементе «Исключающее ИЛИ». Второй фазовый компаратор ФК2 содержит четыре триггера и управляющую логику. Таким образом, по приведенной выше классификации эта микросхема относится к цифровым ФАПЧ. Кроме этого, в состав микросхемы входит ГУН с внешней частотно задающей емкостью C_T . Выходной сигнал ГУН поступает на внешний ФНЧ, который рекомендуется подключать к выходу одного из фазовых компараторов. Микросхема CD4046 может работать в диапазоне частот от 1 Гц до 1 МГц.

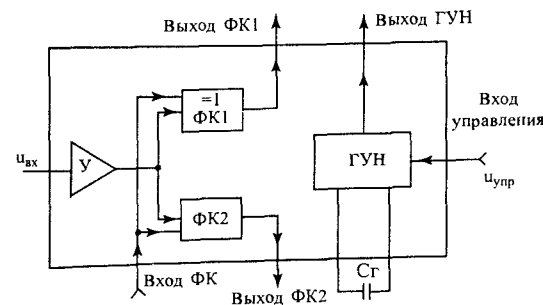


Рис. 2д. 8. Структурная схема ИМС ФАПЧ типа CD4046

- B — коэффициент передачи тока базы транзистора
 B_s — магнитная индукция насыщения
 C — электрическая емкость
 D — проницаемость (коэффициент влияния) электродов в электровакуумной лампе
 E, e — электродвижущая сила источника напряжения
 f — частота колебания
 $F_{ш}$ — коэффициент шума
 G, g — электрическая проводимость
 H — параметры транзистора; передаточная функция
 h — переходная характеристика; шаг квантования
 I — постоянный ток; среднее или действующее значение переменного тока
 i — мгновенное значение тока; текущее значение тока
 K — коэффициент усиления; коэффициент передачи
 K_r — коэффициент гармоник
 K_m — коэффициент мощности
 L — индуктивность катушки или дросселя
 M — взаимная индуктивность; коэффициент лавинного размножения носителей заряда
 m — коэффициент (индекс) модуляции
 n — коэффициент трансформации
 n_n, p_p — концентрация носителей (электронов и дырок соответственно)
 P — средняя мощность
 Q — реактивная мощность; добротность
 q — электрический заряд
 R, r — электрическое сопротивление
 R_T — тепловое сопротивление
 S — крутизна вольт-амперной характеристики (проводимость прямой передачи)
 T — температура; период колебания
 t — время
 U — постоянное напряжение; среднее или действующее значение переменного напряжения
 u — мгновенное значение напряжения; текущее значение напряжения
 w — число витков катушки индуктивности
 X, x — реактивное (емкостное или индуктивное) сопротивление
 Y — параметры проводимости четырехполюсника (транзистора)
 Z — полное (комплексное) сопротивление
 α — коэффициент передачи тока эмиттера транзистора
 β — коэффициент передачи звена (транзистора, фильтра, четырехполюсника)
 δ — относительная погрешность
 γ — коэффициент заполнения импульсов
 η — коэффициент полезного действия
 ν — скорость изменения напряжения или тока

- τ — время жизни носителей зарядов; постоянная времени электрической цепи
 Φ — световой поток
 φ — электрический потенциал; начальная фаза колебания
 Ψ_k — контактная разность потенциалов
 ω, Ω — угловая частота колебания

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ

- АМ — амплитудная модуляция
 АФ — активный фильтр
 АЦП — аналого-цифровой преобразователь
 БМ — балансная модуляция
 БТ — биполярный транзистор
 БТИЗ — биполярный транзистор с изолированным затвором
 ВБ — вентильный блок
 ГЛИН — генератор линейно-изменяющегося напряжения
 ДВН — датчик выпрямленного напряжения
 ДЗУ — динамическое запоминающее устройство
 ДТ — датчик тока
 ДУ — дифференцирующее устройство
 ДШ — диод Шотки
 ЗУ — запоминающее устройство
 ЗФ — заграждающий фильтр
 ИВЭП — источник вторичного электропитания
 ИМС — интегральная микросхема
 ИНУН — источник напряжения, управляемый напряжением
 ИНУТ — источник напряжения, управляемый током
 ИОН — источник опорного напряжения
 ИТУН — источник тока, управляемый напряжением
 ИТУТ — источник тока, управляемый током
 ИУ — интегрирующее устройство
 КВ — кремниевый варикап
 ККМ — корректор коэффициента мощности
 КМОП — комплементарная (взаимодополняющая) МОП логика
 КН — компаратор напряжения
 КПД — коэффициент полезного действия
 КС — кремниевый стабилитрон
 КСН — компенсационный стабилизатор напряжения
 КТ — компаратор тока
 МОП — металл-оксид-полупроводник
 МПЗУ — масочное запоминающее устройство

