

# ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИКИ

Н. Б. ДОГАДИН



Н. Б. ДОГАДИН

# ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИКИ

---

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ



САНКТ-ПЕТЕРБУРГ • МОСКВА • КРАСНОДАР  
2007

ББК 32.84

Д 59

**Догадин Н. Б.**

**Д 59** Основы радиотехники: Учебное пособие. — СПб.: Издательство «Лань», 2007. — 272 с.: ил. — (Учебники для вузов. Специальная литература).

**ISBN 978-5-8114-0761-3**

Излагаются базовые сведения по методам расчета электронных схем, принципам работы, построения и применения основных электронных приборов, радиотехнических устройств, систем связи и телевидения, позволяющие понять, грамотно применить и объяснить работу современной радиоэлектронной аппаратуры.

Для студентов нерадиотехнических специальностей вузов.

ББК 32.84

#### **Рецензенты**

Доктор технических наук, профессор Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича *В. Ф. ДМИТРИКОВ*; доктор технических наук, профессор Нижегородского государственного технического университета *А. В. ЗЕНЬКОВИЧ*; профессор Нижегородского государственного технического университета *В. Н. НОГИН*.

#### **Обложка**

*А. Ю. ЛАПШИН*

*Охраняется законом РФ об авторском праве.  
Воспроизведение всей книги или любой ее части  
запрещается без письменного разрешения издателя.*

*Любые попытки нарушения закона  
будут преследоваться в судебном порядке.*

© Издательство «Лань», 2007

© Н. Б. Догадин, 2007

© Издательство «Лань»,

художественное оформление, 2007

---

## ПРЕДИСЛОВИЕ

**В** настоящее время развитие любых отраслей знаний во многом зависит от развития радиотехники. Недостаточная компетенция в этой области значительно снижает темпы получения новых знаний в других областях и их практическое применение, а значит, подготовка современного полноценного специалиста, не знающего основ радиотехники и не владеющего всеми возможностями, предоставляемыми современной радиотехникой, невозможна. В связи с этим в Государственные образовательные стандарты высшего профессионального образования многих нерадиотехнических специальностей введены курс «Радиотехника» или аналогичные. Например, курс «Радиотехника», входящий в состав цикла «Электрорадиотехника» дисциплин федерального компонента предметной подготовки студентов физических и инженерных специальностей педагогических вузов, является одной из основных дисциплин, дающей будущим учителям базовые знания по методам расчета электронных схем, принципам работы, построения и применения основных электронных приборов, радиотехнических устройств, систем связи и телевидения, позволяющей понять, грамотно применить и объяснить работу современной радиоэлектронной аппаратуры.

Быстрое развитие радиотехники и электроники, темпы которого в настоящее время все нарастают, требует от квалифицированного учителя физики и общетехнических дисциплин серьезной подготовки в области радиотехники. Это связано не только с необходимостью объяснения учащимся происходящих процессов при изложении им соответствующих разделов курса физики, но и с грамотной организацией внеурочной работы.

Особенностью изучения курса «Радиотехника» является сложность в осознании происходящих процессов, которые в специализированной литературе изложены, как правило, с привлечением большого и многообразного математического аппарата, не передающего наглядно реальных физических процессов. Поэтому при изложении материала одной из основных задач, стоящих перед автором, являлось объяснение происходящих физических процессов, а математические методы использовались для получения расчетных соотношений. В предлагаемом учебнике отражены современные достижения в соответствующих отраслях радиотехники, он составлен с учетом современных методов и тенденций анализа и проектирования радиотехнических устройств.

Материал написан в соответствии с требованиями Государственного образовательного стандарта высшего профессионального образования по специальности 032200.00 «Физика с дополнительной специальностью» и отражает многолетний опыт преподавания дисциплины в Волгоградском государственном педагогическом университете. Сопоставление указанного стандарта с другими показывает, что предлагаемый учебник может быть рекомендован для многих нерадийотехнических специальностей вузов.

Автор выражает глубокую признательность и искреннюю благодарность профессору В. Н. Ногину (кафедра техники радиосвязи и телевидения Нижегородского государственного технического университета) за многолетнюю плодотворную помощь и поддержку во всех работах в этой области знаний. Он также признателен рецензентам профессорам В. Ф. Дмитрикову и А. В. Зеньковичу за их замечания, способствовавшие улучшению содержания материала.

---

## СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ

- АМ — амплитудная модуляция;  
АЦП — аналого-цифровой преобразователь;  
АЧХ — амплитудно-частотная характеристика;  
БТИЗ — биполярный транзистор с изолированным затвором;  
ВАХ — вольт-амперная характеристика;  
ГЛИН — генератор линейно изменяющегося напряжения;  
ЗФ — заграждающий фильтр;  
КПД — коэффициент полезного действия;  
ЛАЧХ — логарифмическая амплитудно-частотная характеристика;  
ОБ — схема с общей базой;  
ОК — схема с общим коллектором;  
ОС — обратная связь;  
ОУ — операционный усилитель;  
ОЭ — схема с общим эмиттером;  
ПТ — полевой транзистор;  
ПФ — полосовой фильтр;  
ПЧ — промежуточная частота;  
УЗЧ — усилитель звуковых частот;  
УПТ — усилитель постоянного тока;  
УПЧ — усилитель промежуточной частоты;  
УРЧ — усилитель радиочастоты;  
ФВЧ — фильтр верхних частот;  
ФНЧ — фильтр нижних частот;  
ФМ — фазовая модуляция;  
ФЧХ — фазочастотная характеристика;  
ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь;  
ЧМ — частотная модуляция;  
ШИМ — широтно-импульсная модуляция;  
ЭДС — электродвижущая сила;  
ЭЛТ — электронно-лучевая трубка.

---

## ВВЕДЕНИЕ

Более ста лет прошло с того времени, когда 7 мая 1895 г. на заседании Русского физико-химического общества в Петербурге Александр Степанович Попов (1859–1906) продемонстрировал действие первого в мире радиоприемника (приемника электромагнитных колебаний). Этот день в нашей стране считается днем рождения Радио. С того момента радиотехника является одной из наиболее бурно развивающихся отраслей науки и техники. В настоящее время, наверное, нет отрасли знания, в которой бы не использовались радиотехнические методы и устройства (физика, химия, биология, медицина, педагогика и т. п.). Широкое применение повсеместно используемой вычислительной техники было бы невозможно без достижений радиотехники. С радиотехническими изделиями мы сталкиваемся каждый день: телевизоры, магнитофоны, микроволновые печи, сотовые телефоны и т. д. Сегодня, вероятно, уже нет квартир, к которым бы не была подведена проводная сеть радиовещания. Так что же такое радиотехника?

Радиотехника — наука и отрасль техники, осуществляющая разработку и исследования методов генерации, усиления, излучения и приема электромагнитных колебаний и волн радиодиапазона ( $3 \dots 3 \cdot 10^{12}$  Гц), изучение этих колебаний, а также применение разработанных методов для передачи информации в радиосвязи, радиовещании, телевидении, радиолокации, радионавигации и других областях. Каждая из этих областей столь важна, что выделить какую-либо одну из них в качестве приоритетной невозможно. Каждая имеет свои особенности построения, области применения, пробле-

мы и методы их решения, которые рассмотрены в многочисленных специализированных монографиях, учебниках и учебных пособиях. Однако в каждой из этих областей для достижения нужного результата используются однотипные устройства, построенные по одинаковым принципам и лишь иногда различающиеся некоторыми специфическими особенностями (например, диапазоном используемых частот, величиной мощности и т. д.). К таким устройствам относятся устройства генерирования, усиления, преобразования электрических колебаний, восстановления переданных сигналов и др. Именно вопросы построения таких устройств, базовых при использовании во всех областях радиотехники, необходимо понять и освоить в первую очередь, чтобы понять принципы работы и методы построения радиоэлектронного оборудования. Именно они и рассматриваются в курсе «Радиотехника». Для более подробного ознакомления и изучения конкретных областей радиотехники студенты могут воспользоваться специальной литературой, список которой приведен в конце книги.



---

ГЛАВА ПЕРВАЯ

**СИГНАЛЫ СООБЩЕНИЯ  
И РАДИОСИГНАЛЫ.  
ОСНОВНЫЕ  
РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИГНАЛЫ  
И ИХ ПАРАМЕТРЫ**

1.1.  
**КЛАССИФИКАЦИЯ СИГНАЛОВ**

**В** различных областях современной радиотехники для различных целей используются различные виды радиотехнических сигналов. Чтобы подчеркнуть функциональное назначение некоторых из них — их разделяют на сигналы сообщения и радиосигналы. Например, в своей жизни люди друг с другом обмениваются сообщениями. Наиболее распространенными из них являются звуковые и зрительные. Однако передать их в первоначальном виде на значительные расстояния сложно: применение акустических мегафонов и биноклей лишь незначительно увеличивают возможное расстояние между отправителем и получателем сообщения. При использовании для этой цели средств радиотехники необходимо сигналы из естественного вида преобразовать в электрические колебания (напряжение или ток). Для преобразования акустических колебаний используют микрофоны, в которых колебания мембраны, вызванные изменением звукового давления, преобразуются в электрический сигнал. Для зрительных образов используют преобразователи оптического изображения в электрический сигнал (видеосигнал). В получаемых в обоих случаях электрических сигналах мгновенные значения отражают процесс изменения во времени физического состояния какого-либо объекта. Такие сигналы называют **сигналами сообщения**. Для звуковых колебаний — мгновенные значения сигналов сообщения пропорциональны текущему звуковому (акустическому) давлению, для видеосигналов — элементу зрительного образа. Сигналами сообщения могут быть сигналы, показывающие изменение температуры, влажности, напряжения, пропорциональные расстоянию и т. д.

Однако сигналы сообщения (исходные сигналы), как правило, сравнительно низкочастотны, так как наши органы чувств инерционны, и они могут распространяться лишь на небольшие расстояния. Поэтому для передачи их на значительные расстояния используют колебания более высокочастотного (радио-) диапазона. Для этого применяют колебания известной формы (например, гармонические), один из параметров которых изменяется пропорционально сигналу сообщения. Получаемые в результате сигналы радиочастотного диапазона, несущие в себе информацию о сигналах сообщения, называются **радиосигналами**.

Вне зависимости от формы их представления все сигналы делятся на детерминированные и случайные.

*Детерминированными* называются сигналы, мгновенное значение которых в любой момент времени известно заранее (гармонические — синусоидальные и косинусоидальные; прямоугольные, треугольные и др.). Например, если у напряжения, вырабатываемого генератором электростанции, измерить амплитуду, частоту и начальную фазу, то при неизменности режима работы генератора можно для любого момента времени (через час, неделю, год...) вычислить его мгновенное значение.

*Случайными* (стохастическими) называются сигналы, мгновенные значения которых заранее неизвестны и могут быть предсказаны лишь с некоторой вероятностью (речь, музыка и т. д.). Форма таких сигналов неизвестна, поэтому их математическая запись (модель сигнала) представляет собой, как правило, плотность распределения вероятности появления его различных мгновенных значений. Если она зависит только от одного параметра (например, от величины мгновенного значения колебания), то называется *одномерной плотностью распределения вероятности*; если от двух — то *двумерной*, и т. д. Такие модели, как правило, сложны и предназначены для исследования конкретных свойств сигналов или их использования, например, для исследования акустических свойств речи; для исследования энергетических характеристик усилителей при усилении речевого сигнала и т. д.

По форме детерминированные и случайные сигналы делятся на непрерывные, дискретные, квантованные и цифровые (см. рис. 1.1).

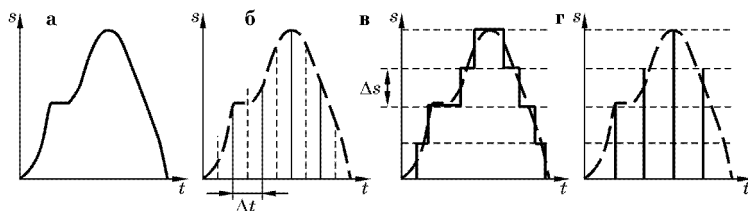


Рис. 1.1

**Непрерывными** называются сигналы, мгновенные значения которых определены в любой момент времени. Как правило, все колебания, соответствующие физическим процессам (выработанные генераторами, сопровождающие речевобразование, музыкальные сигналы и другие), являются непрерывными, имеющими различные, в том числе и нулевые, мгновенные значения. Однако, как показывают исследования, многие из них обладают информационной избыточностью, то есть для того чтобы передать и правильно воспринять сигналы, необязательно передавать все многообразие их мгновенных значений. Достаточно использовать какие-либо характерные параметры, которые позволят с необходимой точностью восстановить исходное колебание. Например, для гармонического сигнала это амплитуда, частота и начальная фаза колебания, которые позволяют сформировать его в любой момент времени. Следовательно, для правильного восстановления такого колебания следует только сообщить сведения об этих трех параметрах. Этого достаточно для детерминированных колебаний, но не для случайных сигналов. Для них те же характерные параметры изменяются случайным образом, что усложняет процесс обработки таких сигналов, так как в нем, с одной стороны, стараются уменьшить информационную избыточность сигналов, а с другой — сохранить характерные признаки, позволяющие обеспечить правильность их восприятия. Одним из способов обработки, снижающих информационную избыточность сигналов, является дискретизация колебания.

**Дискретными** называются сигналы, мгновенные значения которых определены лишь в фиксированные моменты времени (выборки), отстоящие друг от друга на шаг дискретизации  $\Delta t$  (рис. 1.1,б). Это один из способов представления сигнала, уменьшающий его информационную избыточность. Наличие промежутка времени ( $\Delta t$ ), в течение которого колебание не

передается, позволяет использовать этот промежуток для передачи выборок другого колебания (на рис. 1.1,б они показаны штриховыми линиями). В этом случае по одной линии связи за один сеанс связи происходит одновременная передача двух сообщений, то есть временное (во времени) уплотнение канала передачи, сокращающее требуемое число физических линий связи. Конечно, при выборе соответствующей величины шага дискретизации число передаваемых сообщений может быть увеличено. Такой способ представления сигнала широко используется при передаче сообщений на большие расстояния, например, в междугородней телефонии.

Следующим способом представления сигнала является его квантование. **Квантованными** называются колебания, мгновенные значения которых определены в любой момент времени, но их величины могут принимать лишь определенные значения, отстоящие друг от друга на величину, пропорциональную шагу квантования  $\Delta s$  (рис. 1.1,в). Такие колебания используются в помехоустойчивых системах, при формировании колебаний, у которых требования к их форме не очень высокие (например, в источниках бесперебойного питания и других электронных генераторах, формирующих квазигармоническое напряжение с параметрами питающей сети), при цифроаналоговом формировании сигнала (цифровой обработке звука, в цифровом телевидении) и т. д.

Еще одним способом представления колебания являются цифровые сигналы. **Цифровыми** называются сигналы, дискретные во времени и квантованные по амплитуде. Для их получения используют аналого-цифровой преобразователь (АЦП) — устройство, на вход которого подается непрерывный (*аналоговый*) сигнал, а с выхода снимается цифровой. Одним из основных параметров АЦП является *его разрядность* — число уровней квантования сигнала. Очень часто амплитуду выборки цифрового сигнала представляют в двоичном коде (импульсно-кодовая модуляция). Двоичный код представляет собой набор определенного количества равноотстоящих импульсов одинаковой амплитуды и длительности, каждый из которых соответствует одному из разрядов двоичного числа, причем присутствие импульса в наборе соответствует 1, а отсутствие — 0. Напомним, что *двоичным* называется число, выраженное при помощи двух цифр 0 и 1. Количество

разрядов в коде ( $n$ ) зависит от числа уровней квантования сигнала ( $N$ ) и определяется по формуле  $n = \log_2 N$ . Полученные кодовые последовательности затем могут передаваться непрерывно друг за другом или оформляться в виде отдельных блоков.

Сигналы в двоичном коде обладают значительной помехоустойчивостью: для их правильного восстановления достаточно небольшого превышения сигнала над шумами, позволяющего зафиксировать наличие или отсутствие импульса, поэтому они широко используются при передаче информации в компьютерных, телефонных и других сетях. В качестве единицы измерения возникающего в этом случае потока импульсов используют *скорость цифрового потока*, определяемую произведением разрядности чисел на частоту дискретизации (количество отсчетов за секунду). Например, типовое использование диапазона уровней квантования от  $-127$  до  $+127$  предполагает (включая знаковый разряд) 8-разрядное (8-битное) представление чисел; если они измеряются (а значит, и следуют) с частотой 8 кГц (что характерно для передачи речи), то скорость потока информации на выходе АЦП составляет 64 кбит/с.

Восстановление первоначальной формы сообщения из цифрового сигнала происходит с помощью *цифро-аналогового преобразователя (ЦАП)*.

При описании работы различных радиотехнических устройств часто используют слово «*информация*». В настоящее время в связи с широким развитием различных методов передачи данных оно приобрело два значения: абстрактное (качественное) и конкретное (количественное). С одной стороны, под информацией понимают любые сообщаемые сведения; с другой — некоторое численное значение меры неожиданности получения каких-либо сведений в сообщении. Если в сообщении никаких неизвестных сведений нет, то говорят, что количество информации равно нулю. Если в источнике сообщений сигналы  $a_1, a_2, \dots, a_n$  могут появляться с вероятностью  $P(a_1), P(a_2), \dots, P(a_n)$ , то наиболее неожиданным будет самое маловероятное сообщение, то есть в этом случае количество получаемой информации будет наибольшим. Поэтому *количество информации, содержащееся в сообщении, определяется вероятностью появления различных сведений, и ее численная характеристика вычисляется по формуле:  $i(a_k) = -\log_2 P(a_k) \geq 0$* . Она обладает следующими свойствами: при передаче двух

и более независимых сведений общее количество информации в сообщении равно сумме информации от каждого из сведений в отдельности; в заранее известном сообщении (вероятность которого  $P(a_k) = 1$ ) количество информации равно нулю. В приведенной формуле основание логарифма принято равным 2, потому что в настоящее время в телекоммуникационной и компьютерной технике наиболее часто используются двоичные сигналы, хотя значение основания может быть и другим. Двоичной единицей измерения количества информации служит **бит** (сокращение английских слов *binary digit* — двоичная цифра и *binary unit* — двоичная единица).

Сигналы, расположенные только в одной из полуплоскостей относительно оси времени (положительной или отрицательной), называются **однополярными**; а переходящие из одной полуплоскости в другую — **двуполярными** или **знакопеременными**.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Какие виды сигналов, используемых в радиотехнике, вы знаете?
2. Чем случайные сигналы отличаются от детерминированных?
3. Расскажите о различных формах представления сигналов.
4. Что в радиотехнике подразумевают под словом «информация»?
5. Чем знакопеременные колебания отличаются от однополярных?

## 1.2. ГАРМОНИЧЕСКИЙ СИГНАЛ

Одним из наиболее распространенных колебаний, используемых в радиотехнике, является **гармоническое** (синусоидальное или косинусоидальное) колебание. Напомним основные параметры, характеризующие его, и способы представления. Для определенности на рис. 1.2,а изображен график синусоидального напряжения, который характеризуется:  $u(t)$  — **мгновенным значением сигнала**, определяющим сигнал в любой момент времени, и обозначается обычно строчной (малой) буквой  $u$ ;  $U_m$  — **амплитудой колебания** — максимальным отклонением колебания от нулевой линии;  $T$  — **периодом повторения** — наименьшим временем, в течение которого сигнал повторяется, то есть приобретает ту же фазу;  $f$  — **частотой**, показывающей количество периодов (циклов) колебания, совершающихся в единицу времени ( $f = 1/T$ ). Эта частота иногда

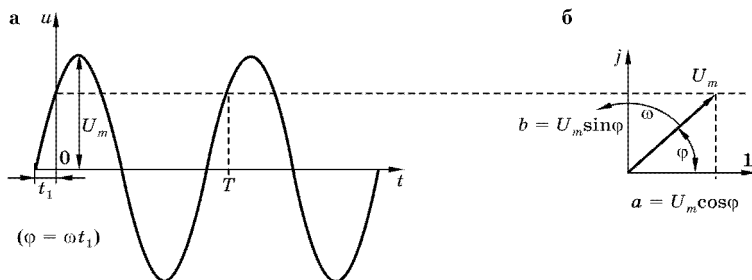


Рис. 1.2

называется циклической и измеряется в герцах ( $1 \text{ Гц} = 1/\text{с}$ );  $\varphi$  — **начальная фаза** колебания, соответствующая началу рассмотрения процесса. Если первоначально (при  $t = 0$ ) мгновенное значение колебания больше нуля, то считается, что оно имеет положительную начальную фазу (со знаком плюс); если меньше нуля, то отрицательную. Колебание с положительной начальной фазой называют *опережающим*, а с отрицательной — *отстающим* или *запаздывающим*.

Приведенная на рис. 1.2,а форма представления колебания называется **временной**, ей соответствует математическая запись:  $u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$ . Однако при решении различных радиотехнических задач такая форма записи иногда оказывается громоздкой, затрудняющей не только решение, но и осознание происходящих физических процессов. В этих случаях для гармонического колебания используют другую форму представления сигнала, называемую **векторной** (рис. 1.2,б). Она как бы иллюстрирует способ получения гармонического колебания, основанный на перемещении проводника (который символизируется вектором длиной  $U_m$ ) по кругу в вертикальном магнитном поле. Начальное положение вектора в пространстве относительно горизонтальной оси (рис. 1.2,б), его начальный поворот, характеризуется начальной фазой ( $\varphi$ ). Считается, что вектор вращается с постоянной скоростью против часовой стрелки. Вращение характеризуется **угловой (или круговой) частотой**  $\omega$ , показывающей скорость изменения фазы сигнала, которая связана с циклической частотой соотношением  $\omega = 2\pi f$ . Единицей измерения является радиан в секунду (рад/с).

Проекция вектора на вертикальную ось, отмечаемая через определенные промежутки времени, переводит вращательное

движение вектора в поступательное и соответствует синусоидальной форме представления сигнала (рис. 1.2,а), а колебание, получаемое проекцией на горизонтальную ось, — косинусоидальной форме. Эти два сигнала отличаются друг от друга только сдвигом начальной фазы на  $90^\circ$ , они называются *ортгоналными*, являются частными случаями гармонического колебания и при учете фазового сдвига взаимозаменяемы. Для того чтобы показать наличие фазового сдвига в  $90^\circ$ , используют буквы  $j$  или  $i$ , которыми обозначают вертикальную ось (рис. 1.2,б). В математике эту ось называют «мнимой», горизонтальную — «действительной», а числа, измеренные по этим осям, называют соответственно «мнимыми» и «действительными». Одновременную (алгебраическую) их запись  $(a + jb)$  называют комплексным числом. Действительные и мнимые числа между собой сравнивать нельзя, так как они измерены по разным осям, и это учитывается при выполнении с ними математических операций. Например, мнимые числа можно складывать только с мнимыми, а действительные — только с действительными. Для перехода к показательной комплексной форме записи необходимо по проекциям вектора найти его длину и начальное местоположение. Длина соответствует амплитуде колебания и может быть рассчитана по теореме Пифагора:

$$U_m = \sqrt{a^2 + b^2} = \sqrt{(U_m \cos \varphi)^2 + (U_m \sin \varphi)^2},$$

а местоположение определяется начальной фазой  $\varphi = \arctg(b/a)$ . Если два вектора, соответствующие двум колебаниям (одно из которых показано на рис. 1.2,б), вращаются с одинаковой скоростью, то при определении их взаимодействия вращение векторов можно не учитывать, так как в любой момент времени векторы один относительно другого будут неподвижными. Если их скорости различны, то для сопоставления колебаний необходимо добавлять составляющие аргумента, учитывающие текущие изменения фазы  $(\omega t)$ , возникающие из-за различия скоростей вращения.

Как уже указывалось, колебание может быть представлено в виде проекций на две взаимоперпендикулярные оси. Это находит отражение в его форме записи:

$$\begin{aligned} u(t) &= U_m \cos(\omega t + \varphi) + jU_m \sin(\omega t + \varphi) = \\ &= U_m \exp[j(\omega t + \varphi)] = \underline{U} \exp(j\omega t), \end{aligned}$$



в которой комплексная амплитуда гармонического сигнала  $\underline{U}$  (иногда  $\dot{U}$ ) равна  $U_m \exp(j\varphi)$ . Возможность перехода от алгебраической к показательной форме записи легко иллюстрируется. Для этого обозначим  $\underline{v} = \cos \varphi + j \sin \varphi$ . Тогда дифференцирование функции:

$$\frac{d\underline{v}}{d\varphi} = \frac{d}{d\varphi}(\cos \varphi + j \sin \varphi) = -\sin \varphi + j \cos \varphi = j(\cos \varphi + j \sin \varphi),$$

то есть  $\frac{d\underline{v}}{d\varphi} = j\underline{v}$ , или  $\frac{d\underline{v}}{\underline{v}} = j d\varphi$ .

Интегрирование обеих частей последнего равенства  $\int \frac{d\underline{v}}{\underline{v}} = \int j d\varphi$  дает  $\ln \underline{v} = j\varphi$ , или  $\underline{v} = e^{j\varphi} = \exp(j\varphi)$ .

Таким образом, для обозначения гармонического колебания можно использовать временную (тригонометрическую), алгебраическую или показательную формы записи, которые равноправны, отражают одно и то же колебание, и целесообразность использования каждого из этих представлений определяется удобством применения соответствующего математического аппарата.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Какие колебания называются гармоническими?
2. Какими пространственными формами их можно представить?
3. Перечислите основные параметры, характеризующие гармонические сигналы.
4. Покажите соответствие временной, алгебраической и показательной форм математической записи гармонического сигнала.

### 1.3. ИМПУЛЬСНЫЕ СИГНАЛЫ

Следующими, после гармонических, наиболее распространенными являются импульсные сигналы, среди которых преобладают колебания прямоугольной формы (рис. 1.3).

Они характеризуются как рассмотренными выше, так и некоторыми специфическими параметрами. Например, одним из основных их параметров является *длительность импульса* ( $t_{\text{И}}$ ) — время, в течение которого значение сигнала отлично от нуля. Очень часто в реальных условиях при измерении временных параметров бывает сложно однозначно зафиксировать момент начала или окончания импульса (например, когда он искажается помехами), поэтому в качестве отсчетных вводят уровни, отличные от нулевого. Наиболее распространенными

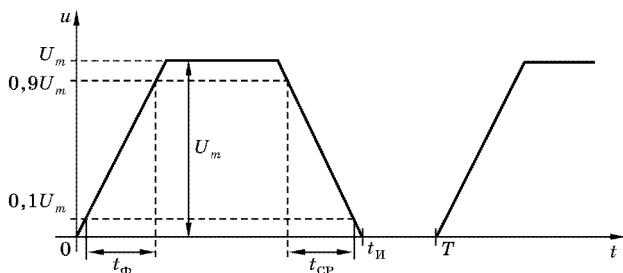


Рис. 1.3

являются для минимального уровня значение  $0,1 U_m$ , для максимального  $0,9 U_m$ , позволяющие вводить 10%-й запас на воздействие помехи. В этом случае *длительностью импульса* будет называться время, в течение которого импульс превышает величину  $0,1$  своей амплитуды. Кроме этих, импульсные сигналы характеризуются следующими параметрами: *длительность фронта импульса* ( $t_{\Phi}$ ) — время, в течение которого мгновенное значение импульса изменяется от  $0,1 U_m$  до  $0,9 U_m$ ; *длительность среза (спада) импульса* ( $t_{\text{СР}}$ ) — время, в течение которого мгновенное значение импульса изменяется от  $0,9 U_m$  до  $0,1 U_m$  (в случае идеальных импульсов выбирают уровни измерения от  $0$  до  $U_m$ ); *период повторения* ( $T$ ) — время между одинаковыми мгновенными значениями двух соседних импульсов; *частота следования*  $f = 1/T$ ; *скважность* ( $q$ ) — показывает во сколько раз периоды повторения импульсов больше их длительностей  $q = T/t_{\text{И}}$ , *коэффициент заполнения*, показывающий, какую часть периода занимает длительность импульса  $t_{\text{И}}/T$ ; *длительность паузы* ( $t_{\text{П}}$ ) — время, в течение которого импульс не превышает величину  $0,1$  своей амплитуды ( $t_{\text{П}} = T - t_{\text{И}}$ ). В некоторых случаях, когда вершина импульса не остается постоянной, а с течением времени уменьшается, вводят параметр *снижение (спад) вершины* ( $\Delta$ ) — изменение максимального мгновенного значения импульса в течение его длительности  $\Delta = \Delta U/U_m$ .

#### Контрольные вопросы и задания

1. Перечислите основные параметры, характеризующие импульсные колебания.
2. Как определяется длительность импульса?
3. Как определяются длительности фронта и среза?
4. Что такое скважность импульсов?

#### 1.4. СПЕКТРАЛЬНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИГНАЛА

В математике доказывается, что любое сложное колебание можно представить состоящим из набора более простых, элементарных колебаний. Их совокупность, включающая в себя колебания с различными амплитудами, частотами и фазами, сумма которых дает первоначальный сигнал, называется *спектральным представлением* или *спектром сигнала*. Нахождение спектра сигнала позволяет упростить задачи анализа работы различных радиотехнических устройств и синтеза различных колебаний. Например, для определения изменения сигнала при прохождении его через какое-либо устройство достаточно рассмотреть изменения, претерпеваемые при этом каждой из составляющих колебания, а затем все их просуммировать, синтезируя выходной сигнал. Или вместо самой речи передавать по каналу связи параметры речевого сигнала, а затем по их значениям в выходном устройстве восстановить голос человека — так работают вокодеры. Аналогично синтезируется музыка и т. д. Чем точнее, безошибочнее будет проведено разложение колебания, тем более правильно будет оно синтезировано. Поэтому при выборе элементарных колебаний разложения необходимо, чтобы они удовлетворяли определенным требованиям. Рассмотрим их.

Анализируемое колебание в общем случае может быть дискретным или непрерывным, иметь любую форму, быть как одно-, так и двуполярным. Поэтому элементарные колебания, на которые оно разлагается, должны быть такими, чтобы их набор мог полностью (то есть в любой момент времени существования сигнала) восстановить его первоначальную форму. Следовательно, элементарные колебания должны быть непрерывными и знакопеременными, чтобы была возможность синтезировать обе полуволны исходного сигнала. Но знакопеременное колебание в момент перехода от одной полуволны к другой обращается в нуль и, следовательно, при этом синтезируемое колебание также вынуждено обратиться в нуль, хотя реально оно, предположим, должно иметь другое значение. Чтобы это исключить, в качестве элементарных необходимо использовать по крайней мере два периодических колебания, причем, когда одно из них обращается в нуль, второе должно

достигать максимума, и наоборот. Такие колебания называются *ортгоналными*. Математически признак ортогональности двух колебаний  $f_n(x)$  и  $f_m(x)$  на любом интервале  $a \leq x \leq b$  записывается так:

$$\int_a^b f_n(x) f_m(x) dx = 0 \text{ для } n \neq m.$$

При этом сами колебания существуют, то есть

$$\int_a^b f_n^2(x) dx \neq 0.$$

Величина

$$\|f_n\| = \sqrt{\int_a^b f_n^2(x) dx}$$

называется *нормой функции*. Функция, для которой

$$\|f_n\|^2 = \int_a^b f_n^2(x) dx = 1,$$

называется *нормированной*. В математике доказывается, что любая кусочно-непрерывная функция  $s(x)$ , для которой

$$\int |s(x)|^2 dx < \infty,$$

может быть представлена совокупностью непрерывных функций  $f_n(x)$  так, что

$$s(x) = c_0 f_0(x) + c_1 f_1(x) + \dots + c_n f_n(x) + \dots \quad (1.1)$$

Если обе части этого равенства умножить на  $f_n(x)$  и проинтегрировать в пределах от  $a$  до  $b$ , то все слагаемые вида

$$\int_a^b c_m f_m(x) f_n(x) dx$$

при  $n \neq m$  будут равны нулю из-за ортогональности этих функций. Тогда равенство (1.1) примет вид:

$$\int_a^b s(x) f_n(x) dx = c_n \int_a^b f_n(x) f_n(x) dx = c_n \|f_n\|^2.$$

И, следовательно, коэффициенты ряда (1.1) могут быть найдены по формуле:

$$c_n = \frac{1}{\|f_n\|^2} \int_a^b s(x) f_n(x) dx. \quad (1.2)$$

Такой ряд называется *обобщенным рядом Фурье*.

Как уже указывалось, входящие в его состав элементарные колебания  $f_n(x)$  могут быть любыми периодическими и ортогональными, но лучше использовать те, математический аппарат работы с которыми хорошо изучен. Это позволяет значительно упростить проводимый анализ. Кроме того, если эти сигналы достаточно просто формируются, то упрощается и синтез выходного колебания. Всем этим условиям удовлетворяют гармонические колебания. В разделе 1.2 были рассмотрены различные формы их математической записи, подстановка которых в (1.2) приводит к различным формулам расчета коэффициентов ряда Фурье.

Если воспользоваться комплексной формой записи гармонического колебания, то ряд Фурье (1.1) может быть представлен в виде:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_1 t}.$$

Здесь  $n$  — положительное целое число, называемое *номером гармоники*;  $\omega_1$  — частота основной (первой) гармоники, совпадающая с частотой повторения разлагаемого сигнала  $s(t)$ , остальные гармоники называются *высшими*.

В этом случае для нахождения коэффициентов ряда (чтобы избавиться от мнимых чисел при совпадении функций) обе его части нужно умножить на комплексно-сопряженное число и проинтегрировать в пределах периода повторения функции (от  $-T/2$  до  $T/2$ ). Тогда квадрат нормы функции:

$$\|f_n\|^2 = \int_{-T/2}^{T/2} e^{jn\omega_1 t} e^{-jn\omega_1 t} dt = T,$$

а коэффициенты ряда:

$$c_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) e^{-jn\omega_1 t} dt.$$

Если перейти от показательной формы записи комплексного числа к алгебраической, то:

$$\begin{aligned} c_n &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \cos n\omega_1 t dt - j \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \sin n\omega_1 t dt = \\ &= c_n \cos - j c_n \sin. \end{aligned} \quad (1.3)$$

Тогда  $c_n = |c_n|e^{j\theta_n}$ ,

где  $|c_n| = \sqrt{c_{n\cos}^2 + c_{n\sin}^2}$ , а  $\theta_n = -\arctg(c_{n\sin}/c_{n\cos})$ .

Следует обратить внимание на то, что при такой форме записи необходимо суммирование членов ряда при  $-\infty \leq n \leq +\infty$ , то есть суммируются гармоники и с отрицательными частотами, что физически нереализуемо. Поэтому очень часто используют другую алгебраическую форму записи, в которой присутствуют колебания только с положительными частотами, то есть такие, которые можно легко генерировать. Амплитуды этих колебаний в два раза больше, чем коэффициенты, найденные по (1.3), и рассчитываются по формулам:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \cos n\omega_1 t dt, \quad b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \sin n\omega_1 t dt,$$

а сам сигнал может быть представлен в виде:

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_1 t + b_n \sin n\omega_1 t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_1 t + \theta_n),$$

здесь  $a_0$  — значение  $a_n$ , вычисленное при  $n = 0$  (постоянная составляющая колебания);  $A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ ,  $\theta_n = -\arctg(b_n/a_n)$ .

Зависимость амплитуд ( $A_n$ ) от частоты ( $n\omega_1$ ) называется *амплитудно-частотным*, а фаз ( $\theta_n$ ) — *фазочастотным* спектрами.

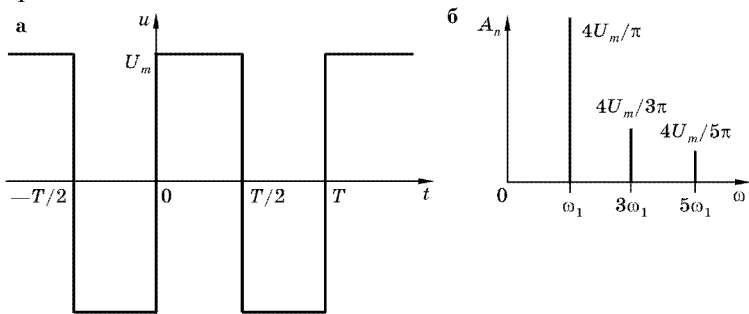


Рис. 1.4

В качестве примера найдем спектр прямоугольного колебания, показанного на рис. 1.4,а.

Такая функция является нечетной, то есть  $s(-t) = -s(t)$ , поэтому  $a_n = 0$  и остаются только амплитуды нечетных гармоник:

$$b_n = \frac{2U_m}{T} \left[ \int_0^{T/2} \sin n\omega_1 t \, dt + \int_{T/2}^T (-1) \sin n\omega_1 t \, dt \right] = \frac{4U_m}{Tn\omega_1} \left( 1 - \cos \frac{n\omega_1 T}{2} \right).$$

Учитывая, что  $\omega_1 T = 2\pi$ , получаем, что

$$A_n = b_n = \frac{2U_m}{n\pi} (1 - \cos n\pi)$$

и существует (не равно нулю) только для нечетных гармоник ( $n = 1, 3, 5, \dots$ ), при этом  $\theta_n = -\pi/2$ . Часть амплитудно-частотного спектра, ограниченная 5-й гармоникой, показана на рис. 1.4,б.

Тогда ряд Фурье для этого колебания будет иметь вид:

$$s(t) = \frac{4U_m}{\pi} \left( \sin \omega_1 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_1 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_1 t + \dots \right).$$

На рис. 1.5 показаны 1-я, 3-я и 5-я гармоники и их последовательное суммирование.

Здесь штриховая линия  $n_{1,3}$  соответствует сумме 1-й и 3-й гармоник, а  $n_{1,3,5}$  — добавлению к ним еще и 5-й гармоники. Из рассмотрения результатов видно, что с увеличением числа суммируемых гармоник результирующее колебание все больше приближается к прямоугольному, то есть все точнее синтезируется первоначальный сигнал. При этом чем больше учитываемая в спектре колебания частота гармонического сигнала, тем более круто идет фронт нарастания результирующего

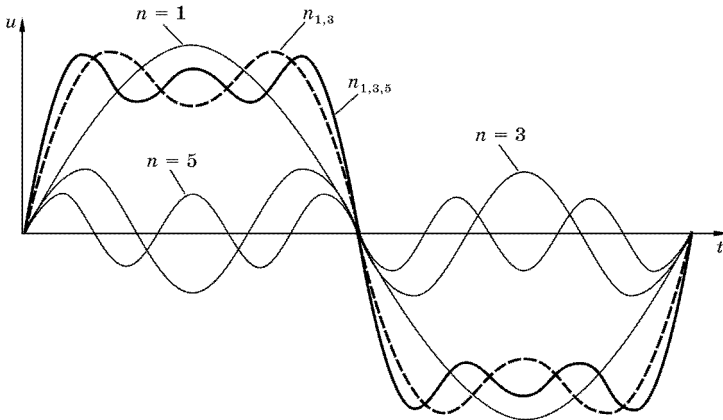


Рис. 1.5

колебания. Следовательно, малым временным длительностям сигнала (когда  $\Delta t \rightarrow 0$ ) соответствуют высокие частоты спектра сигнала, а большим временным интервалам — низкие частоты. Наименьшая частота в спектре периодического сигнала определяется периодом повторения колебания ( $\omega_1 = 2\pi/T$ ). Если период очень большой ( $T \rightarrow \infty$ ), то  $\omega_1 \rightarrow 0$ , то есть в спектре появляется постоянная составляющая.

Кроме того, при увеличении периода повторения  $T$  анализируемого сигнала частотные расстояния между его спектральными составляющими ( $\omega_1, 3\omega_1, 5\omega_1$  и т. д.) уменьшаются, и для одиночных импульсов (у которых  $T \rightarrow \infty$ ) спектр из линейчатого превращается в сплошной.

Таким образом, для качественного рассмотрения процессов, происходящих в радиотехнических цепях, можно малым длительностям сигнала сопоставить поведение цепи при гармоническом колебании высоких частот; а большим длительностям — при малых частотах, вплоть до постоянного тока.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Расскажите о спектральном представлении сигналов.
2. Какие требования предъявляются к элементарным колебаниям разложения?
3. Получите формулу расчета коэффициентов обобщенного ряда Фурье.
4. Обоснуйте комплексную показательную форму записи ряда.
5. Обоснуйте алгебраическую форму записи ряда Фурье.
6. Как рассчитать амплитуды гармонических составляющих сигнала?
7. Что такое амплитудно-частотный и фазочастотный спектры?
8. Какова связь между временными и спектральными (частотными) характеристиками сигналов?

### 1.5. ДИСКРЕТИЗАЦИЯ СИГНАЛОВ

Широкое распространение цифровых методов обработки и передачи информации (когда передаются лишь отдельные значения сигнала) делает актуальным определение тех его значений, по которым возможно точное восстановление колебания. При переводе сигнала в цифровую форму в некоторые моменты времени (называемыми *отсчетными точками* или *отсчетами*) измеряются мгновенные значения колебания, по которым в дальнейшем оно восстанавливается. Чем чаще берутся отсчеты, тем больше данных о сигнале и тем точнее он



может быть восстановлен. Однако с увеличением количества отсчетных точек различие между непрерывным и дискретным представлениями сигнала уменьшается, что уменьшает эффективность применения такого преобразования. Максимальный промежуток времени, через который должны брать отсчетные точки для полного восстановления колебания определяется по теореме отсчетов (теорема Котельникова): *если наибольшая частота в спектре функции  $s(t)$  меньше, чем  $f_m$ , то функция  $s(t)$  полностью определяется последовательностью своих значений в моменты, отстоящие друг от друга не более чем на  $1/2f_m$  секунд.*

Не останавливаясь на рассмотрении математического доказательства теоремы, покажем графически ее справедливость. На рис. 1.6 приведен гармонический сигнал с периодом  $T = 1/f_m$ . Там же вертикальными линиями показаны отсчеты его мгновенных значений, измеряемые через промежутки  $\Delta t < 1/2f_m$ .

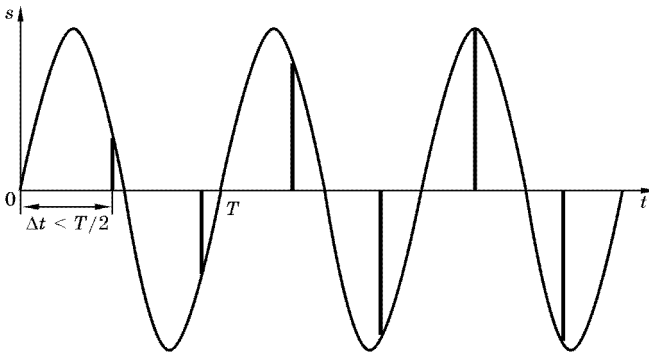


Рис. 1.6

Из рис. 1.6 видно, что в этом случае в течение каждого полупериода колебания берется, по крайней мере, одна выборка сигнала, то есть появляются данные и о положительной, и об отрицательной полуволнах колебания. Промежутки времени между отсчетами (шаг дискретизации  $\Delta t$ ) меньше половины периода сигнала, поэтому выборки в течение нескольких периодов последовательно пройдут через все мгновенные значения периодического колебания, что позволит его полностью восстановить.

Если отсчетные точки брать через промежутки времени  $\Delta t > 1/2f_m$ , то сведения об одном из полупериодов колебания могут пропасть, и тогда точное восстановление сигнала невозможно. Более того, восстановленный по таким отсчетам сигнал будет иметь низкочастотную составляющую, определяемую отсчетными точками, которой не было в исходном колебании.

Чем большее число выборок сигнала имеется в течение одного полупериода, тем проще восстановить колебание. В условиях реальных сигналов, содержащих колебания широкого диапазона частот (например, звуковой сигнал занимает диапазон примерно от 16 Гц до 20 кГц), отсчетные точки определяются исходя из наивысшей частоты спектра. Поэтому для сигналов с меньшей частотой (которые, как правило, встречаются чаще) число отсчетных точек обычно больше, чем определяемое по теореме отсчетов.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Что определяет теорема отсчетов?
2. Какие требования предъявляются к шагу дискретизации?
3. Что произойдет, если требования теоремы не будут выполнены?