НИ	—	нерегулируемый инвертор
ОБР	—	область безопасной работы
ОЗУ	—	оперативное запоминающее устройство
ОУ	—	операционный усилитель
ПЗУ	—	постоянное запоминающее устройство
ППЗУ	—	программируемое постоянное запоминающее устройство
ПТ	—	полевой транзистор
ПТИЗ	—	полевой транзистор с изолированным затвором
ПТУП	—	полевой транзистор с управляющим затвором
ПФ	—	полосовой фильтр
РИ	—	регулируемый инвертор
РПЗУ	—	репрограммируемое постоянное запоминающее устройство
РПП	—	регистр последовательного приближения
РСВ	—	регулируемый сетевой выпрямитель
СД	—	синхронный детектор
СИД	—	светоизлучающий диод
СИТ	—	статический индукционный транзистор
СН	—	стабилизатор напряжения
ТД	—	туннельный диод
ТДК	—	трансформаторный двухтактный конвертор
ТОК	—	трансформаторный одноктактный конвертор
ТТЛ	—	транзисторно-транзисторная логика
УВХ	—	устройство выборки и хранения
ФВЧ	—	фильтр верхних частот
ФД	—	фотодиод
ФМ	—	фазовая модуляция
ФНЧ	—	фильтр нижних частот
ЦАП	—	цифро-аналоговый преобразователь
ЧМ	—	частотный модулятор
ЭВП	—	электровакуумный прибор
ЭСЛ	—	эмиттерно-связанная логика

- Агаханян Т. М.* Интегральные микросхемы. М.: Энергоатомиздат, 1983.
- Алексенко А. Г.* Основы микросхемотехники. М.: Советское радио, 1977.
- Бахтияров Г. Д., Малинин В. В., Школин В. П.* Аналого-цифровые преобразователи. М.: Советское радио, 1980.
- Глазенко Т. А., Прянишников В. А.* Электротехника и основы электроники. М.: Высшая школа, 1996.
- Гребен А.* Проектирование аналоговых интегральных схем. М.: Энергия, 1976.
- Гринфилд Д.* Транзисторы и линейные ИС. М.: Мир, 1992.
- Гутников В. С.* Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л.: Энергоатомиздат, 1988.
- Источники вторичного электропитания. Под ред. Ю. И. Конева. М.: Радио и связь, 1983.
- Источники электропитания РЭА. Под ред. Г. С. Найвельта. М.: Радио и связь.
- Коломбет Е. А., Юркович К., Зодл Я.* Применение аналоговых микросхем. М.: Радио и связь, 1990.
- Пухальский Г. И., Новосельцева Т. Я.* Проектирование дискретных устройств на интегральных микросхемах. М.: Радио и связь, 1990.
- Ромаш Э. М.* Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. М.: Радио и связь, 1981.
- Степаненко И. П.* Основы микроэлектроники. М.: Советское радио, 1980.
- Хоровиц П., Хилл У.* Искусство схемотехники. Пер. с англ. В 3-х т. М.: Мир, 1993.
- Шило В. Л.* Линейные интегральные схемы. М.: Советское радио, 1983.
- Шило В. Л.* Популярные цифровые микросхемы. М.: Радио и связь, 1987.

**ИЗДАТЕЛЬСКИЙ ЦЕНТР «УЧИТЕЛЬ И УЧЕНИК»
ИЗДАТЕЛЬСТВО «КОРОНА ПРИНТ»**



Оптовая торговля:
(812) 251-33-94, 259-68-17; (095) 148-35-12

E-mail: coronapr@online.ru

Книга — почтой: 198005, Санкт-Петербург,
Измайловский пр., 29. Для КОРОНЫ принт



Виктор Алексеевич Прянишников

ЭЛЕКТРОНИКА

ПОЛНЫЙ КУРС ЛЕКЦИЙ

4-е издание

Ответственный за выпуск *Зими́на М. С.*
Компьютерная верстка *Петренко Н. В., Барышникова Т. К.*
Компьютерный дизайн обложки *Чикудавев А. А.*

ЛР № 065007 от 18.02.1997 г.

ООО «КОРОНА принт»

198005, Санкт-Петербург, Измайловский пр., 29. Тел. (факс): (812) 251-33-94.

Подписано к печати 02.07.2003. Формат 70x100/16. Бумага газетная. Гарнитура «Таймс».

Печать офсетная. Объем 26 печ. л. Тираж 5000 экз. Заказ № 227

Отпечатано с готовых диапозитивов в ФГУП ордена Трудового Красного Знамени «Техническая книга»

Министерства РФ по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций

198005, Санкт-Петербург, Измайловский пр., 29.

ISBN 5-7931-0018-0



9 785793 100182