---

ГЛАВА ВТОРАЯ

**РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ  
И МЕТОДЫ  
ИХ ИССЛЕДОВАНИЯ.  
ЛИНЕЙНЫЕ  
РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ  
ЦЕПИ**

Радиотехнической цепью называют электрическую цепь, предназначенную для выполнения каких-либо действий (усиление, выделение, преобразование и др.) с радиосигналами. Различают линейные цепи с постоянными параметрами, линейные цепи с переменными параметрами и нелинейные цепи. *Линейной* называется цепь, использующая в своем составе линейные элементы, то есть такие, у которых коэффициент пропорциональности между приложенным к элементам напряжением и протекающим через них током остается постоянным, не зависящим от величин этих токов и напряжений и рассчитываемым на основании закона Ома. Для линейной цепи характерно выполнение в ней принципа суперпозиции: при нескольких одновременных внешних воздействиях (напряжения или ток) результирующий выходной эффект (напряжение или ток) можно определить путем суммирования, наложения (суперпозиции) эффектов, получаемых от каждого из воздействий. Кроме того, в линейной цепи с постоянными параметрами при любом сколь угодно сложном воздействии не возникает колебаний новых частот.

Бывают цепи, у которых коэффициент пропорциональности между приложенным к элементам напряжением и протекающим через них током не зависит от величин этих токов и напряжений, но изменяется во времени. Такие цепи называются линейными *параметрическими*. В них любое простейшее воздействие может создавать сложное колебание, имеющее в своем составе частоты, которых не было во входном сигнале.

Если параметры элементов цепи изменяются в зависимости от величины приложенного к ним напряжения или значе-

ния протекающего через элементы тока, то такая цепь называется *нелинейной*. Для нее характерно появление в спектре выходного колебания новых составляющих, которых не было во входном, и принцип суперпозиции не выполняется.

Реальные радиотехнические цепи и входящие в их состав элементы могут быть отнесены к одной из этих классификаций только при определенной степени идеализации. Например, начальный участок входной характеристики транзистора может быть аппроксимирован квадратичной зависимостью тока от приложенного напряжения, то есть нелинейной зависимостью, а значит такая цепь нелинейная. Но для малых сигналов каждый из отрезков такого участка может быть представлен линейным, имеющим постоянный коэффициент пропорциональности между напряжением и током. Значит, для малого сигнала — это линейная цепь. Однако каждый из отрезков имеет разную величину коэффициента пропорциональности, и если на цепь подать одновременно два сигнала, амплитуда одного из которых мала, и для которого цепь будет линейной, а другого велика, и под ее воздействием коэффициент пропорциональности линейной цепи будет меняться, то для малого сигнала получим линейную параметрическую цепь.

## 2.1. РАСЧЕТ ЦЕПЕЙ ПРИ СТАЦИОНАРНЫХ РЕЖИМАХ

Методы расчета радиотехнических цепей многообразны и используют все основные разделы математики, поэтому здесь приведены только наиболее простые из них, те, которые будут использованы в дальнейшем. В радиотехнике все процессы принято делить на переходные, возникающие при включении и выключении питания, переключении состояния активных элементов и стационарные (установившиеся), идущие неизменными длительное время после окончания переходных процессов. Наиболее часто расчеты радиотехнических цепей выполняют для стационарных (установившихся) процессов. Рассмотрим некоторые из них.

При анализе радиотехнических цепей все входящие в них реальные элементы (резисторы, конденсаторы, транзисторы, электронные лампы и т. д.) заменяются моделями, которые

отражают их основные свойства, проявляющиеся при исследуемых процессах. Такие модели могут быть упрощенными или подробными. Например, резистор можно представить и как элемент, создающий сопротивление прохождению электрического тока, приводящее к необратимому рассеиванию энергии, и как цепь, состоящую из последовательно соединенных сопротивления и катушки индуктивности, параллельно которым подключен конденсатор. Каждая из моделей используется там, где наиболее точно отражает происходящие процессы.

Активные элементы (транзисторы, электронные лампы и т. д.) по отношению к их выходным зажимам заменяются двуполюсниками либо с эквивалентным генератором тока, либо с эквивалентным генератором ЭДС. Как правило, в качестве таких генераторов используются *зависимые*, то есть *управляемые* источники, в которых значение формируемой величины задается входным током или напряжением. **Генератором тока** (рис. 2.1,а) называется устройство, ток которого зависит только от входного сигнала и не зависит от приложенного к генератору выходного напряжения.

Вольт-амперная характеристика генератора представлена графиком 1 на рис. 2.1,в. У **генератора ЭДС** (рис. 2.1,б), наоборот, выходное напряжение определяется лишь входным сигналом и не зависит от величины тока, потребляемого от генератора (график 2 на рис. 2.1,в). Внутреннее сопротивление идеального эквивалентного генератора тока равно бесконечности, а эквивалентного генератора ЭДС равно нулю, и это отражено в их условных графических обозначениях (внутри генератора тока его выводы показаны разомкнутыми, а генератора ЭДС — замкнутыми между собой). Реальные цепи или схемы, заменяемые генераторами, по отношению к своим выходным зажимам обладают внутренним сопротивлением  $R_{\Gamma}$ , которое добавляется к генераторам (рис. 2.1,а и б). При ана-

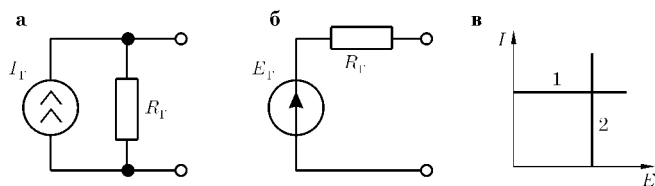


Рис. 2.1

лизе иногда целесообразно переходить от эквивалентного генератора ЭДС к генератору тока и обратно. В этом случае величина внутреннего сопротивления генераторов остается одной и той же ( $R_{\Gamma}$ ), величины тока и напряжения (ЭДС) генераторов связаны между собой соотношением  $I_{\Gamma} = I_{K3} = E_{\Gamma}/R_{\Gamma}$ . При этом ток генератора определяется режимом короткого замыкания в цепи рис. 2.1,б, а величина ЭДС — значением напряжения, выделяющегося на зажимах цепи рис. 2.1,а, без подключенной к ней нагрузки ( $E_{\Gamma} = I_{\Gamma}R_{\Gamma}$ ).

Одними из наиболее часто используемых при анализе цепей являются законы *Кирхгофа*. *Первый закон* отражает неспособность узлов цепи (точек соединения элементов) накапливать электрическую энергию: *алгебраическая сумма токов ветвей, сходящихся в любом узле электрической цепи, равна нулю*

$$\sum_{k=1}^m i_k = 0.$$

При записи этих уравнений знаки токов, вытекающих из узла, принято считать положительными, а втекающих в узел — отрицательными.

*Второй закон: алгебраическая сумма напряжений, действующих на элементах любого замкнутого контура ( $u_k$ ), равна алгебраической сумме ЭДС ( $e_n$ ), включенных в этот контур*

$$\sum_{k=1}^m u_k = \sum_{n=0}^N e_n.$$

Он показывает, что все, что отдается источниками энергии в электрическую цепь, там и распределяется.

Частным случаем этого закона является *закон Ома*, который показывает связь между напряжением, приложенным к элементу, и протекающим через него током ( $\underline{i} = \underline{u}/\underline{Z}$ , где  $\underline{Z}$  — сопротивление элемента, которое в общем случае может иметь резистивный ( $R$ ), реактивный (индуктивный  $X_L$  или емкостный  $X_C$ ) или комплексный (тот и другой  $\underline{Z} = R + jX_L - jX_C$ ) характер. Эти законы распространяются на постоянные и переменные напряжения и токи; на их мгновенные и амплитудные значения; а при представлении колебаний в показательной комплексной форме нужно соответствующим образом учитывать начальные фазовые углы этих величин. Представление колебаний в показательной комплексной форме и проведение

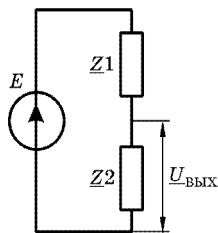


Рис. 2.2

над ними алгебраических операций называется *символическим методом расчета электрических цепей*. При записи реактивных сопротивлений цепи нужно помнить, что ток, протекающий через идеальный индуктивный элемент, отстает от приложенного напряжения на угол, равный  $\pi/2$  (при приложении напряжения к индуктивному элементу в нем возникает ЭДС самоиндукции, которая препятствует протеканию тока), поэтому сопротивление элемента  $Z_L = jX_L = j\omega L$ . При протекании через идеальный емкостной элемент (конденсатор) ток опережает приложенное напряжение на угол, равный  $\pi/2$ . Ток через конденсатор определяется числом электронов, которые переместятся на его обкладки и приведут к накоплению там зарядов, а значит, создадут напряжение. Емкостное сопротивление элемента  $Z_C = -jX_C = -j/\omega C$ .

При анализе процессов очень часто сложные эквивалентные схемы в итоге приводятся к простейшему делителю напряжения (рис. 2.2), на одном из резисторов которого и выделяется анализируемое напряжение ( $U_{\text{ВЫХ}}$ ).

Коэффициент передачи такой цепи  $K = U_{\text{ВЫХ}}/E = I Z_2/E = Z_2/(Z_1 + Z_2)$ , где  $I = E/(Z_1 + Z_2)$  — ток, протекающий по цепи. Если сопротивление  $Z$  имеет резистивный характер  $Z = R$ , то  $K = R_2/(R_1 + R_2)$ .

При анализе процессов очень часто сложные эквивалентные схемы в итоге приводятся к простейшему делителю напряжения (рис. 2.2), на одном из резисторов которого и выделяется анализируемое напряжение ( $U_{\text{ВЫХ}}$ ).

### Контрольные вопросы и задания

1. Какие процессы называются установившимися?
2. Чем эквивалентный генератор тока отличается от эквивалентного генератора ЭДС?
3. Сформулируйте первый и второй законы Кирхгофа.

## 2.2.

### АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

При включении и выключении питания, переключениях и т. д. стационарные или установившиеся процессы в цепях возникают не сразу, а спустя некоторое время после переключения. Действующие от начала воздействия в цепи до установившегося состояния процессы называются *переходными*, они существенно отличаются от стационарных и определяются

наличием в цепи реактивных элементов, которые накапливают и перераспределяют энергию. При расчетах учитывается, что в моменты *коммутации*, сопровождающие начало переходных процессов, ток, протекающий через индуктивные элементы, и напряжения, действующие на емкостных элементах, мгновенно изменяться не могут и остаются теми же, что и до коммутации.

Одним из способов расчета напряжений и токов в элементах цепи при переходных процессах является составление и решение интегро-дифференциальных уравнений для мгновенных значений токов и напряжений. Такой метод называется *классическим*. Рассмотрим применение его для анализа переходных процессов в цепях, содержащих один из типов реактивностей (либо только индуктивности, либо только емкости), которые называются цепями первого порядка.

Предположим, что в исходном состоянии ключ КЛ (рис. 2.3,а) разомкнут, катушка индуктивности  $L$  не содержит запасенной энергии, напряжение на ней  $u_L = 0$ , ток по цепи не протекает, и напряжение на резисторе  $R$  так же отсутствует ( $u_R = 0$ ).

Замкнем ключ КЛ, подавая на вход  $RL$ -цепи постоянное напряжение  $E_{\text{ЗАР}}$ . Согласно второму закону Кирхгофа сумма напряжений на элементах образующегося здесь контура равна сумме ЭДС, действующих в нем, то есть в любой момент времени:

$$E_{\text{ЗАР}} = u_R(t) + u_L(t). \tag{2.1}$$

В начальный момент ( $t = 0$ ) ток в цепи  $i(t = 0) = 0$ ,  $u_R(t) = iR = 0$  и все напряжение  $E_{\text{ЗАР}}$  оказывается приложенным к катушке  $L$ :  $u_L = E_{\text{ЗАР}}$ . Ток, который должен был бы протекать через катушку индуктивности под действием  $E_{\text{ЗАР}}$ , мгновенно измениться не может, так как любое его изменение вызывает появление в катушке магнитного потока и связанную с ним ЭДС самоиндукции. Причем в начальный момент, когда

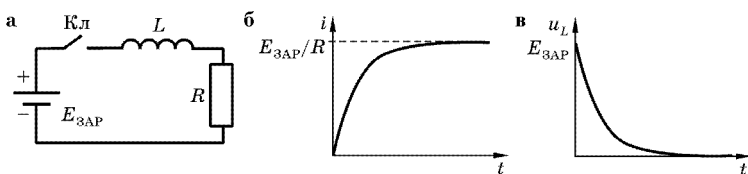


Рис. 2.3



изменение тока максимально (до этого его не было), величина ЭДС самоиндукции наибольшая. Она направлена навстречу  $E_{\text{ЗАР}}$  и компенсирует воздействие этого напряжения, а значит, препятствует изменению тока в катушке. Уменьшение изменения тока снижает величину ЭДС самоиндукции, и создаются условия протекания тока. Таким образом, происходит его плавное нарастание через катушку индуктивности (см. рис. 2.3,б).

В этом случае на резисторе  $R$  появляется, а затем и увеличивается напряжение  $u_R(t)$ . Его возрастание приводит к уменьшению напряжения на катушке  $u_L(t) = E_{\text{ЗАР}} - u_R(t)$  (рис. 2.3,в), а значит, уменьшению возможного изменения тока через нее и замедлению процесса нарастания тока (рис. 2.3,б). Теперь его величина все больше определяется сопротивлением  $R$ , и именно это значение тока будет протекать по окончании переходного процесса, то есть в условиях стационарного режима. Для численных расчетов выразим в (2.1) напряжения через мгновенное значение токов. Напомним, что напряжение на катушке связано с протекающим через нее током соотношением  $u_L = L di/dt$ , где  $L$  — индуктивность катушки,  $i$  — мгновенное значение тока.

$$E_{\text{ЗАР}} = R i(t) + u_L(t) = R i(t) + L di/dt. \quad (2.2)$$

Это линейное неоднородное дифференциальное уравнение первого порядка, решение которого состоит из двух слагаемых. Первое — частное решение неоднородного уравнения, показывающее установившееся значение независимой переменной, в данном случае  $i(t)$ , при промежутке времени, значительно превышающем длительность переходного процесса ( $t \rightarrow \infty$ ), то есть в стационарном режиме:  $i(t) = i(t = \infty)$ . Здесь это ток, который будет протекать через цепь при ЭДС самоиндукции, равной нулю:  $i(t = \infty) = E_{\text{ЗАР}}/R$ . Второе — общее решение однородного дифференциального уравнения, в котором  $E_{\text{ЗАР}} = 0$ . Оно имеет вид:  $i(t) = A \exp[-t/(R/L)]$ , где  $A$  — постоянный коэффициент, определяемый начальными условиями.

Тогда в общем виде решение уравнения (2.2) может быть записано так:  $i(t) = i(t = \infty) + A \exp[-t/(R/L)]$ . Как уже указывалось,  $i(t = \infty) = E_{\text{ЗАР}}/R$ . При определении коэффициента  $A$  следует учесть, что в момент коммутации  $i(t = 0) = 0$ , тогда

для этого момента времени можно записать:  $0 = E_{\text{ЗАР}}/R + A \exp[-(t=0)/(R/L)]$ , откуда  $A = -E_{\text{ЗАР}}/R$ . Таким образом,

$$\begin{aligned} i(t) &= (E_{\text{ЗАР}}/R)\{1 - \exp[-t/(R/L)]\} = \\ &= (E_{\text{ЗАР}}/R)[1 - \exp(-t/\tau_L)], \end{aligned} \quad (2.3)$$

где  $\tau_L = R/L$  — постоянная времени цепи: время, в течение которого ток через реактивный элемент (в данном случае катушку индуктивности) изменяется в  $e$  раз (где  $e \approx 2,72$  — основание натурального логарифма). Форма тока и выделяющегося от его протекания через резистор  $R$  напряжения  $u_R(t)$  совпадают, а величина  $u_R(t)$  может быть найдена по формуле  $u_R(t) = i(t)R$ . Напряжение на катушке индуктивности  $u_L(t) = E_{\text{ЗАР}} - u_R(t) = E_{\text{ЗАР}} \exp(-t/\tau_L)$ .

Как уже указывалось в разделе 1.4, связь между временными и частотными характеристиками сигналов позволяет качественно оценивать процессы, происходящие в радиотехнических цепях.

Напомним, что малым временным интервалам сигнала сопоставляют реакцию цепи при воздействии на нее гармонического колебания высоких частот, а большим временным интервалам — низких частот. Проиллюстрируем это соответствие на примере схемы рис. 2.3,а, рассмотрев предельные случаи: интервалы подключения напряжения  $E_{\text{ЗАР}}$  и установившийся в цепи режим. Первым из них соответствует воздействие на цепь гармонических колебаний высоких частот ( $\omega \rightarrow \infty$ ), при котором сопротивление катушки индуктивности  $X_L = \omega L \rightarrow \infty$ , ток в цепи  $i(t) \rightarrow 0$ , а напряжение на катушке  $u_L \rightarrow E_{\text{ЗАР}}$ . Это совпадает с графиками рис. 2.3,б и в. Установившемуся режиму соответствует воздействие на цепь гармонических колебаний низких частот ( $\omega \rightarrow 0$ ). В этом случае  $X_L = \omega L \rightarrow 0$ , ток в цепи  $i(t) \rightarrow E_{\text{ЗАР}}/R$ , а напряжение на катушке  $u_L \rightarrow 0$ , что также совпадает с графиками рис. 2.3. Промежуточным временным интервалам будут соответствовать частоты  $0 \ll \omega \ll \infty$ , при которых и находятся соответствующие напряжение и ток.

Переходные процессы характеризуются интервалами времени, в течение которых они происходят. Зная начальные и конечные значения изменения напряжения на элементах или тока в них, можно по приведенным формулам определить соответствующие интервалы. Например, если напряжение на

резисторе изменяется от значения 0 до  $0,9E_{\text{ЗАР}}$ , то для первого его значения можно записать:  $0 = E_{\text{ЗАР}}[1 - \exp(-t_1/\tau_L)]$ , откуда  $t_1 = 0$ ; для второго:  $0,9E_{\text{ЗАР}} = E_{\text{ЗАР}}[1 - \exp(-t_2/\tau_L)]$ , и  $t_2 = -\tau_L \ln 0,1$ , тогда  $\Delta t = t_2 - t_1 = -\tau_L \ln 0,1 \approx 2,3\tau_L$ .

*Контрольные вопросы и задания*

1. Какие процессы называются переходными?
2. Какие особенности протекания тока через катушку индуктивности и накопления напряжения на конденсаторе в моменты коммутации вы знаете?
3. Обоснуйте уравнение (2.2) для цепи, приведенной на рис. 2.3,а.
4. Расскажите об особенностях его решения.
5. На основе связи между временными и частотными характеристиками сигналов подтвердите правильность построения переходных процессов в цепи.
6. Выведите формулу расчета длительности переходных процессов.

---

## ГЛАВА ТРЕТЬЯ

# ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И КОМПОНЕНТЫ

Основой построения практически всех радиотехнических устройств являются активные элементы: транзисторы, операционные усилители (которые все чаще рассматриваются как отдельные самостоятельные активные базовые элементы) и электронные лампы. Особенности их включения и режимов работы во многом определяют показатели, достигаемые в оборудовании, поэтому рассмотрение этих вопросов важно для правильного понимания происходящих в аппаратуре процессов. В настоящее время очень часто в качестве устройств вывода информации, в том числе и в радиолюбительской практике, используют световоспроизводящие элементы и индикаторы. Построение их по различным принципам приводит к необходимости учета существующих особенностей при практическом использовании, а значит, хотя бы кратком рассмотрении принципов их работы.

### 3.1. ЭЛЕКТРОННЫЕ ЛАМПЫ

#### 3.1.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП

Электронные лампы и ионные (газоразрядные) приборы относятся к электровакуумным приборам — устройствам, работа которых основана на взаимодействии электронов, движущихся в вакууме или газообразной среде, с электрическим или магнитным полями. В настоящее время в радиотехнических устройствах электронные лампы все больше вытесняются

полупроводниковыми приборами. Однако продолжающееся пока использование ламп в некотором оборудовании и построение на их основе других типов электровакуумных приборов делают целесообразным краткое рассмотрение работы простейших электронных ламп.

Работа электронных ламп основана на перемещении электронов в электрическом поле. Электрод, испускающий электроны, называется *катодом*. Явление испускания электронов называется *электронной эмиссией*. Существует несколько видов электронной эмиссии, но наибольшее распространение в электронных лампах нашли термоэлектронная, электростатическая и вторичная электронная эмиссии. *Термоэлектронной эмиссией* называется испускание электронов металлом под действием высокой температуры. Одним из основных используемых для этого материалов является вольфрам. Однако такие катоды должны быть нагреты до весьма высокой температуры (2100–2300°C), что ухудшает тепловой режим лампы и требует для ее разогрева значительного расхода энергии. Возможность снижения температуры разогрева до 700–900°C достигается нанесением на металл веществ, увеличивающих эмиссию. Такие катоды называются *активированными*. Наиболее часто для этих целей используются окислы щелочноземельных металлов (оксидные катоды). В этом случае положительные ионы оксидов, находящиеся на поверхности металла, образуют с ним электрическое поле, которое для электронов

катода является ускоряющим. Это упрощает их отделение, а значит, позволяет снизить температуру разогрева катода.

Разогрев катода осуществляется нитью накала лампы. Накал может быть *прямой* (непосредственный), когда катод разогревается электрическим током, пропускаемым непосредственно через него; и *косвенный*, когда для разогрева катода используется отдельная нить накала, расположенная внутри цилиндрического катода (рис. 3.1). В любом случае, при

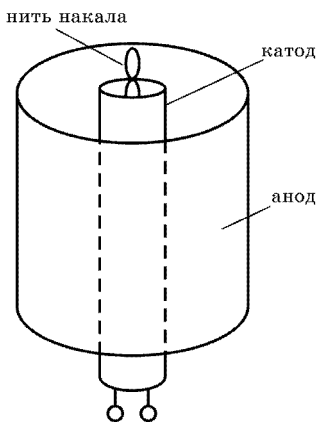


Рис. 3.1

разогреве из металла испускаются электроны, создающие вокруг катода электронное облако.

Для протекания электрического тока эти электроны необходимо передать на другой электрод, называемый *анодом*. Чтобы как можно большее число электронов переходило от катода к аноду, оба эти электрода делают цилиндрическими и вставляют первый во второй (рис. 3.1).

Следующим видом электронной эмиссии, наиболее часто возникающей в электронных лампах, является *вторичная электронная эмиссия*. В этом случае вещество (как правило, это металл анода) бомбардируется электронами (они называются первичными), в результате чего из него выбиваются другие электроны, называемые *вторичными*. Обычно такая эмиссия является паразитной и ухудшает работу лампы.

Еще одним видом эмиссии в электронных лампах, является *электростатическая эмиссия*. Она заключается в вырывании электронов из металла под действием электрического поля большой напряженности, возникает при повышении напряжения между анодом и катодом и дополняет термоэлектронную эмиссию.

Электроды лампы помещают в металлический или стеклянный баллон, в котором создают вакуум. Это уменьшает возможность столкновения электронов с молекулами воздуха при переносе электронов от катода к аноду и повышает эффективность работы электронной лампы.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Какие электроды называют катодом и анодом?
2. Расскажите о видах электронной эмиссии.
3. Чем отличается прямой накал от косвенного?
4. Почему в активированных катодах требуемая для нормальной работы лампы температура катода понижается?

#### **3.1.2. ДИОД**

Электронная лампа, состоящая из анода и катода, называется *диодом*. Его графическое условное обозначение приведено на рис. 3.2, а и б, на первом из которых показан диод с прямым, а на втором — с косвенным накалом катода.

Рассмотрим работу диода. При подаче на лампу напряжения накала и нагреве катода из него начинают вылетать электроны,

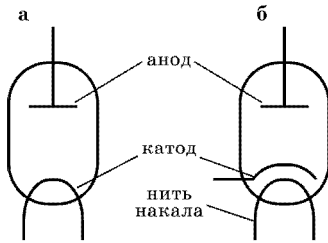


Рис. 3.2

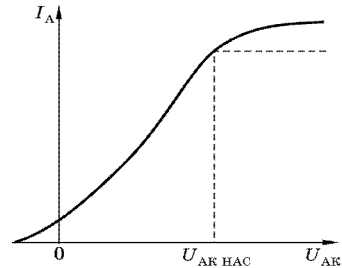


Рис. 3.3

образуя электронное облако. Оно в основном концентрируется вокруг катода, но некоторые из электронов обладают высокими скоростями, позволяющими преодолеть расстояние между катодом и анодом и осесть на последнем. В этом случае через диод может протекать ток даже при напряжении анод–катод  $U_{AK} = 0$  (рис. 3.3).

Для прекращения этого тока на анод по отношению к катоду нужно подать отрицательный потенциал, который создаст тормозящее поле, отталкивающее электроны от анода.

Если на анод по отношению к катоду подано положительное напряжение, то для электронов, находящихся между этими электродами, создается ускоряющее поле, они начинают перемещаться к аноду и его ток увеличивается (рис. 3.3). Величина этого тока может быть определена по формуле  $I_A = qU_{AK}^{3/2}$ , где  $q$  — коэффициент, зависящий от геометрических размеров катода и анода. По мере увеличения  $U_{AK}$  все большее число электронов уходит на анод и электронное облако уменьшается. Наконец, при некотором напряжении  $U_{AK НАС}$  все электроны, испускаемые катодом, сразу же летят к аноду, и при дальнейшем увеличении напряжения на вольт-амперной характеристике должен был бы появиться горизонтальный участок (на рис. 3.3 показано штрихами). Этот режим называется *насыщением*. Однако на характеристиках реальных диодов он выражен не столь явно, и с увеличением напряжения  $U_{AK}$  на них всегда наблюдается увеличение тока. Это связано как с увеличением эмиссионной способности катода за счет его дополнительного разогрева протекающим рабочим (катодным) током, так и появлением электростатической эмиссии. Рассмотренная зависимость анодного тока  $I_A$  от напряжения анод–катод  $U_{AK}$  называется *анодной характеристикой* лампы.

Обратим внимание на то, что здесь и далее напряжения источников питания обозначаются буквой  $E$ , а напряжения между выводами электродов —  $U$ , даже если они соединены параллельно и оказываются одинаковыми (одними и теми же).

Для оценки свойств диодов используются следующие параметры: крутизна анодной характеристики и внутреннее дифференциальное (то есть для приращений) сопротивление.

**Крутизна анодной характеристики ( $S$ )** диода показывает, на сколько изменится его ток анода при изменении напряжения анод–катод на 1 вольт:  $S = \Delta I_A / \Delta U_{AK}$ . Обычно крутизну выражают в миллиамперах на вольт, ее типовое значение составляет 1–50 мА/В.

**Внутреннее дифференциальное сопротивление ( $R_i$ )** показывает влияние изменения напряжения анод–катод на изменение тока анода диода:  $R_i = \Delta U_{AK} / \Delta I_A = 1/S$ . Для диодов типично значение внутреннего дифференциального сопротивления, составляющее сотни Ом.

Диоды, предназначенные для выпрямления переменного напряжения в источниках питания, называются *кеноotronами*.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Какая электронная лампа называется диодом?
2. Нарисуйте анодную характеристику диода.
3. Расскажите об ее характерных участках.
4. Какими параметрами характеризуется диод?

### 3.1.3. ТРИОД

Ток, протекающий через диод, зависит только от напряжения, приложенного между его анодом и катодом, что не позволяет использовать такие электронные лампы для усиления, генерирования, преобразования колебания и является недостатком диода. Положение меняется, если в лампе между анодом и катодом поместить сетку, называемую *управляющей*. В большинстве ламп сетка выполняется из проволоки, имеет крупную ячейку и предназначена для создания пространственного потенциала между анодом и катодом. Такая лампа называется *триодом* (см. рис. 3.4,а).

Если между анодом и катодом триода подключить источник питания  $E_{AK}$ , не подавая при этом на сетку относительно катода какого-либо напряжения, то триод будет полностью



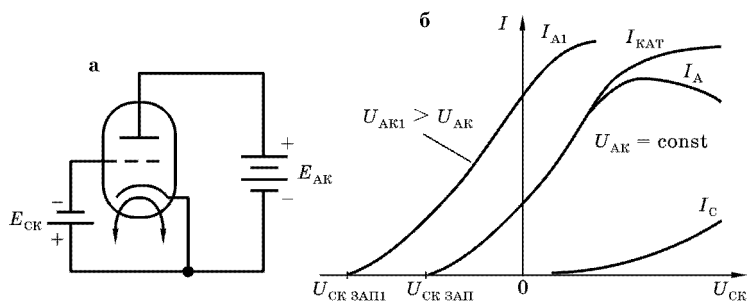


Рис. 3.4

аналогичен диоду. Если же от источника напряжения  $E_{СК}$  подать на сетку положительный потенциал, то группирующиеся вокруг катода электроны окажутся в ускоряющем поле, получат дополнительную скорость, и теперь при том же напряжении анод-катод  $U_{АК}$  большая часть электронов сможет долететь до анода. Токи катода  $I_{КАТ}$  и анода  $I_A$  возрастают (рис. 3.4,б), причем, чем больше напряжение  $U_{СК}$ , тем больше величина ускоряющего поля и большее число электронов получает дополнительную скорость. Так будет происходить до тех пор, пока все электроны, вылетающие из катода, не будут ускорены полем и ток катода  $I_{КАТ}$  не начнет переходить в режим насыщения (кривая  $I_{КАТ}$  на рис. 3.4,б). Небольшой диаметр проволоки сетки и крупность ее ячейки обуславливают небольшое число электронов, оседающих на ней. Однако при увеличении положительного напряжения  $U_{СК}$  увеличивается не только ускоряющее поле между управляющей сеткой и катодом, но и число электронов, притягивающихся сеткой, что приводит к значительному увеличению сеточного  $I_C$ , а значит, такому же уменьшению анодного  $I_A$  тока лампы (рис. 3.4,б). Зависимость тока анода от напряжения сетка-катод называется **анодно-сеточной характеристикой**.

Если на управляющую сетку относительно катода подать отрицательное напряжение, то создающееся при этом между ними поле является для электронов замедляющим, ток анода уменьшается и при некотором напряжении  $U_{СК ЗАП}$  становится равным нулю. Участок анодно-сеточной характеристики триода при отрицательном напряжении  $U_{СК}$  является наиболее линейным из всей характеристики, поэтому рабочую точку лампы (определяющую ток анода при отсутствии усили-

ваемого сигнала) при использовании триода в линейных усилителях задают именно при отрицательном напряжении на сетке. В этом случае ток сетки близок к нулю, и это повышает входное сопротивление лампы.

При увеличении напряжения анод–катод, например до величины  $U_{AK1} > U_{AK}$ , число электронов, перелетающих на анод, возрастает. Теперь для обеспечения того же значения анодного тока требуется большее отрицательное напряжение  $U_{СК}$ , и анодно-сеточная характеристика смещается влево (кривая  $I_{A1}$  на рис. 3.4,б).

Другой наиболее часто используемой характеристикой электронных ламп является *анодная характеристика* — зависимость тока анода от напряжения анод–катод. Если между сеткой и катодом напряжение не приложено, то анодная характеристика триода совпадает с аналогичной характеристикой диода. В ней небольшим начальным током анода обычно пренебрегают, и считается, что характеристика идет из начала координат (кривая  $U_{СК0}$  на рис. 3.5).

Если на сетку по отношению к катоду подано положительное напряжение, то электроны электронного облака получают дополнительное ускорение, поэтому даже небольшая величина на напряжения анод–катод  $U_{AK}$  приводит к значительному увеличению тока анода  $I_A$  и характеристика идет более круто. Если на сетку подано отрицательное напряжение, то возникающее замедляющее поле тормозит движение электронов и для достижения ими анода необходимо увеличить напряжение  $U_{AK}$ ,

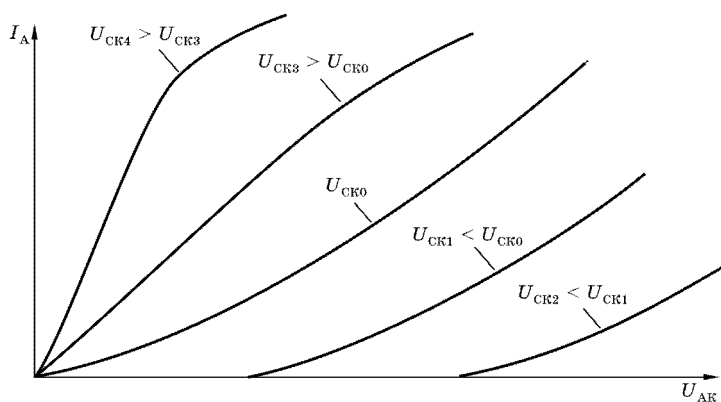


Рис. 3.5

компенсируя тормозящее действие замедляющего поля. Чем больше величина отрицательного напряжения на сетке, тем большее анодное напряжение нужно приложить, чтобы компенсировать тормозящее действие поля. Поэтому при увеличении отрицательного напряжения на сетке анодные характеристики триода сдвигаются вправо (см. рис. 3.5).

Кроме внутреннего дифференциального сопротивления триоды характеризуются крутизной анодно-сеточной характеристики и коэффициентом усиления. **Крутизной анодно-сеточной характеристики** (или просто крутизной) называется величина, показывающая на сколько изменится анодный ток триода при изменении напряжения сетка–катод на 1 вольт, при постоянном напряжении анод–катод:  $S = \Delta I_A / \Delta U_{СК}$  при  $U_{АК} = \text{const}$ . Единицей измерения  $S$  является миллиампер/вольт (мА/В).

**Коэффициент усиления** показывает, во сколько раз больше нужно изменить напряжение между анодом и катодом, чем между сеткой и катодом, чтобы получить одинаковое изменение тока анода,  $\mu = \Delta U_{АК} / \Delta U_{СК}$ , при  $\Delta I_A = \text{const}$ . Оказывается, что внутреннее дифференциальное сопротивление триода, крутизна и коэффициент усиления связаны между собой по формуле:  $\mu = SR_i$ .

Из рис. 3.4 и 3.5 видно, что основные параметры триода ( $S$ ,  $R_i$  и  $\mu$ ) в значительной степени зависят от режимов измерения (приложенных к лампе анодного и сеточного напряжений), поэтому при вычислении параметров используются графики, соответствующие этим режимам. При проведении расчетов выбирают изменения напряжений ( $\Delta U$ ) небольшими, составляющими единицы процентов от измеряемой вели-

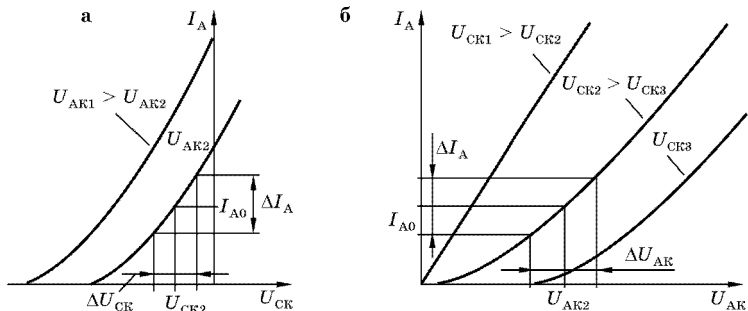


Рис. 3.6

ны, находящейся в интервале изменений. Например, если в исходном состоянии напряжение между сеткой и катодом  $U_{СК2}$  (рис. 3.6,а), а между анодом и катодом  $U_{АК2}$ , то для определения крутизны используют график анодно-сеточной характеристики, соответствующий  $U_{АК} = U_{АК2}$ .

На нем в окрестности значения  $U_{СК2}$  выбирают изменение напряжения  $\Delta U_{СК}$ , находят соответствующее ему изменение тока анода  $\Delta I_A$  и вычисляют  $S = \Delta I_A / \Delta U_{СК}$ .

Вычисление внутреннего дифференциального сопротивления триода производят по анодной характеристике лампы (рис. 3.6,б). Для этого на графике, соответствующем  $U_{СК2}$ , в окрестности значения  $U_{АК2}$  задают приращение анодного напряжения  $\Delta U_{АК}$ , находят соответствующее ему изменение анодного тока  $\Delta I_A$  и значение  $R_i = \Delta U_{АК} / \Delta I_A$ .

Для определения коэффициента усиления задают (как и для расчета  $S$ ) изменение напряжения  $\Delta U_{СК}$ , находят соответствующее ему изменение тока анода  $\Delta I_A$ , а затем на анодной характеристике, соответствующей  $U_{СК2}$ , в окрестности значения  $I_{A0}$  откладывают полученное приращение анодного тока  $\Delta I_A$ , по которому находят соответствующее ему изменение анодного напряжения  $\Delta U_{АК}$ . Тогда  $\mu = \Delta U_{АК} / \Delta U_{СК}$ .

Одним из основных недостатков триода является ухудшение его параметров при работе в усилительных цепях с последовательно включенным сопротивлением нагрузки  $R_H$  (рис. 3.7).

В них в любой момент времени сумма напряжений между анодом и катодом  $U_{АК}$  и на сопротивлении нагрузки  $U_H = I_A R_H$  равна напряжению источника анодного питания  $E_{П}$ :  $E_{П} = U_{АК} + U_H = U_{АК} + I_A R_H$ . Предположим, что запирающее напряжение  $E_{СК}$  уменьшилось, лампа приоткрылась и ток анода  $I_A$  увеличился. Увеличение  $I_A$  приводит к увеличению напряжения на  $R_H$ , но напряжение  $E_{П}$  остается неизменным, поэтому напряжение между анодом и катодом лампы  $U_{АК}$  уменьшается. Уменьшение  $U_{АК}$  приводит к ослаблению ускоряющего поля, а следовательно — к уменьшению анодного тока (рис. 3.5), то есть крутизна анодно-сеточной характеристики электронной лампы снижается.

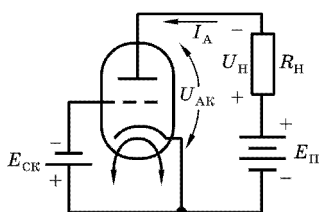


Рис. 3.7

Аналогичные явления происходят при увеличении запирающего напряжения  $E_{СК}$ . Таким образом, при работе триода в усилительном режиме влияние напряжения анод–катод на ток анода приводит к снижению эффективности работы лампы и является нежелательным.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Чем триод отличается от диода?
2. Нарисуйте и объясните вид анодно-сеточных и анодных характеристик триода.
3. Какими параметрами характеризуются триоды? Как они вычисляются?
4. Какой недостаток наиболее характерен для триодов?

#### 3.1.4. ТЕТРОД

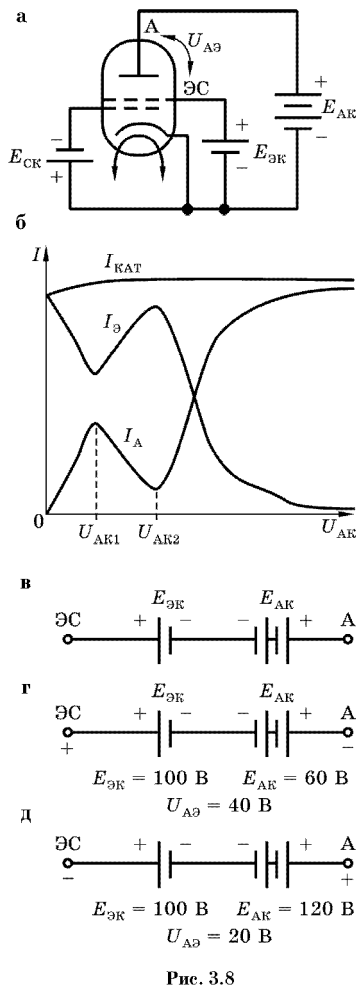
Как указывалось выше, наиболее значительным недостатком триода является влияние на его анодный ток изменения напряжения анод–катод, возникающее при работе лампы в усилительном режиме. Для устранения этого между анодом и управляющей сеткой помещают еще одну сетку, называемую *экранирующей*, или *экранной*, подключаемую к источнику с постоянным напряжением  $E_{ЭК}$  (рис. 3.8,а).

Такая 4-электродная лампа называется *тетродом*. Характерной особенностью ее является возникновение *динатронного эффекта* — уменьшения тока анода при увеличении напряжения анод–катод. Рассмотрим его возникновение.

Предположим, что напряжение экранная сетка–катод отлично от нуля и неизменно. Тогда электроны, испускаемые катодом, летят к экранной сетке под действием полей между управляющей сеткой и катодом, а также между экранной сеткой и катодом. Пролетая экранную сетку, электроны попадают в промежуток экранная сетка–анод. Поле в нем определяется алгебраической суммой напряжений  $E_{ЭК}$  и  $E_{АК}$ , направленных навстречу друг другу (рис. 3.8,в, на котором ЭС соответствует выводу экранной сетки, А — аноду лампы). При  $E_{АК} = 0$  напряжение между анодом и экранной сеткой  $U_{АЭ} = E_{АК} - E_{ЭК}$  создает тормозящее поле (на аноде отрицательный потенциал, на экранной сетке — положительный), все электроны оседают на экранной сетке, и ток анода  $I_A = 0$ . При увеличении напряжения  $E_{АК}$  действие тормозящего поля ослабляется, часть элект-

тронов достигает анода, и возникает ток  $I_A$  (рис. 3.8,б). По мере увеличения  $E_{AK}$  все большее число электронов достигает анода, и все большую скорость они при этом приобретают. При некотором значении напряжения (на рис. 3.8,б оно обозначено как  $U_{AK1}$ ) энергия первичных электронов оказывается достаточной для выбивания из анода вторичных электронов — возникает вторичная электронная эмиссия. Выбитые вторичные электроны попадают в промежуток анод-экранная сетка, но существующая при  $E_{AK} < E_{ЭК}$  разность потенциалов (на рис. 3.8,г она равна 40 В) создает ускоряющее поле для вторичных электронов, которое притягивает их к экранной сетке, увеличивая ее ток  $I_{Э}$  и уменьшая ток анода  $I_A$  (рис. 3.8,б). На анодной характеристике возникает участок уменьшения анодного тока (участок динаotronного эффекта). При  $E_{AK} = E_{ЭК}$  поле для вторичных электронов перестает быть ускоряющим, а при  $E_{AK} > E_{ЭК}$  — становится тормозящим (на рис. 3.8,д напряжение, создающее его, равно 20 В). В этом случае все вторичные электроны, выбитые из анода, возвращаются на анод, и  $I_A$  возрастает.

Таким образом, для существования динаotronного эффекта необходимо выполнение двух условий — наличие вторичной электронной эмиссии (выбивание первичными электронами из анода лампы вторичных) и ускоряющее для вторичных электронов поле между экранной сеткой и анодом. Поле



возникает за счет разности напряжений источников питания экранная сетка–катод и анод–катод, включенных навстречу друг другу. Если хотя бы одно из этих условий не выполняется, то динатронный эффект отсутствует. Например, при  $U_{AK} < U_{AK1}$  поле для вторичных электронов является ускоряющим, но самих электронов нет, поэтому нет и динатронного эффекта. При  $U_{AK} > U_{AK2}$  вторичная эмиссия значительна, но поле из ускоряющего переходит в тормозящее, и динатронный эффект пропадает.

Наличие динатронного эффекта ухудшает работу тетрода в качестве активного элемента усилительных каскадов. В этом случае, например при запираии лампы, ток анода окажется уменьшенным не только из-за изменения напряжения сетка–катод, но и дополнительно за счет возрастания  $U_{AK}$ . Это приведет к увеличению нелинейных искажений сигнала, формируемого на сопротивлении нагрузки каскада. Кроме того, спадающий участок анодной характеристики, характеризующийся отрицательным сопротивлением, может в резонансных усилителях привести к возникновению паразитных автоколебаний.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Какая электронная лампа называется тетродом?
2. Что такое динатронный эффект?
3. Нарисуйте анодную характеристику тетрода и объясните ее вид.
4. Какие условия необходимы для возникновения динатронного эффекта?

#### **3.1.5. ПЕНТОД**

Для предотвращения динатронного эффекта при любых соотношениях напряжений  $E_{AK}$  и  $E_{ЭК}$  между анодом и экранирующей сеткой помещают еще одну сетку, называемую *защитной* или *антидинатронной*. Ее соединяют с катодом (рис. 3.9,а), благодаря чему между ней и анодом для вторичных электронов всегда, при любом напряжении анод–катод, создается тормозящее поле (на защитной сетке по отношению к аноду всегда будет отрицательный потенциал, так как она подключена к отрицательному выводу источника анодного напряжения  $E_{AK}$ ). Поэтому вторичные электроны, выбитые из анода, всегда возвращаются на анод, что устраняет динатронный эффект. Такая лампа называется *пентодом*.

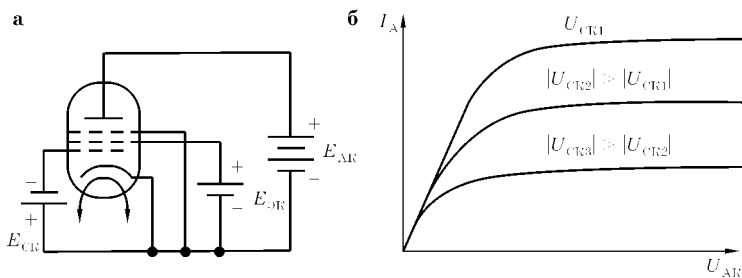


Рис. 3.9

Анодная характеристика пентода (любой график на рис. 3.9,б) имеет большой почти горизонтальный участок. Он обусловлен тем, что здесь влияние изменения анодного напряжения на анодный ток ослаблено защитной, экранной и управляющей сетками, напряжения на которых остаются всегда неизменными. Это приводит к улучшению параметров лампы, которые теперь достигают значительных величин: коэффициент усиления достигает иногда нескольких тысяч; внутреннее дифференциальное сопротивление — достигает сотен килоом (кОм) — единиц мегаом (МОм).

Управляющая сетка во всех рассмотренных лампах расположена примерно одинаково, поэтому вид анодно-сеточных характеристик ламп и их крутизна остаются примерно теми же.

*Контрольные вопросы и задания*

1. Как в пентодах предотвращается динаatronный эффект?
2. Нарисуйте примерный вид анодной характеристики пентода и покажите ее форму.

**3.1.6.  
ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВАЯ ТРУБКА**

Для преобразования электрических процессов в видимое изображение используется электронно-лучевая трубка (ЭЛТ). Она имеет форму конуса, на внутреннюю поверхность основания которого нанесен слой люминофора, образующий люминесцентный экран (1) (см. рис. 3.10). Последний под ударами электронов излучает видимый свет.

В ЭЛТ, как и во всех электровакуумных приборах, источником потока электронов служит подогреваемый оксидный катод (2). Вокруг него расположен управляющий электрод —



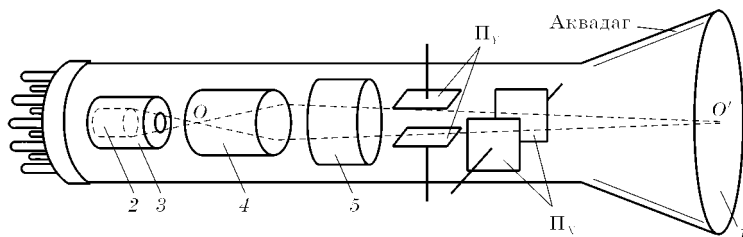


Рис. 3.10

модулятор (2) с небольшим отверстием (3), через которое проходят электроны. Подача на модулятор отрицательного по отношению к катоду напряжения сосредоточивает поток электронов вдоль оси трубки, регулирует его интенсивность, а следовательно — и яркость свечения экрана. При значительном увеличении отрицательного напряжения электронный поток полностью прекращается, и трубка запирается.

Увеличение скорости прошедших модулятор электронов обеспечивается установкой между ним и экраном (1) первого (4) и второго (5) анодов. Каждый из них представляет собой металлический цилиндр с диафрагмами внутри, находящийся относительно катода под высоким положительным потенциалом. Под их действием электроны приобретают значительную скорость, необходимую для свечения люминофора. Потенциал второго анода неизменен и для разных трубок составляет  $E_{A2} = 600 \text{ В} \dots 3 \text{ кВ}$ . Потенциал первого анода регулируется в пределах  $(0,2-0,4)E_{A2}$  и обеспечивает регулировку размера светящегося на экране пятна, его фокусировку. Совокупность катода, модулятора и анодов называется электронным прожектором (электронной пушкой).

Фокусировка электронного потока происходит аналогично фокусировке светового потока с помощью оптических линз, роль которых выполняет поле, изменяющее траекторию движения электронов в нужном направлении. Электрическое поле между модулятором и первым анодом собирает поток в первом фокусе  $O$ . Пройдя через него, электронный луч опять расходится, но электрическое поле между первым и вторым анодами вновь собирает его во втором фокусе  $O'$  на экране трубки. При изменении потенциала первого анода изменяются фокусные расстояния линз, что позволяет получать на экране малый диаметр светящегося пятна.

Для управления положением пятна на экране используют электростатические отклоняющие устройства. В простейшем случае это две пары плоских параллельных пластин  $\Pi_Y$  и  $\Pi_X$ , расположенных перпендикулярно друг другу, внутри которых и проходит электронный луч. Одна пара ( $\Pi_Y$ ) расположена так, что обеспечивает смещение луча в вертикальном направлении ( $Y$ ), поэтому называется *пластинами вертикального отклонения* ( $Y$ -пластинами). Вторая пара ( $\Pi_X$ ) обеспечивает смещение луча в горизонтальном направлении ( $X$ ) и называется *пластинами горизонтального отклонения* ( $X$ -пластинами).

Если на пластины напряжение не подано, электроны своей траектории не изменяют, и светящееся пятно находится в центре экрана. При подаче на одни из пластин ( $\Pi_Y$  или  $\Pi_X$ ) постоянного напряжения возникающее между ними поле изменит направление движения электронного луча в сторону положительно заряженной пластины, и светящееся пятно переместится вдоль соответствующей оси. Если напряжение подать на обе пары пластин (на  $\Pi_Y$  и на  $\Pi_X$ ), то оба поля будут действовать на луч одновременно, пропорционально приложенным напряжениям, и место расположения луча определится как векторная сумма их воздействий. В разных ЭЛТ одинаковое напряжение на отклоняющих пластинах приводит к различному перемещению светящегося пятна. Оно характеризуется *чувствительностью* трубки для вертикального и горизонтального отклонений, которая показывает, на сколько миллиметров переместится пятно на экране при изменении отклоняющегося напряжения на 1 В.

Пройдя отклоняющие пластины, поток электронов попадает на экран трубки, и покрывающий ее люминофор начинает светиться. Для сбора выбиваемых при этом вторичных электронов внутреннюю поверхность конусообразной части ЭЛТ покрывают графитовым проводящим слоем, называемым *аквадагом*. Последний может либо соединяться со вторым анодом, либо (при наличии внешнего вывода) использоваться в качестве дополнительного анода с более высоким потенциалом, что повышает скорость электронного потока. Яркость, продолжительность и цвет свечения экрана зависят не только от скорости ударяющих в него электронов, но и химического состава люминофора. Продолжительность свечения экрана после прекращения воздействия на него электронного луча

характеризуется **временем послесвечения**, в течение которого интенсивность свечения уменьшается до 1% от максимальной. Наиболее часто электронно-лучевые трубки используются в осциллографах. Если они предназначены для исследования быстропеременных процессов, то время послесвечения должно быть небольшим. При исследовании редко повторяющихся процессов используют осциллографы с послесвечением до нескольких секунд и более.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Расскажите назначение всех элементов ЭЛТ.
2. На каких электродах изменение напряжения вызывает изменение яркости и фокуса луча и почему?
3. Как на экране ЭЛТ получается перемещение светящегося луча?
4. Что такое чувствительность и время послесвечения трубки?

### 3.1.7. ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПРИЕМНИКАХ

Электронно-лучевые трубки, предназначенные для использования в телевизионных приемниках, называются **кинескопами**. Их особенностью является получение размера видимого изображения в несколько раз большего, чем в осциллографических ЭЛТ, при примерно одинаковой длине трубок. Это достигается применением в кинескопах не электростатической, а магнитной отклоняющей системы, которая располагается снаружи трубки, на ее горловине и позволяет отклонять луч на  $110^\circ (\pm 55^\circ)$  и более. Для получения цветного изображения используются трехлучевые кинескопы, по структуре совпадающие с монохромными (черно-белыми) и состоящие из трех одинаковых электронных прожекторов, каждый из которых формирует луч одного из цветов: красного (*R*), зеленого (*G*) и синего (*B*) (рис. 3.11).

В кинескопах с треугольным (дельтообразным) расположением прожекторов они образуют равносторонний треугольник, то есть угол между соседними прожекторами равен  $120^\circ$ , и каждый из них наклонен к центру трубки примерно на  $1^\circ$  (рис. 3.11,а). Люминофор экрана состоит из чередующихся участков (зерен) тех же цветов, расположенных тоже треугольниками (триадами), и каждый луч засвечивает зерно своего цвета. В кинескопах с планарным (горизонтальным) распо-

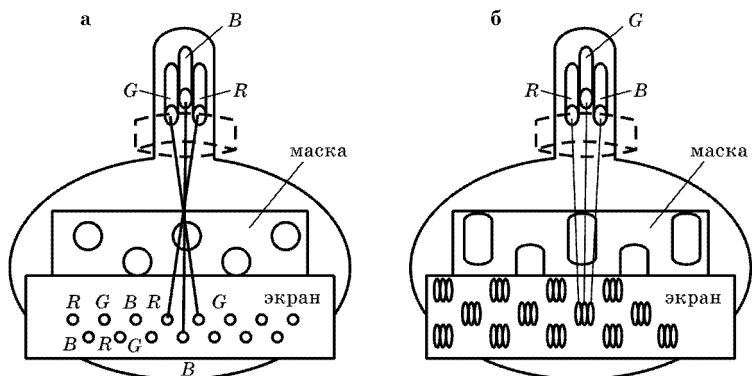


Рис. 3.11

ложением прожекторов (рис. 3.11,б) прожектор, соответствующий зеленому цвету, расположен вдоль центральной оси, а два других расположены по обе стороны от него под небольшим углом. Электронный луч каждого из прожекторов засвечивает цветные зерна экрана своего цвета. Соседние цветные зерна имеют ту же последовательность цветов.

Люминофор экрана с внутренней стороны покрыт тонкой алюминиевой пленкой, соединенной с анодом кинескопа. Она прозрачна для электронного пучка и непрозрачна для световых лучей. Такая пленка позволяет удалять с поверхности экрана вторичные электроны, отражает свет, направленный внутрь кинескопа, увеличивая светоотдачу. На расстоянии примерно 15 мм перед люминофорным покрытием со стороны электронного луча установлена теневая маска — непрозрачный экран с отверстиями, число которых соответствует числу триад кинескопа. Расположение отверстий позволяет каждому из трех электронных лучей, перемещаясь по горизонтали и вертикали, возбуждать через них зерна люминофора только того цвета, который соответствует этому лучу. В кинескопах с дельтаобразным расположением электронных прожекторов отверстия маски круглые, а с планарным — щелевидные. Для статического сведения лучей (совмещения их в центре экрана) и регулировки чистоты цвета (засветки каждым лучом зерен люминофора только одного цвета) используют магниты, объединенные в устройство сведения лучей, помещаемое на горловине трубки.

Основные недостатки трехцветных кинескопов связаны с наличием трех разнесенных в пространстве электронных прожекторов: при одинаковом воздействии отклоняющей системы каждый из электронных лучей проходит различный путь, поэтому при отклонении их от центра лучи могут пересечься не в плоскости маски и, проходя через разные ее отверстия, попадают на люминофорные зерна другого цвета, создавая расслоение лучей. В этом случае вокруг деталей изображения появляются цветные окантовки, которые наиболее заметны на краях экрана.

Кроме того, как и в монохромных (черно-белых) кинескопах, отличие формы экрана от сферической приводит к искажениям формируемого изображения (на краях экрана элементы изображения оказываются растянутыми). Все это приводит к необходимости разработки альтернативных устройств воспроизведения изображения. Одним из них в настоящее время являются цветные плазменные панели PDP — *Plasma Display Panel*.

В основе действия плазменных панелей лежит свечение люминофоров соответствующего цвета при воздействии на них ультрафиолетового излучения, возникающего за счет электрического разряда в среде сильно разреженного газа. Каждый из элементов разложения представляет собой отдельную микрокамеру, находящуюся между прозрачными электродами, на стенках которой находится флюоресцирующее вещество одного из основных цветов.

При подаче на электроды напряжения газ в ячейке ионизируется, переходя в состояние плазмы. Если напряжение повысить, то в камере происходит разряд, при котором выделяется энергия в виде излучения квантов света, заставляющих светиться флюоресцирующее покрытие. Яркость такого свечения пропорциональна величине управляющего напряжения, которое соответствует воспроизводимому изображению. Для уменьшения требуемого числа выводов панели используется матричная система адресации элементов разложения, при которой каждый из них как бы находится в ячейке таблицы, и для его адресации задаются номера строки и столбца ячейки.

Отсутствие в панели электронного прожектора делает плазменные панели плоскими.

*Контрольные вопросы и задания*

1. Какие электроннолучевые трубки называются кинескопами?
2. Расскажите об особенностях построения кинескопов цветного изображения.
3. Чем отличаются кинескопы с дельтообразным и планарным расположением электронных прожекторов?
4. С чем связаны основные недостатки трехцветных кинескопов?
5. Расскажите о принципе работы плазменных панелей.

## 3.2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

### 3.2.1. ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЙ ПЕРЕХОД

В настоящее время полупроводниковые приборы нашли самое широкое применение в качестве активных элементов различных видов радиоэлектронной аппаратуры. Понимание принципов их работы позволяет правильно эксплуатировать и эффективно использовать транзисторы, полупроводниковые диоды, микросхемы. Для объяснения сущности возникающих в них процессов можно использовать упрощенные модели, которые наиболее наглядно показывают происходящие явления. Напомним, что атомы вещества можно рассматривать как состоящие из положительно заряженного ядра и вращающихся вокруг него по орбитам электронных оболочек электронов (заряженных отрицательно), причем заряд ядра равен суммарному заряду электронов, вращающихся вокруг него, то есть общий заряд атома равен нулю. В первой (ближайшей к ядру) электронной оболочке находятся два электрона, в других — по 8, а в последней — от 1 до 8. При небольшом числе электронов во внешней оболочке их связи с ядром и между собой ослаблены, и электроны легко, даже при небольшой дополнительной энергии, уходят из атома. Если же количество электронов в последней оболочке составляет 6 или 7, то их внутренние связи настолько сильны, что оторвать электрон от ядра очень трудно. Особенно крепки связи в атоме при нахождении на орбите всех 8 электронов.

У полупроводников (германий Ge, кремний Si) во внешней оболочке вращаются по 4 электрона, их атомы находятся в узлах кристаллической решетки, и каждый из них обменивается с соседним атомом одним электроном (они движутся

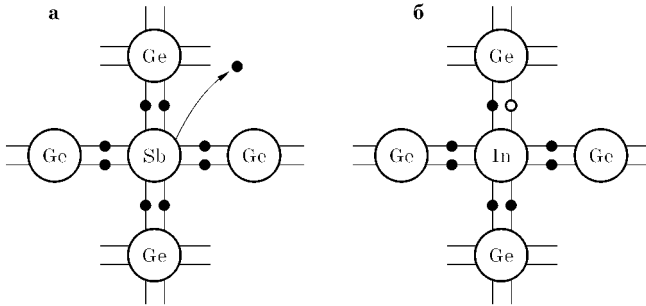


Рис. 3.12

по орбитам захватывающим оба атома). Таким образом, получается, что на внешней орбите находятся 8 электронов, и система устойчива к внешнему воздействию.

Если в некоторые из узлов кристаллической решетки вместо атомов четырехвалентного германия поместить атомы пятивалентной сурьмы Sb (рис. 3.12,а), то появляющийся при взаимодействии с атомами германия девятый электрон переходит на следующую (еще более удаленную от ядра) электронную оболочку.

Его связь с атомом ослабляется, и он легко может уйти от него. Однако в пространстве полупроводника общий заряд электронов продолжает оставаться равным суммарному заряду ядер, находящихся в узлах кристаллической решетки, и полупроводник продолжает оставаться электрически нейтральным. Полупроводники, в которых значительное число электронов слабо связано с атомами, называются *полупроводниками n-типа*, или *типа n*.

Если в некоторые узлы кристаллической решетки поместить атомы трехвалентного вещества (например, индия In), то в их внешних оболочках будут вращаться только 7 электронов (на рис. 3.12,б незаполненное место обозначено кружочком — дыркой).

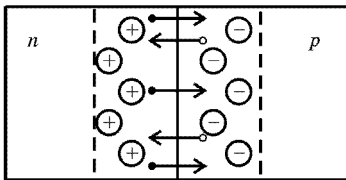


Рис. 3.13

Как уже указывалось, такой атом легко принимает еще 1 электрон, заполняя оболочку. Эти полупроводники называются *полупроводниками p-типа* или *типа p*, и проводимость, которой они обладают, назы-

вается *дырочной*. Если осуществить контакт полупроводников  $n$ -типа и  $p$ -типа (например, срастив их), то на границе соединения возникает  $p$ - $n$ -переход (рис. 3.13), в котором одновременно происходят два процесса.

Первый — *диффузия*, то есть перемещение носителей в соседнюю область за счет превышения концентрации их в одной по отношению к другой: в полупроводнике  $n$ -типа много свободных электронов, а в полупроводнике  $p$ -типа много вакантных для них мест (дырок). При этом уход электронов из полупроводника типа  $n$  делает нескомпенсированными заряды ядер, находящихся в узлах кристаллической решетки. Переходя в полупроводник типа  $p$ , часть электронов заполняют оболочки атомов, вызывая увеличение их отрицательного заряда. И те, и другие заряды не перемещаются и называются *объемными*. В результате в полупроводнике  $n$ -типа появляется положительный, а в полупроводнике  $p$ -типа — отрицательный объемные заряды. Таким образом, объемные заряды возникают из-за того, что в полупроводниках нарушается компенсация электронами (вращающимися в электронных оболочках) зарядов ядер атомов вещества.

Возникающее между объемными зарядами электрическое поле препятствует дальнейшему взаимному переходу носителей и стремится возвратить их обратно в свои области: возникает *дрейф* носителей. При равенстве токов диффузии и дрейфа наступает динамическое равновесие, при котором суммарная величина тока через переход (определяемая разностью числа электронов, переместившихся в обоих взаимопротивоположных направлениях) равна нулю. Такой переход называется *запертым*. Возникающая между объемными зарядами на границе перехода разность потенциалов называется *потенциальным барьером*. Слой, в котором расположены объемные заряды, называется *запирающим* или *запорным*.

Если к полупроводнику  $p$ -типа приложить положительный полюс источника питания, а  $n$ -типа — отрицательный, то объемные заряды начинают компенсироваться (см. рис. 3.14,а), диффузионное перемещение носителей увеличивается, и через  $p$ - $n$ -переход потечет ток.

Такое подключение напряжения называется *прямым*. Примерный вид зависимости тока  $i$  от напряжения  $u$ , действующего на переходе (вольт-амперная характеристика — ВАХ),



приведен в правой части рис. 3.14,б (прямая ветвь характеристики). Из ее рассмотрения видно, что при малых напряжениях компенсация объемных зарядов сначала слабо влияет на величину тока перехода, затем это влияние усиливается, делая нелинейным начальный участок ВАХ. При полной компенсации зарядов ток перехода определяется лишь сопротивлениями областей самих полупроводников, и влиянием  $p-n$ -перехода на происходящие процессы можно пренебречь. Напомним, что ЭДС источников питания здесь и далее обозначаются буквой  $E$ , а напряжения, действующие на элементах, в том числе между выводами полупроводников — буквой  $U$ , даже если они совпадают.

При подаче на переход **обратного** напряжения, когда к полупроводнику  $p$ -типа подключается отрицательный, а  $n$ -типа — положительный полюсы питания (рис. 3.14,в), слабо связанные с атомами электроны полупроводника  $n$ -типа,

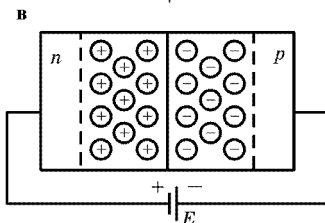
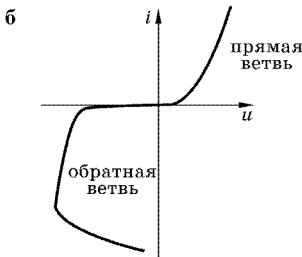
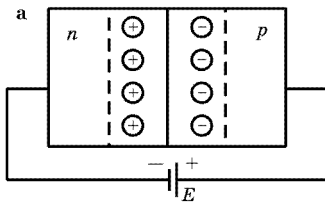


Рис. 3.14

устремляются в глубь полупроводника к положительному полюсу питания, увеличивая положительный объемный заряд перехода. Одновременно из отрицательного полюса питания к  $p-n$ -переходу движутся электроны, которые увеличивают приграничный отрицательный объемный заряд — запирающий слой расширяется, и потенциальный барьер увеличивается. Это приводит к уменьшению, а затем и прекращению диффузионного тока. Теперь ток дрейфа обусловлен носителями, вырываемыми из полупроводника полем объемных зарядов. Их число незначительно, и поэтому ток мал. Однако по мере увеличения обратного напряжения электроны, летящие в создаваемом им поле, приобретают большую скорость, ударяются в ато-

мы кристаллической решетки, выбивают из нее новые электроны, которые, в свою очередь, тоже ускоряются полем и вновь выбивают электроны, то есть возникает ударная ионизация и лавинообразное размножение носителей. При некоторых значениях приложенного напряжения возникает электрический пробой, при котором ток через переход резко возрастает (на рис. 3.14,б — вертикальный участок левой ветви ВАХ), а сопротивление запирающего слоя уменьшается. Электрический пробой является обратимым, то есть в этом случае при уменьшении напряжения на  $p-n$ -переходе все его свойства сохраняются. Если ток электрического пробоя не ограничен, то в переходе начинает выделяться значительная мощность, которая разогревает его, и электрический пробой переходит в тепловой, необратимый, при котором  $p-n$ -переход сгорает.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Расскажите о процессах, происходящих на границе раздела полупроводников  $n$ - и  $p$ -типов.
2. Из-за чего возникают объемные заряды?
3. Как изменятся процессы при приложении к  $p-n$ -переходу прямого напряжения? Каков вид получаемой при этом вольт-амперной характеристики?
4. Расскажите о процессах, происходящих на границе  $p-n$ -перехода при приложении к нему обратного напряжения. Каков вид получаемой при этом ВАХ?

### **3.2.2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ**

Электронно-дырочный переход по существу является полупроводниковым диодом. Его типы различаются по тому, какая из областей вольт-амперной характеристики перехода является доминирующей, рабочей. Например, если рабочей является ветвь ВАХ при прямом напряжении, то такие диоды называются *выпрямительными*. Их условное графическое обозначение приведено на рис. 3.15,а. Здесь « $p$ » и « $n$ » нанесены для ориентации и обозначают соответствующие области перехода.

Для *стабилитронов* (см. рис. 3.15,б) рабочей областью является участок электрического пробоя, возникающий при приложении к диоду обратного напряжения. Здесь значительному изменению тока через диод соответствует небольшое изменение напряжения на нем, то есть напряжение поддерживается

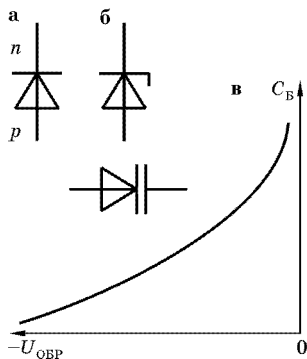


Рис. 3.15

почти неизменным, стабилизированным. Функцию стабилизации напряжения могут также выполнять диоды, у которых ВАХ при прямом напряжении имеет крутой вертикальный участок. Они называются *стабисторами*, и для их нормальной работы необходимо к диодам прикладывать прямое напряжение. Для всех этих типов диодов основными параметрами являются максимально допустимые напряжения и токи,

а также величина внутреннего дифференциального сопротивления соответствующей ветви ВАХ  $r_{д} = \Delta u / \Delta i$ .

Если еще раз обратиться к рис. 3.14, в, то не трудно заметить, что  $p-n$ -переход при подаче на него обратного напряжения  $U_{OBR}$  представляет собой две области разноименных объемных зарядов  $Q_{OБ}$ , разделенные диэлектриком, то есть конденсатор. Существующую у него емкость называют *барьерной*. Она определяется соотношением:  $C_B = Q_{OБ} / U_{OBR}$ . Примерный вид графика зависимости  $C_B$  от  $U_{OBR}$  и условное обозначение *варикапа* — диода с ярко выраженными объемными зарядами приведены на рис. 3.15, в. Варикапы, как правило, применяются в перестраиваемых колебательных контурах в качестве конденсатора переменной емкости, управляемого напряжением, смещающим диод в обратном направлении.

### Контрольные вопросы

1. Чем различаются между собой выпрямительные диоды, стабисторы, стабилитроны, варикапы?
2. Какие условные графические обозначения им соответствуют?
3. Какими параметрами они характеризуются?

### 3.2.3.

### БИПОЛЯРНЫЙ ТРАНЗИСТОР

Полупроводниковые приборы, состоящие из двух последовательно включенных  $p-n$ -переходов, расположенных очень близко друг к другу, называются *биполярными транзисторами*. В них область, предназначенная для создания носителей заряда, называется *эмиттером* (Э), для их сбора — *кол-*

*лэктором* (К), а регулирующая число передаваемых носителей — *базой* (Б) (рис. 3.16). Электронно-дырочный переход между эмиттером и базой называется *эмиттерным*, между коллектором и базой — *коллекторным*.

Для работы транзистора в усилительном режиме необходимо, чтобы носители из области эмиттера были перенесены в область коллектора. Но для этого их сначала нужно перенести в область базы, а следовательно — эмиттерный переход должен быть смещен в прямом направлении. Это достигается включением между выводами эмиттера и базы транзистора соответствующего источника питания  $E_{ЭБ}$  (рис. 3.16,а). Тогда объемный заряд эмиттерного перехода будет скомпенсирован, и носители (на рис. 3.16,а это электроны) из области эмиттера начнут переходить в область базы. Для их дальнейшего перехода в коллектор необходимо, чтобы поле между коллектором и базой транзистора было для них ускоряющим. В данном случае для этого нужно к коллектору приложить положительный полюс источника питания  $E_{БК}$ , а к базе — отрицательный. Создаваемое при этом поле занимает только часть пространства базы, и если электроны обладают энергией, достаточной для достижения этого пространства, то они переносятся в коллектор, образуя ток коллектора  $i_K$ ; если нет — то взаимодействуют (компенсируются, рекомбинируют) с носителями, поставляемыми источником  $E_{ЭБ}$ , создавая ток базы  $i_B$ . В любой момент времени ток эмиттера  $i_Э = i_B + i_K$ .

Транзисторы различаются по порядку чередования в них типов используемых полупроводников: на рис. 3.16,а изображен транзистор  $n-p-n$ -типа, а на рис. 3.16,б —  $p-n-p$ . В графических условных обозначениях они отличаются направлением

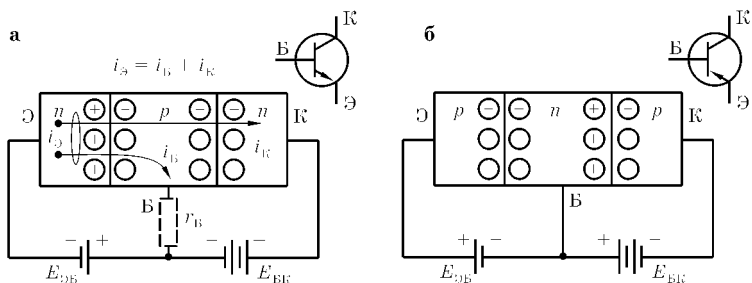


Рис. 3.16

стрелки, которой обозначается эмиттер транзистора. Стрелка всегда направлена от области полупроводника  $p$ -типа к полупроводнику  $n$ -типа.

Приведенное выше описание процессов характерно для обоих типов транзисторов, поэтому общим основным правилом работы транзистора является *необходимость смещения его эмиттерного перехода в прямом, а коллекторного — в обратном направлениях*.

В этом случае создаются условия переноса носителей из эмиттера в базу, а затем в коллектор.

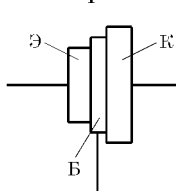


Рис. 3.17

Для повышения эффективности переноса носителей сквозь базу ее делают тонкой, а площадь поверхности ее соприкосновения с эмиттером и коллектором — большой (рис. 3.17). Такая конструктивная особенность построения транзистора вызывает неодинаковость сопротивления базы в разных направлениях: вдоль протекания коллекторного тока оно мизинимально, а поперек (в направлении подключающего вывода) значительно больше.

В некоторых случаях это сильно влияет на вид входных и выходных характеристик транзистора, поэтому на его эквивалентной схеме в вывод базы включают дополнительный резистор  $r_B$  (на рис. 3.16,а он показан штрихами), считая, что оставшаяся область базы имеет одинаковое сопротивление в любом направлении.

В некоторых случаях это сильно влияет на вид входных и выходных характеристик транзистора, поэтому на его эквивалентной схеме в вывод базы включают дополнительный резистор  $r_B$  (на рис. 3.16,а он показан штрихами), считая, что оставшаяся область базы имеет одинаковое сопротивление в любом направлении.

Влияние  $r_B$  сказывается, когда к выводу базы подключены источники и входного и выходного напряжений. Такая схема включения транзистора называется схемой с общей базой (ОБ). Кроме нее, транзисторы могут быть включены по схемам с общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК). Все они определяются тем, какой из выводов транзистора является общим для входного и выходного напряжений. Это может относиться как к напряжениям питания транзистора, так и усиливаемым напряжениям, однако здесь рассматриваются только первые из них.

В зависимости от схемы включения характеристики транзисторов существенно различаются, поэтому рассмотрим их отдельно для наиболее часто встречающихся на практике случаев ОБ и ОЭ.

*Контрольные вопросы и задания*

1. Какие процессы происходят в биполярных транзисторах? Почему для их работы в усилительном режиме необходимо, чтобы эмиттерный переход был смещен в прямом, а коллекторный — в обратном направлении?
2. Чем различаются между собой  $p-n-p$ - и  $n-p-n$ -транзисторы?
3. Что называется схемами включения транзисторов с ОБ, ОЭ и ОК?

3.2.3.1.  
СХЕМА С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

Включение транзистора по схеме с общим эмиттером показано на рис. 3.18,а. Основными, наиболее часто используемыми, характеристиками транзистора являются входные и выходные.

**Входной характеристикой транзистора** называется зависимость входного тока от входного напряжения. В данном случае входным служит напряжение, приложенное между эмиттером и базой транзистора (источник  $E_{ЭБ}$ ), которое в эмиттерном переходе компенсирует объемный заряд и создает условия перемещения носителей из эмиттера в базу. Под действием  $E_{ЭБ}$  через выводы базы и эмиттера транзистора (рис. 3.18,а) протекает ток  $I_B$ , при этом через вывод эмиттера одновременно (под действием напряжения эмиттер–коллектор  $E_{КЭ}$ ) течет еще и ток коллектора  $I_K$ , то есть ток эмиттера является суммарным током, обусловленным действием обоих источников питания. Следовательно, входным током — протекающим под действием только входного напряжения, является ток базы ( $I_B$ ), и входной характеристикой транзистора по схеме с ОЭ будет зависимость  $I_B = f(U_{ЭБ})$ .

Если напряжение коллектор–эмиттер равно нулю, то процессы в эмиттерном переходе ничем не отличаются от процессов,

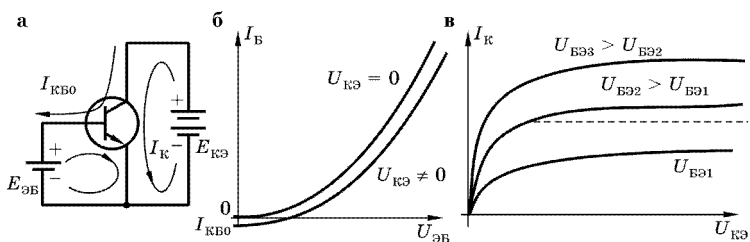


Рис. 3.18

происходящих в одиночном  $p-n$ -переходе, рассмотренном в разделе 3.2.1, и зависимость тока базы от напряжения эмиттер–база будет иметь тот же вид, что и ВАХ перехода (рис. 3.18,б). При подаче между коллектором и эмиттером транзистора напряжения процессы несколько меняются. Рассмотрим их. Предположим, что напряжение  $E_{ЭБ}$  равно нулю (начальный участок входной характеристики). В этом случае через коллекторный переход, который под действием  $E_{КЭ}$  смещен в обратном направлении, протекает небольшой обратный ток коллекторного перехода  $I_{КБО}$ , текущий через вывод базы и поэтому являющийся входным. Он течет навстречу основному току базы (рис. 3.18,а), и это учтено расположением  $I_{КБО}$  на характеристике транзистора (рис. 3.18,б) в отрицательной полуплоскости. При подаче входного напряжения ( $E_{ЭБ}$ ) начинает протекать основной ток базы  $I_B$ , который сначала частично, а при некотором напряжении — полностью компенсирует  $I_{КБО}$ . В дальнейшем, при увеличении входного напряжения, входной ток продолжает увеличиваться (рис. 3.18,б). Очень часто в справочниках отрицательный участок тока  $I_B$  не приводится, и характеристика начинается с точки компенсации токов.

**Выходной характеристикой транзистора** (рис. 3.18,в) называется зависимость выходного тока ( $I_K$ ) от выходного напряжения, которым в данном случае служит  $U_{КЭ}$  (рис. 3.18,а). Если  $E_{КЭ} = 0$ , то для электронов, пришедших из эмиттера в базу, нет ускоряющего поля, которое бы переносило их в коллектор. Действительно, объемный заряд, существующий на границе перехода база–коллектор, оказывается частично скомпенсированным напряжением на эмиттерном переходе, и образуемое им поле недостаточно для переноса электронов в коллектор. При подаче и увеличении напряжения эмиттер–коллектор увеличивается напряжение на коллекторном переходе и ускоряющее поле, которое начинает переносить электроны из базы в коллектор. Причем, чем больше поле, тем больше носителей переносится в коллектор. При фиксированном напряжении эмиттер–база число носителей, переносимых в базу в единицу времени, тоже фиксированно, и им ограничивается максимальное количество электронов, которое может быть перенесено в коллектор. При переносе всех носителей наступает *режим насыщения*, то есть все электроны, поступившие из эмиттера в базу, оказались перенесенными в коллектор, и

на выходной характеристике должен появиться горизонтальный участок (показанный на рис. 3.18,в штрихами). Однако реальная выходная характеристика транзистора в этой области идет с небольшим подъемом. Он обусловлен явлением, называемым *модуляцией базы*. Дело в том, что с увеличением напряжения эмиттер–коллектор объемный заряд база–коллекторного перехода распространяется в глубь базы (к эмиттерному переходу), и создаваемое им поле начинает захватывать и переносить электроны из тех участков базы, из которых раньше они не переносились, а компенсировались (рекомбинировались) носителями, поставляемыми  $E_{ЭБ}$ . В этом случае ток базы транзистора уменьшается, ток коллектора увеличивается, и на выходной характеристике появляется участок возрастания тока.

Если напряжение эмиттер–база увеличить, то число носителей, переносимых в базу в единицу времени, увеличится, и все те же процессы будут происходить при большем токе коллектора (рис. 3.18,в).

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Нарисуйте вид входной характеристики для схемы с ОЭ. Объясните происходящие при этом процессы.
2. Нарисуйте вид выходной характеристики для схемы с ОЭ. Объясните происходящие при этом процессы.
3. Что такое эффект модуляции базы?

#### 3.2.3.2. СХЕМА С ОБЩЕЙ БАЗОЙ

Схема включения транзистора с общей базой, характеризующаяся тем, что общим для входного и выходного напряжений является вывод базы, приведена на рис. 3.19,а.

Здесь входным так же служит напряжение эмиттер–база ( $E_{ЭБ}$ ), которое тоже в эмиттерном переходе компенсирует объемный заряд, создает условия перемещения носителей из эмиттера в базу, и под действием которого через выводы эмиттера и базы транзистора протекает ток. Однако в этой схеме включения через вывод базы кроме этого тока одновременно в противоположном направлении протекает ток под действием напряжения коллектор–база ( $E_{КБ}$ ), то есть ток базы является разностным током, протекающим под действием обоих источников питания:  $E_{ЭБ}$  и  $E_{КБ}$  (см. рис. 3.19,а). Следовательно,



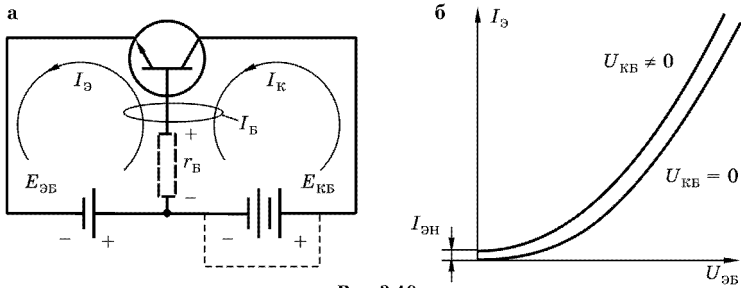


Рис. 3.19

входным током — протекающим только под действием входного напряжения, служит ток эмиттера ( $I_{\text{Э}}$ ), и входной характеристикой транзистора по схеме ОБ является зависимость  $I_{\text{Э}} = f(U_{\text{ЭБ}})$ .

Если напряжение  $E_{\text{КБ}} = 0$  (на рис. 3.19,а показано штрихами), то процессы, происходящие в эмиттерном переходе, ничем не отличаются от процессов в одиночном  $p$ - $n$ -переходе при приложении к нему прямого напряжения, и входная характеристика транзистора совпадает с прямой ветвью ВАХ перехода. При включении между базой и коллектором транзистора источника питания  $E_{\text{КБ}}$ , смещающего коллекторный переход в обратном направлении, по цепи коллектор-база начинает протекать небольшой обратный ток коллектора  $I_{\text{КБ0}}$ , который на сопротивлении  $r_{\text{Б}}$  создает напряжение с полярностью, показанной на рис. 3.19,а. В этом случае даже при отсутствии напряжения входного источника (когда  $E_{\text{ЭБ}} = 0$ ) переход база-эмиттер оказывается смещенным в прямом направлении и через эмиттер транзистора начинает протекать некоторый начальный ток ( $I_{\text{ЭН}}$ ), сдвигающий входную характеристику вверх (рис. 3.19,б).

Для схемы с ОБ выходным током является ток коллектора ( $I_{\text{К}}$ ), а выходным напряжением — напряжение, приложенное между коллектором и базой транзистора ( $U_{\text{КБ}}$ ). Рассмотрим его выходной характеристики, то есть зависимости  $I_{\text{К}} = f(U_{\text{КБ}})$ , как и раньше, начнем с нулевого значения напряжения ( $E_{\text{КБ}} = 0$ ). В этом случае ток, протекающий через  $r_{\text{Б}}$  под действием  $E_{\text{ЭБ}}$ , создает на этом сопротивлении напряжение, полярность которого показана на рис. 3.20,а.

Оно смещает переход транзистора база-коллектор в обратном направлении даже тогда, когда  $E_{\text{КБ}} = 0$  (на рис. 3.20,а

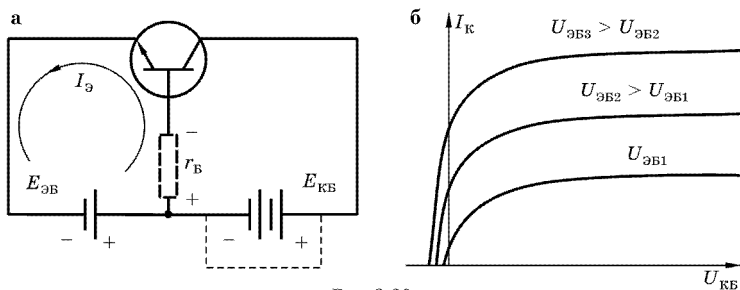


Рис. 3.20

показано штрихами), обеспечивая выполнение условия работы транзистора. Поэтому на выходной характеристике при  $E_{КБ} = 0$  ток коллектора транзистора отличен от нуля, то есть характеристика выходит не из начала координат.

Для уменьшения коллекторного тока до нуля необходимо между базой и коллектором включить напряжение, полярность которого была бы направлена навстречу напряжению на  $r_B$  и компенсировала бы его. При полной компенсации ток коллектора протекать не будет. Однако такой режим работы транзистора используется очень редко. При включении к база-коллекторному переходу источника напряжения  $E_{КБ}$  запирающей полярности число электронов, перемещающихся из базы в коллектор, сначала увеличивается, затем, достигая насыщения, остается примерно одинаковым (рис. 3.20,б). Небольшой подъем реальных характеристик обусловлен модульцией базы транзистора.

*Контрольные вопросы и задания*

1. Нарисуйте входную характеристику транзистора для схемы с ОБ. Объясните происходящие при этом в транзисторе процессы.
2. Нарисуйте вид выходной характеристики для схемы с ОБ. Почему ток через коллектор транзистора может протекать даже при отсутствии выходного напряжения?

3.2.3.3.  
ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ  
БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Для численных значений, характеризующих свойства транзисторов, используются несколько различных систем параметров. Наиболее распространенной является система  $H$ -параметров. Она одинакова и для дифференциальных, и для интегральных параметров. Напомним, что *дифференциальными*

называются параметры, определяемые при небольшом изменении (приращении) измеряемых величин, составляющих единицы процентов от самой величины. Они обозначаются малыми буквами, например,  $h$ . *Интегральными* называются параметры, в которых при их определении в качестве нижней границы изменения измеряемой величины выбирают ее нулевое значение. То есть берется абсолютное значение самой измеряемой величины. В этом случае параметр обозначается заглавной буквой, например,  $H$ . Для определенности при рассмотрении будем использовать дифференциальные параметры.

Система  $h$ -параметров связывает между собой входные и выходные напряжения и токи. Входным присваивают индекс «1», выходным — «2». В этом случае  $U_{m1}$  соответствует амплитуде входного, а  $U_{m2}$  — выходного напряжений. Тогда система уравнений, используемых при определении  $h$ -параметров, имеет вид:

$$\begin{aligned} U_{m1} &= h_{11}I_{m1} + h_{12}U_{m2}; \\ I_{m2} &= h_{21}I_{m1} + h_{22}U_{m2}. \end{aligned}$$

Принимая в них одну из величин тока или напряжения неизменной, то есть не имеющей переменной составляющей, можно поочередно определить все входящие в уравнения параметры. Их численные значения зависят от схем включения транзисторов, поэтому для конкретизации в обозначениях параметров добавляют букву, показывающую схему включения транзистора, при которой они были определены ( $\mathcal{A}$  — ОЭ, Б — ОБ, К — ОК). Рассмотрим параметры и их типовые численные значения для схем включения с ОЭ и ОБ, при этом напомним, что если измерения параметров проводятся на постоянном токе, то  $U_m$  и  $I_m$  заменяются соответственно на  $\Delta U$  и  $\Delta I$ , тогда  $U_m = 0$  или  $I_m = 0$  означает, что соответствующие  $U = \text{const}$  или  $I = \text{const}$ .

$h_{11} = U_{m1}/I_{m1}$  (при  $U_{m2} = 0$ ) — входное сопротивление транзистора. Для схемы с ОЭ  $h_{11\mathcal{A}} = U_{m\mathcal{A}B}/I_{mB}$  и составляет около 1 кОм, для схемы с ОБ  $h_{11B} = U_{m\mathcal{A}B}/I_{m\mathcal{A}}$  и составляет единицы или десятки Ом.

$h_{12} = U_{m1}/U_{m2}$  (при  $I_{m1} = 0$ ) — коэффициент обратной связи транзистора. Для схемы с ОЭ  $h_{12\mathcal{A}} = U_{m\mathcal{A}B}/U_{mK\mathcal{A}}$  и составляет  $10^{-3} - 10^{-4}$ , для схемы с ОБ  $h_{12B} = U_{m\mathcal{A}B}/U_{mKB}$  и тоже составляет  $10^{-3} - 10^{-4}$ .

$h_{21} = I_{m2}/I_{m1}$  (при  $U_{m2} = 0$ ) — коэффициент передачи по току. Для схемы с ОЭ  $h_{21Э} = I_{mК}/I_{mБ} = \beta$  и составляет десятки–сотни раз, для схемы с ОБ  $h_{21Б} = I_{mК}/I_{mЭ} = \alpha$  и его величина меньше 1 (0,95–0,998). Коэффициенты передачи по току для этих схем включения связаны между собой соотношением  $\beta = \alpha/(1 - \alpha)$ .

$h_{22} = I_{m2}/U_{m2}$  (при  $I_{m1} = 0$ ) — выходная проводимость транзистора. Для схемы с ОЭ  $1/h_{22Э} = U_{mКЭ}/I_{mК}$  и составляет единицы–десятки кОм, для схемы с ОБ  $1/h_{22Б} = U_{mКБ}/I_{mК} = r_{К}$  и составляет сотни кОм — единицы МОм.

Еще одним из часто используемых параметров транзистора является крутизна характеристики его управления или просто «крутизна», показывающая насколько изменяется выходной ток транзистора при изменении входного напряжения  $S = I_{mК}/U_{mЭБ} = h_{21}/h_{11}$ . Единицей ее измерения служит мА/В. При усилении колебаний с высокими частотами (когда начинают проявляться барьерные и диффузионные емкости) крутизна становится комплексной, что учитывается по формуле:  $\underline{S} = S_0/(1 + j\omega\tau_S)$ , где  $S_0$  — низкочастотное значение крутизны,  $\tau_S$  — постоянная времени крутизны.

Основные параметры транзистора могут быть измерены специальными измерительными приборами, либо рассчитаны по его характеристикам. Учитывая, что дифференциальные параметры в значительной степени зависят от абсолютных величин протекающих через транзистор токов или приложенных к нему напряжений, их значения указываются одновременно с самими параметрами как условия измерения. Ниже токи и напряжения, определяющие условия измерений, обозначены как  $I_{Б}$  и  $U_{КЭ}$  и. При расчетах параметров изменения напряжения и тока выбирают небольшими (единицы процента от измеряемой величины), составляющими интервал, охватывающий  $I_{Б}$  и или  $U_{КЭ}$  и. На рис. 3.21 приведены упрощенные входные (рис. 3.21,а) и выходные (рис. 3.21,б) характеристики транзистора, включенного по схеме с ОЭ, и примеры вычисления по ним основных параметров.

Входное сопротивление транзистора рассчитывается по графику его входной характеристики, соответствующему заданному напряжению коллектор–эмиттер  $U_{КЭ}$  и:

$$R_{ВХЭ} = h_{11Э} = \Delta U_{ЭБ}/\Delta I_{Б} = (U_{ЭБ2} - U_{ЭБ1})/(I_{Б2} - I_{Б1})$$

(при  $U_{КЭ} = U_{КЭ}$  и).

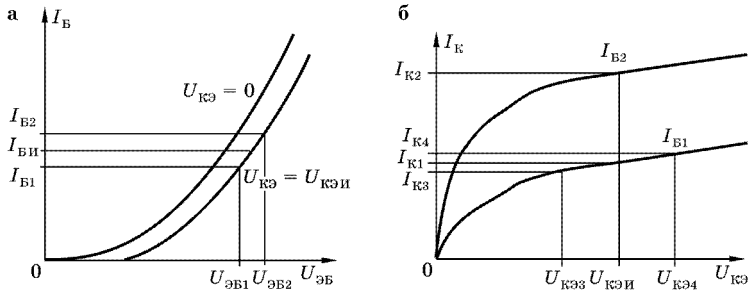


Рис. 3.21

По выходной характеристике находится коэффициент передачи по току:  $h_{21Э} = \beta = \Delta I_K / \Delta I_B = (I_{K2} - I_{K1}) / (I_{B2} - I_{B1})$  (при  $U_{КЭ} = U_{КЭИ}$ ), где  $I_{B2}$  и  $I_{B1}$  — базовые токи, при которых сняты соответствующие графики выходной характеристики.

Выходное сопротивление транзистора так же находится по выходной характеристике:

$$R_{ВЫХ Э} = 1/h_{22Э} = \Delta U_{КЭ} / \Delta I_K = (U_{КЭ4} - U_{КЭ3}) / (I_{K4} - I_{K3})$$

(при  $I_{B1} = I_{БИ}$ ).

Для вычисления крутизны необходимо использовать как выходную, так и входную характеристики. Сначала задается приращение тока коллектора (например, от  $I_{K2}$  до  $I_{K1}$  при  $U_{КЭ} = U_{КЭИ}$ ). Этим токам соответствуют токи базы  $I_{B2}$  и  $I_{B1}$  (рис. 3.21, б). Переноса их значения на входную характеристику транзистора (рис. 3.21, а), находят соответствующие значения входного напряжения ( $U_{ЭБ2}$  и  $U_{ЭБ1}$ ), тогда  $S = \Delta I_K / \Delta U_{ЭБ} = (I_{K2} - I_{K1}) / (U_{ЭБ2} - U_{ЭБ1})$ . Величину крутизны можно рассчитать и задавая сначала изменение входного напряжения  $U_{ЭБ2}$  и  $U_{ЭБ1}$ , по которым находят изменения тока базы и коллектора транзистора.

С повышением частоты усилительные свойства транзисторов ухудшаются. Для их оценки пользуются: **граничной частотой усиления** — частотой, на которой коэффициент передачи по току уменьшается до уровня 0,7 по сравнению с его значением на низких частотах рабочего диапазона; **максимальной частотой генерации** — при которой коэффициент передачи транзистора по мощности снижается до 1; **предельной частотой усиления тока** — частотой, на которой коэффициент передачи по току для схемы с ОЭ становится равным 1.

*Контрольные вопросы и задания*

1. Расскажите о системе  $H$ -параметров транзисторов. Какие величины связывает она между собой?
2. Чем интегральные параметры отличаются от дифференциальных?
3. Расскажите о физическом смысле каждого из  $h$ -параметров.
4. Как учитывается снижение крутизны транзистора при повышении его рабочей частоты?
5. По каким характеристикам и как определяются  $h_{11}$ ,  $h_{12}$ ,  $h_{21}$ ,  $h_{22}$ ?
6. Назовите другие параметры, характеризующие работу транзистора.

3.2.3.4.  
ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА  
ТРАНЗИСТОРА

Эквивалентная схема транзистора представляет собой его модель, и, как любая модель, правильно отражает лишь определенные свойства и режимы работы транзистора. Существует несколько разновидностей эквивалентных схем транзисторов, однако здесь рассмотрим только линейную (состоящую лишь из линейных элементов — резисторов и конденсаторов) малосигнальную (отражающую свойства при небольших изменениях напряжения и тока относительно исходной рабочей точки) эквивалентную схему транзистора (рис. 3.22), позволяющую в большинстве рассматриваемых случаев объяснить работу устройств.

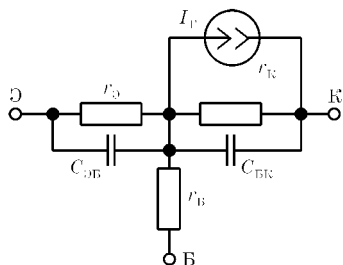


Рис. 3.22

При обосновании модели воспользуемся упрощенной конструкцией транзистора (рис. 3.16,а). Его электрическая структура в модели отражена в виде резисторов:  $r_{\text{Э}}$  — сопротивление области эмиттера и эмиттерного перехода, смещенного в прямом направлении, рассчитываемое обычно по формуле  $r_{\text{Э}} = 26 \text{ (мВ)} / I_{\text{Э}}$ ;  $r_{\text{Б}}$  — поперечное сопротивление базы;  $r_{\text{К}}$  — сопротивление коллекторного перехода и области коллектора при смещении его в обратном направлении.

Для учета формирования транзистором переменного (усиливаемого) сигнала в модель вводят эквивалентный генератор. Это может быть либо эквивалентный генератор тока, либо эквивалентный генератор напряжения (раздел 2.1). Из сравнения выходных характеристик транзистора (рис. 3.20,б)

в рабочей области (горизонтальные участки характеристик на рис. 3.20,б) и характеристик эквивалентных генераторов (рис. 2.1,в) видно, что здесь целесообразно использовать эквивалентный генератор тока, для которого вид этих характеристик наиболее близок. Величина тока  $I_{\Gamma}$  определяется через ток эмиттера  $I_{\Gamma} = \alpha I_{\text{Э}}$ .

При рассмотрении работы транзистора отмечалось, что на границе коллекторного перехода существуют объемные заряды, разделенные диэлектриком, в модели это учитывается введением эквивалентного конденсатора  $C_{\text{БК}}$  (рис. 3.22). Объемный заряд эмиттерного перехода скомпенсирован смещением перехода в прямом направлении, однако происходящее перемещение носителей из области эмиттера в область базы, а затем коллектора на высоких частотах создает запаздывание в протекании тока. Это связано с тем, что при колебаниях, период которых сопоставим со временем перемещения носителей из эмиттера к коллектору, поле из ускоряющего (увеличивающего ток) в замедляющее успевает перейти быстрее, чем все вызванные им носители достигнут области коллекторного перехода. Это приводит к увеличению тока базы и уменьшению коэффициента усиления по току транзистора. Для учета такого влияния вводят эквивалентный конденсатор  $C_{\text{ЭБ}}$ , иногда называемый «диффузионной емкостью эмиттерного перехода».

Иногда бывает удобнее выразить  $I_{\Gamma}$  через другие токи или напряжения. В этом случае необходимо одновременно изменить значения сопротивления и емкости, подключенных на эквивалентной схеме параллельно генератору. Если ток генератора выражается через ток базы  $I_{\Gamma} = \beta I_{\text{Б}}$ , то  $r_{\text{К}}$  заменяется на  $r_{\text{К}}^* = r_{\text{К}} / (1 + \beta)$ , а  $C_{\text{БК}}$  на  $C_{\text{БК}}^* = C_{\text{БК}} (1 + \beta)$ ; если через входное напряжение  $I_{\Gamma} = S U_{\text{ЭБ}}$ , то  $r_{\text{К}}$  заменяется на  $R_i = r_{\text{К}} / (1 + S r_{\text{Б}})$ , а  $C_{\text{БК}}$  на  $C_{22} = C_{\text{БК}} (1 + S r_{\text{Б}})$ .

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Нарисуйте эквивалентную схему транзистора и поясните все ее элементы.
2. Чем эквивалентный генератор тока отличается от эквивалентного генератора напряжения?
3. Обоснуйте целесообразность использования в эквивалентной схеме транзистора эквивалентного генератора тока, а не напряжения.
4. Чем обусловлено введение конденсаторов в эквивалентную схему транзистора?

### 3.2.4. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Полевые транзисторы отличаются от биполярных тем, что в них ток от одного электрода, называемого *исток*ом, к другому, называемому *сток*ом, течет по непрерывному участку полупроводника, называемому *канал*ом. По способу управления полевые транзисторы делятся на транзисторы с *управляющим  $p-n$ -переходом* и *транзисторы с изолированным затвором*. Упрощенная структурная модель *транзистора с управляющим  $p-n$ -переходом*, его включение и условное графическое изображение приведены на рис. 3.23.

Пластина полупроводника  $n$ -типа имеет с двух сторон выводы: исток, обозначенный на рис. 3.23 буквой «И», и сток — буквой «С». С помощью их к транзистору подключается напряжение питания: для рассматриваемого случая — к истоку отрицательный, а к стоку — положительный полюс напряжения питания  $E_{си}$ . В пластину помещаются области полупроводника  $p$ -типа, называемые *затворами* (З), которые обычно соединены между собой. Расстояние между ними образует канал. Полупроводники противоположного типа проводимости (затворов и канала) создают  $p-n$ -переход, показанный на рис. 3.23 заштрихованными областями. Его ширина может меняться, изменяя ширину канала. Для эффективной регулировки ширины  $p-n$ -перехода он должен быть смещен в обратном направлении, так как это позволит регулировать канал от максимальной ширины (при  $E_{зи} = 0$ ) до его полного исчезновения — при смыкании запирающих слоев  $p-n$ -переходов. В этом случае ток стока изменяется от  $I_{С\max}$  до нуля (см. рис. 3.24,а), и характеристика, отражающая эту зависимость, называется «*сток-затворной*».

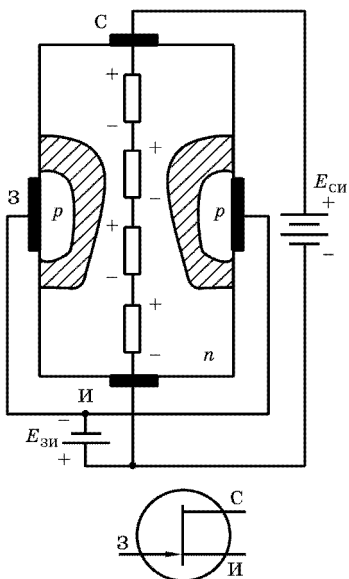


Рис. 3.23



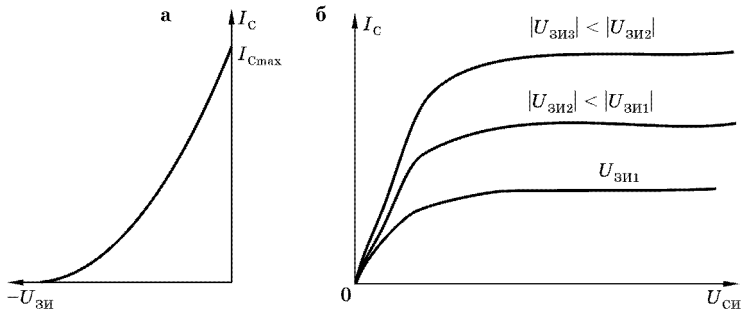


Рис. 3.24

Предположим, что между истоком и затвором транзистора подано некоторое напряжение запирающей полярности  $E_{ЗИ1}$ , установившее определенную ширину канала (рис. 3.24,б). При подключении напряжения между истоком и стоком и его увеличении электроны из области истока начинают перемещаться в область стока, ток транзистора нарастает, причем его величина определяется сопротивлением канала. Однако по мере увеличения тока стока напряжение, выделяющееся на сопротивлении канала (которое на рис. 3.23 показано распределенным и состоящим из 4 резисторов), растет. Его полярность между областью затвора и истоком является запирающей для рассматриваемых  $p-n$ -переходов. Это напряжение складывается с  $E_{ЗИ}$ , расширяет запирающий слой переходов, уменьшает ширину канала, увеличивает его сопротивление и снижает нарастание тока. Наибольшая разность потенциалов создается в области, примыкающей к стоку, поэтому ширина канала здесь минимальна. Продолжающееся увеличение тока стока приводит к дальнейшему увеличению напряжения на сопротивлении канала, его сужению, а значит, ограничению и снижению тока стока. Уменьшение тока стока сопровождается снижением напряжения запирающего, расширением канала и увеличением тока стока. Так осуществляется регулирование ширины канала, которое приводит к поддержанию почти постоянным тока стока транзистора и существованию на его выходной характеристике (рис. 3.24,б) горизонтальных участков (режим насыщения).

Приложение между выводами исток и затвор напряжения  $|E_{ЗИ2}| < |E_{ЗИ1}|$ , то есть уменьшающего запирающий слой, приводит к увеличению ширины канала, и рассмотренные процессы будут начинаться при большем токе стока  $I_C$ .

Из приведенного описания транзистора видно, что его входным током для схемы включения с общим истоком является обратный ток  $p-n$ -перехода, величина которого составляет единицы–десятки наноампер, а значит, полевые транзисторы обладают большим, превышающим 1 МОм, входным сопротивлением. Столь малая величина тока затвора делает нецелесообразным использование для характеристики транзистора параметра «коэффициент передачи по току», поэтому для сопоставления усилительных свойств транзисторов используют значение крутизны стоко-затворной характеристики  $S = \Delta I_C / \Delta E_{ЗИ}$ , показывающей отношение приращения тока стока к вызвавшему его приращению напряжения затвор-исток.

Вторым параметром, имеющим существенное отличие от биполярных транзисторов, является выходное сопротивление транзистора  $R_{КАН} = \Delta U_{СИ} / \Delta I_C$ , измеренное на начальном участке его выходной характеристики. Его величина определяется сопротивлением канала и для маломощных транзисторов составляет сотни ома, для мощных — десятые и сотые доли ома. Однако и при такой величине сопротивления канала напряжение на полностью открытых транзисторах приближается к 1...7 В, что ограничивает использование полевых транзисторов в качестве элементов выходных каскадов, где требуется минимальное остаточное напряжение на полностью открытых элементах.

Инерционные (частотные) свойства транзисторов обусловлены двумя факторами: барьерной емкостью  $p-n$ -перехода, смещенного в обратном направлении, и временем пролета электронов вдоль канала.

В условных графических обозначениях полевых транзисторов вертикальная диаметрально линия символизирует канал, поэтому направленное к ней острие стрелки показывает, что канал выполнен из полупроводника  $n$ -типа. Для транзисторов с каналом  $p$ -типа стрелка направлена в противоположную сторону (она всегда направлена от полупроводника  $p$ -типа к  $n$ -типу).

Рассмотрим работу *транзисторов с изолированным затвором*. Их иначе называют МДП (металл–диэлектрик–полупроводник) или МОП (металл–окисел–полупроводник) транзисторами. Различают транзисторы с *индуцированным*

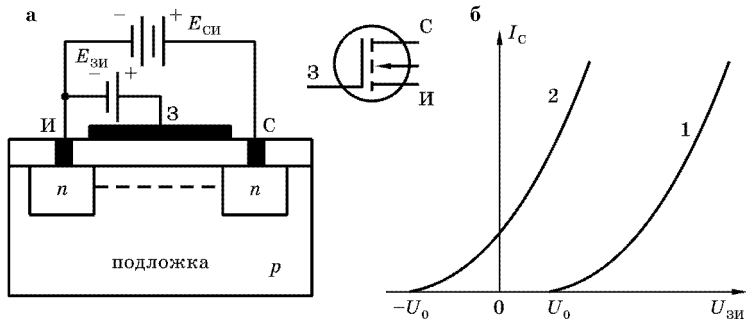


Рис. 3.25

и *встроенным каналами*. Упрощенная структурная модель транзистора с изолированным затвором и индуцированным каналом, его включение и условное графическое изображение приведены на рис. 3.25.

В основной (базовой) пластине, называемой *подложкой*, созданы изолированные между собой области противоположного по отношению к подложке типа проводимости (*n*-типа на рис. 3.25,а). Это области стока и истока; сверху они покрываются слоем диэлектрика (как правило, на основе оксидов кремния), а затем металлической пластиной затвора. При напряжении  $E_{зи} = 0$  канал отсутствует, и при приложении между выводами исток–сток транзистора напряжения  $E_{си}$  ток стока равен нулю (график 1 на рис. 3.25,б). Если к затвору приложен положительный полюс  $E_{зи}$ , то электроны из *n*-областей будут притягиваться к оксиду и в приповерхностном слое полупроводника будет создаваться проводящий слой — канал, показанный штрихами на рис. 3.25,а. При напряжении  $E_{зи} \geq U_0$  канал образуется полностью и через него начинает протекать ток стока. Напряжение  $U_0$  принято называть *пороговым напряжением*. При дальнейшем увеличении  $E_{зи}$  ширина канала увеличивается и ток стока возрастает.

Если изменять напряжение  $E_{си}$ , то происходящие при этом процессы, совпадают с аналогичными, рассмотренными для транзисторов с управляющим *p-n*-переходом, поэтому вид их выходных характеристик один и тот же. В условных графических обозначениях рассматриваемых транзисторов индуцированный канал обозначается штриховой линией, а стрелка, как и раньше, помогает определить тип канала: на рис. 3.25 он *n*-типа.

В транзисторе *со встроенным каналом* канал существует и при  $E_{зи} = 0$ . Для уменьшения тока стока необходимо на затвор транзистора подать запирающее напряжение. В этом случае между ним и  $n$ -областями образуется отталкивающее поле, электроны начинают уходить из области канала, он сужается, ток стока уменьшается и прекращается (график 2 на рис. 3.25,б). В остальном работа этого и рассмотренных ранее транзисторов совпадает. Изолированность затвора приводит к еще большему увеличению входного сопротивления транзистора, так как в нем ток утечки диэлектрика меньше, чем в  $p$ - $n$ -переходе, смещенном в обратном направлении.

В условных графических обозначениях встроенный канал изображается сплошной линией, и только этим обозначение транзистора со встроенным каналом отличается от приведенного на рис. 3.25.

Как уже указывалось, основным достоинством полевых транзисторов по сравнению с биполярными является высокое входное сопротивление, превышающее 1 МОм, а основным недостатком — большое остаточное напряжение на полностью открытом транзисторе. Поэтому появились и продолжают развиваться полупроводниковые приборы, сочетающие достоинства полевых (высокое входное сопротивление) и биполярных (малое остаточное напряжение) транзисторов. Они получили название: *биполярный транзистор с изолированным затвором* (БТИЗ), или в англоязычном варианте — IGBT — *Insulated Gate Bipolar Transistors*. Условное обозначение такого транзистора и его эквивалентная схема приведены соответственно на рис. 3.26,а и б.

Из рассмотрения эквивалентной схемы видно, что такие транзисторы представляют собой каскадное соединение полевого и биполярного транзисторов. Их сочетание привело к тому, что входное сопротивление БТИЗ превышает 1 МОм, а напряжение на полностью открытом транзисторе даже при

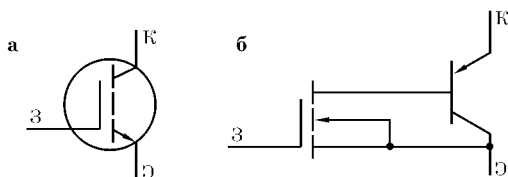


Рис. 3.26

токах составляющих порядка 1000 А, так же как и у биполярных транзисторов, находится в диапазоне 1,5–3,5 В. Это значительно меньше, чем у лучших марок полевых транзисторов при тех же токах.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Каков принцип работы полевого транзистора с управляющим  $p-n$ -переходом.
2. Нарисуйте вид стоко-затворных и стоковых характеристик транзистора. Расскажите о процессах, объясняющих ход графиков.
3. Какими параметрами характеризуются полевые транзисторы?
4. Расскажите об особенностях работы полевого транзистора с индуцированным каналом.
5. Чем различается работа полевых транзисторов с индуцированным и встроенным каналами?
6. Какие транзисторы называются БТИЗ? В чем их отличие от полевых транзисторов?

### 3.3. ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

В настоящее время в качестве активных элементов используются не только электронные лампы, транзисторы, но и функционально законченные сложные электронные устройства, выпускаемые, как правило, в виде микросхем. Разработчиками они рассматриваются как единый элемент, обладающий определенными характеристиками и параметрами. Самым распространенным из них является операционный усилитель. *Операционный усилитель* (ОУ) — это многокаскадный электронный усилитель, характерные особенности которого — большой коэффициент усиления, в пределе стремящийся к бесконечности; большое входное и малое выходное сопротивления; нулевая нижняя граничная частота ( $\omega_{ГРН} = 0$ ) — он усиливает и постоянное напряжение; низкий коэффициент шума и т. д. Операционными такие усилители называются потому, что первоначально с их помощью над аналоговыми электрическими сигналами выполнялись различные математические операции: сложение, вычитание, интегрирование, дифференцирование, логарифмирование, антилогарифмирование. В настоящее время они в основном используются как предварительные усилители.

Все ОУ имеют по два входа: инвертирующий (на схемах обозначаемый знаком «-» или кружочком, рис. 3.27) и неинвертирующий (обозначаемый «+» или не обозначаемый).

**Инвертирующим** называется вход, подача сигнала на который приводит к появлению на выходе усилителя колебания, противофазного входному. Вход, сигнал с которого проходит на выход без изменения фазы, называется **неинвертирующим**.

Наличие таких входов позволяет сравнивать между собой подаваемые на них сигналы, вычитать и усиливать полученную разность. Эти входы и использующий их усилитель называются *дифференциальными*, поэтому в параметрах ОУ, относящихся к сигналам, действующим между этими входами, применяют термин «дифференциальный»: дифференциальный коэффициент усиления по напряжению ( $K_d = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ Д}}$ ) — рис. 3.27; дифференциальное входное сопротивление ( $R_{\text{ВХ Д}} = U_{\text{ВХ Д}}/I_{\text{ВХ Д}}$ ) и т. д. Но сигналы на входы ОУ подаются обычно относительно общего провода («земли»), и на их соединительные провода могут одновременно наводиться одинаковые напряжения, называемые *синфазными*. Под действием их могут протекать входные токи, а неидеальность дифференциального каскада приводит к появлению выходного напряжения. Поэтому ОУ характеризуют и параметрами, связанными с синфазными сигналами: синфазным входным сопротивлением ( $R_{\text{ВХ СФ}} = U_{\text{ВХ СФ}}/I_{\text{ВХ СФ}}$ ), определяемым как сопротивление между объединенными входными зажимами ОУ и общим проводом («землей»); коэффициентом ослабления синфазного сигнала  $K_{\text{ОСЛ СФ}} = K_d/K_{\text{СФ}}$ , показывающим во сколько раз дифференциальный коэффициент усиления больше синфазного коэффициента усиления  $K_{\text{СФ}} = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ СФ}}$ .

Если сигнал подается только на один из входов, то второй должен быть соединен с проводом, по отношению к которому подается колебание. Как правило, это общий провод или «земля». Усилитель, в котором сигнал подается на инвертирующий вход, а неинвертирующий соединен с «землей», называется *инвертирующим* (см. рис. 3.28,а); если наоборот — *неинвертирующим* (рис. 3.28,б). Найдем их коэффициенты передачи.

Предположим, что ОУ идеальный, то есть  $K_d \rightarrow \infty$  и  $R_{\text{ВХ Д}} \rightarrow \infty$ . Выходное напряжение усилителя не может превышать

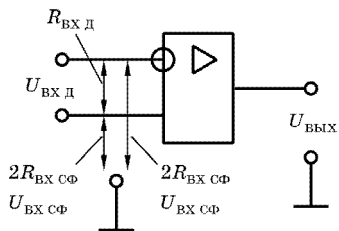


Рис. 3.27

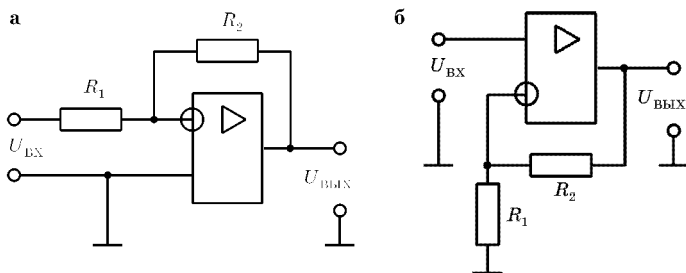


Рис. 3.28

напряжение питания, то есть не бесконечно, поэтому при  $K_{\text{д}} \rightarrow \infty$  входное напряжение  $U_{\text{ВХ д}} \rightarrow 0$ , то есть пренебрежимо мало. В этом случае напряжение на  $R_1$  равно  $U_{\text{ВХ}}$ , а на  $R_2$  равно  $U_{\text{ВЫХ}}$ . При  $R_{\text{ВХ д}} \rightarrow \infty$  входной ток ОУ пренебрежимо мал ( $I_{\text{ВХ д}} = U_{\text{ВХ д}}/R_{\text{ВХ д}} \rightarrow 0$ ), а ток, протекающий через  $R_1$ , протекает и через  $R_2$ . Последнее означает, что напряжения  $U_{\text{ВХ}}$  и  $U_{\text{ВЫХ}}$  противофазны, так как в первом случае ток течет от  $U_{\text{ВХ}}$ , а во втором — к  $U_{\text{ВЫХ}}$  (рис. 3.28,а).

Ток через  $R_1$  равен  $I_{R1} = U_{\text{ВХ}}/R_1$ , а через  $R_2$  — составит  $I_{R2} = U_{\text{ВЫХ}}/R_2$ . Они равны между собой, то есть  $I_{R1} = I_{R2}$ , так как входным током ОУ пренебрегаем ( $I_{\text{ВХ д}} = 0$ ), тогда  $U_{\text{ВХ}}/R_1 = U_{\text{ВЫХ}}/R_2$ , откуда коэффициент усиления по напряжению инвертирующего усилителя:

$$K = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}} = R_2/R_1. \quad (3.1)$$

Для неинвертирующего усилителя (рис. 3.28,б) уже нельзя сказать, что потенциал инвертирующего входа по отношению к общему проводу, то есть «земле», равен нулю. Здесь между ними включен резистор  $R_1$ , напряжение на котором (учитывая, что  $U_{\text{ВХ д}} \approx 0$ ) равно входному. Входной и выходной сигналы синфазны, поэтому  $I_{R2} = U_{\text{ВЫХ}}/(R_1 + R_2)$ ,  $I_{R1} = U_{\text{ВХ}}/R_1$ ,  $I_{R2} = I_{R1}$  и

$$K = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}} = (R_2 + R_1)/R_1 = 1 + R_2/R_1. \quad (3.2)$$

Очень часто ОУ используют в качестве усилителя звуковых или более высоких частот. В этом случае могут быть применены две отрицательные обратные связи (глава 6). Одна — для рабочих частот, другая — для постоянного тока, с помощью которых стабилизируют параметры усилителя в исходном состоянии (рабочей точке). Большая глубина вводимой

обратной связи приводит к возможности самовозбуждения усилителя (глава 7), поэтому для устойчивой работы применяют частотно-фазовую коррекцию, вводимую с помощью цепей, состоящих из конденсаторов и резисторов, подключаемых к специальным выводам микросхемы ОУ. Величины этих элементов и порядок их подключения для различных типов ОУ различен и приводится в соответствующих справочниках. Приводимые там номиналы соответствуют указанному коэффициенту усиления усилителя  $K$  и обеспечивают в этом случае максимальную полосу пропускания. При выборе другого  $K$  эти же номиналы могут уже не обеспечивать устойчивой работы усилителя и их следует изменить. Как правило, увеличение емкости корректирующей цепи приводит к сужению полосы пропускания усилителя. У некоторых ОУ цепи коррекции установлены в микросхеме при ее производстве, такие усилители называются *ОУ с внутренней коррекцией*.

В реальных усилителях  $K_D \neq \infty$  и  $R_{ВХД} \neq \infty$ . Однако это слабо сказывается на значениях  $K$ , полученных по (3.1) и (3.2), и при практических расчетах пользуются ими. При эксплуатации ОУ из-за возможной температурной и временной нестабильности возрастание  $I_{ВХД}$  приводит к изменению режимов ОУ по постоянному току и смещению его рабочей точки. Для ее уменьшения вывод неинвертирующего входа соединяют с общим проводом через резистор, компенсирующий эти изменения ( $R_{КОМ}$  на рис. 3.29,а), величина которого рассчитывается по формуле  $R_{КОМ} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ .

Питание ОУ обычно осуществляют от двуполярного источника, средний вывод которого соединяют с общим проводом («землей») рис. 3.29,а. Однако иногда, при питании остальной

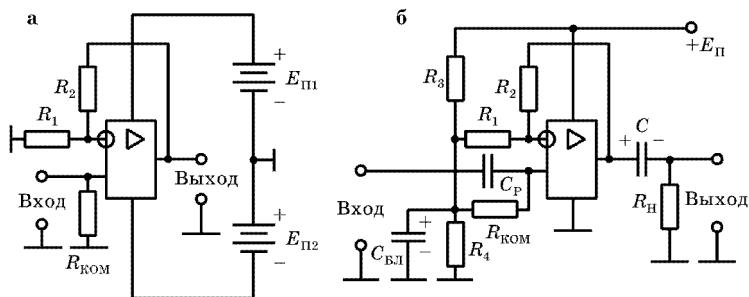


Рис. 3.29



части устройства от однополярного источника, это становится неудобным и среднюю точку в однополярном источнике, используемую в качестве общей, создают искусственно либо блокируя  $E_{\Pi}$  последовательно соединенными стабилитронами (или конденсаторами большой емкости) и используя точку их соединения в качестве средней, либо двуполярность питания микросхемы имитируют, вводя на входе резисторный делитель (на рис. 3,29,б это  $R_3 = R_4$ ). В этом случае во входном и выходном напряжениях должна присутствовать постоянная составляющая, равная  $E_{\Pi}/2$ . Это не всегда удобно и для усилителей электрических колебаний с  $\omega_{ГРН} \neq 0$  может быть легко устранено введением разделительных конденсаторов:  $C_p$  — на входе и  $C$  — на выходе (рис. 3.29,б). Для уменьшения потерь входного сигнала резистор  $R_4$  блокируют конденсатором  $C_{БД}$ .

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Что такое операционный усилитель?
2. Что называется инвертирующим и неинвертирующим входами?
3. Выведите формулы расчета коэффициента усиления инвертирующего и неинвертирующего усилителей.
4. Какие осложнения вводят в реальную схему при практической реализации устройств на ОУ?

### 3.4. ЖИДКОКРИСТАЛЛИЧЕСКИЕ ИНДИКАТОРЫ

Стремление получить максимально плоские, компактные, экономичные устройства привело к использованию в качестве их индикаторов вещества, сочетающие достоинства жидкостей и кристаллов. Характерной особенностью кристаллов, отличающих их от других твердых тел, является анизотропия — изменение свойств вещества в зависимости от пространственного направления воздействия на кристаллическую решетку. В оптических индикаторах используются материалы, изменяющие под воздействием электрического поля свои оптические свойства: прозрачность, цветность, способность вращения плоскости поляризации проходящего света. Текучесть, присущая жидкостям, позволяет упростить процесс производства индикаторов, обеспечивая возможность создания их произвольной формы.

В настоящее время жидкокристаллические материалы используются в различных областях техники. Например, изменение цвета материала под действием температуры используется в медицинской диагностике (при соприкосновении с больными участками

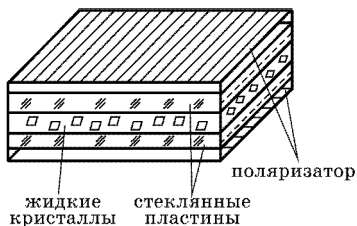


Рис. 3.30

тела пациента), в дефектоскопии (изменение распределения температуры, а значит, и цвета изделия, имеющего внутренний дефект). При производстве индикаторов для радиоэлектронной аппаратуры используется изменение плоскости поляризации светового потока жидкокристаллических материалов, происходящее под воздействием электрического поля. Такие индикаторы состоят из электрооптических жидкокристаллических ячеек (рис. 3.30), содержащих две плоскопараллельные стеклянные пластины, покрытые нанесенными на них прозрачными электродами из окиси олова или окиси индия.

Расстояние между пластинами заполнено жидким кристаллом, составляет единицы микрометра и определяет угол поворота плоскости поляризации. С наружной стороны на каждую из пластин наложены поляризаторы — прозрачные пленки, превращающие естественный (неполяризованный) свет в линейно поляризованный, распространяющийся только в одной плоскости; для оставшейся части светового потока поляризатор непрозрачен. Плоскости поляризации верхнего и нижнего поляризатора повернуты в горизонтальном направлении относительно друг друга на  $90^\circ$ , а толщина слоя жидких кристаллов такова, что угол поворота поляризации света, проходящего через них, также составляет  $90^\circ$ . При отсутствии электрического поля падающий на индикатор свет беспрепятственно проходит с одной стороны пластины на другую, то есть она является прозрачной.

При подаче на электроды электрооптической ячейки напряжения возникающее при этом поле изменяет угол поляризации жидкокристаллического вещества — теперь часть проходящего светового потока поглощается вторым поляризатором, что проявляется в изменении прозрачности ячейки. При увеличении напряжения степень прозрачности ячейки

уменьшается, вплоть до полного исчезновения (ячейка будет казаться черной); при снятии напряжения — прозрачность восстанавливается.

Жидкокристаллические индикаторы, используемые в микрокалькуляторах, электронных часах и т. д. переотражают свет от внешнего источника, попадающего на индикатор. Нижний электрод у них обычно делают сплошным, верхний — представляет собой или семь отдельных сегментов, с помощью которых можно изобразить любую цифру и букву, или воспроизводит несложную индицируемую фигуру. Для получения сложных изображений, например, при использовании в телевизорах, мониторах, проекционных аппаратах и т. д. электрооптические ячейки объединяют в жидкокристаллические панели (которые в иностранных изделиях называют LCD — *Liquid Crystal Display*). В этом случае за ними помещают электрическую лампу, равномерно освещающую панель, свет которой наблюдает зритель. Панели используют матричную систему адресации. Разрешающая способность такой панели определяется числом ее электрооптических ячеек. Для получения цветного изображения ячейки (как и в цветных кинескопах) объединяются в триады, в которых каждая из них покрывается своим светофильтром (красным, синим или зеленым).

К недостаткам ЖК-индикаторов можно отнести ограниченный угол обзора, что связано с наличием поляризатора, и инерционность изменения состояния жидкокристаллического вещества, что приводит к задержке быстро меняющихся изображений.

#### *Контрольные вопросы*

1. Что представляет собой электрооптическая жидкокристаллическая ячейка?
2. Какие процессы происходят в ячейке, изменяя ее прозрачность?

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

## ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКИ

### 4.1. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

**Четырехполосниками** называются устройства, имеющие два входных и два выходных зажима (рис. 4.1,а). В радиотехнике очень часто один из входных и один из выходных зажимов соединены между собой и подключены к общему проводу («земле»). В этом случае на схеме он выносится отдельно, показывая, что принадлежит обеим парам зажимов (рис. 4.1,б). Если все блоки устройства имеют такие, объединенные между собой зажимы, то на схеме они не показываются, и каждый из блоков имеет лишь по одному выводу для входа, и одному — для выхода (рис. 4.1,в).

Четырехполосники с ярко выраженными избирательными свойствами называются *электрическими фильтрами*. В них в полосе частот, называемой *полосой пропускания* (прозрачности), коэффициент передачи достигает максимального

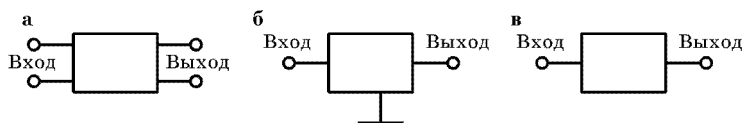


Рис. 4.1

значения. В остальной области частот — *полосе задержания* (непропускания) коэффициент передачи стремится к нулю. Различают *фильтры нижних частот* — **ФНЧ**, *верхних* — **ФВЧ**, *полосовые* — **ПФ** и *заграждающие* (режекторные) *фильтры* — **ЗФ** (см. рис. 4.2).

Электрические фильтры характеризуются несколькими техническими параметрами. Их *амплитудно-частотные* (или кратко — *частотные*) *характеристики* (АЧХ) — зависимость

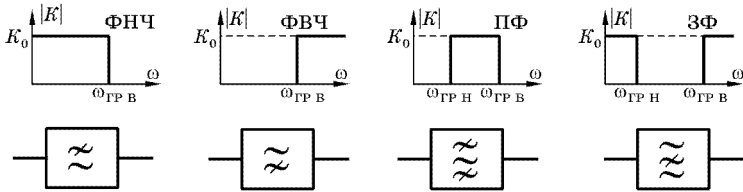


Рис. 4.2

модуля коэффициента передачи  $|K(j\omega)|$  от текущей частоты  $\omega$ , соответствующие идеальным фильтрам, и условные графические обозначения фильтров приведены на рис. 4.2. Здесь знаком ( $\sim$ ) показаны области пропускаемых частот. Обычно интересуются степенью подавления фильтром частот в полосе задержания, оценивая ее по спаду коэффициента  $K = |K(j\omega)|$ , либо вводя коэффициент затухания  $a = 1/|K(j\omega)|$ . Для этой цели наиболее часто пользуются логарифмическим графиком АЧХ (ЛАЧХ), применяя для расчета десятичный логарифм. Тогда ЛАЧХ может быть рассчитана по формуле:  $K, \text{ дБ} = 20 \lg |K(j\omega)|$ , единицей измерения наклона которой является децибел на декаду (декада — изменение частоты в 10 раз).

При рассмотрении четырехполюсников, кроме АЧХ, используют понятия: *фазочастотная* (ФЧХ) или *фазовая характеристика*  $\varphi(\omega)$  — зависимость фазового сдвига, вносимого четырехполюсником, от частоты; *полоса пропускания* (П) — область частот, на границе которой модуль коэффициента передачи меньше номинального в  $\sqrt{2}$  раз (это соответствует уровню 0,707 от максимального, при этом мощность выходного колебания уменьшается в 2 раза), левая на оси частот такая отметка называется *нижней граничной частотой* ( $\omega_{ГР Н}$ ), правая — *верхней* ( $\omega_{ГР В}$ ); *резонансная частота*  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  — частота, на которой энергии, запасаемые в реактивных элементах колебательного контура ( $L$  и  $C$ ), равны между собой, а напряжения на этих элементах достигают одинаковых наибольших значений; *растрейка*  $\xi = (\omega - \omega_0)/\omega_0$  — величина, показывающая степень отличия текущей частоты от резонансной; *волновое (характеристическое) сопротивление* контура ( $\rho$ ) — сопротивление любого его реактивного элемента на резонансной частоте  $\rho = \omega_0 L = 1/\omega_0 C$ ; *добротность* ( $Q$ ) — с точностью до  $2\pi$  показывает во сколько раз энергия, запасаемая в реактивных элементах контура, больше энергии

потерь в нем за тот же промежуток времени  $Q = 2\pi W_{\text{зап}}/W_{\text{пот}}$ . Ее численное значение может быть рассчитано по формуле:  $Q = \rho/r$ , где  $r$  — сопротивление, определяющее потери в элементах контура (например, сопротивление провода, которым намотана катушка).

Различают собственную и эквивалентную ( $Q_{\text{ЭКВ}}$ ) добротности. Последняя учитывает наличие внешних по отношению к контуру потерь (например, подключение дополнительных резисторов).

Наиболее часто в фильтрах используют реактивные (конденсаторы  $C$  и катушки индуктивности  $L$ ) и резистивные ( $R$ ) элементы, которые отражают в названии фильтров:  $LC$ -фильтр,  $RC$ -фильтр,  $LR$ -фильтр. Области их применения определяются конструктивными особенностями и практической целесообразностью. Например, катушки индуктивности характеризуются малыми собственными потерями, обусловленными лишь сопротивлением медного провода, что улучшает фильтрующие свойства используемых четырехполосников. Однако для низких частот требуемые величины индуктивности, а значит, и габариты катушек возрастают до недопустимо больших размеров, поэтому вместо них применяют резисторы, сознательно идя на увеличение потерь. В настоящее время в ФНЧ часто используются  $RC$ - и  $ARC$ -фильтры (активные  $RC$ -фильтры). Варианты построения фильтров разнообразны, мы рассмотрим лишь простейшие из них.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Что называется четырехполосником?
2. Что называется электрическим фильтром?
3. Что такое ЛАЧХ и чем она характеризуется?
4. Какие виды фильтров вы знаете? Каков вид их АЧХ?
5. Какими основными понятиями пользуются при оценке избирательных свойств фильтров?

## 4.2.

### ФИЛЬТРЫ НИЖНИХ ЧАСТОТ

**Фильтрами нижних частот** (ФНЧ) называются устройства, которые минимально ослабляют колебания с частотами от 0 до  $\omega_{\text{ГВ}}$  и задерживают (передают с большим ослаблением) колебания более высоких частот. Наиболее просто ФНЧ реализуются с помощью последовательного соединения резистора

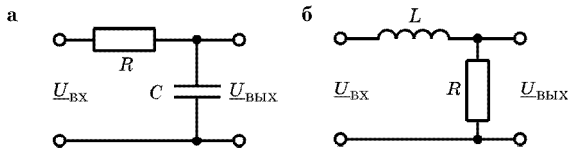


Рис. 4.3

и конденсатора —  $RC$ -фильтры (рис. 4.3,а) или катушки индуктивности и резистора —  $RL$ -фильтры (рис. 4.3,б).

Рассмотрим первый из них. Обозначим напряжение, действующее на входе фильтра через  $\underline{U}_{\text{ВХ}}$ , а на выходе через  $\underline{U}_{\text{ВЫХ}}$ . Напомним, что подчеркиванием в обозначениях отмечается комплексный характер величины (ранее в литературе он обозначался точкой, помещаемой над буквой).

Такая цепь (рис. 4.3,а) представляет собой  $RC$ -делитель переменного напряжения, и ее коэффициент передачи в комплексной форме:

$$\begin{aligned} \underline{K} = K(j\omega) &= \frac{\underline{U}_{\text{ВЫХ}}}{\underline{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{\underline{U}_{\text{ВХ}}}{(R + 1/j\omega C)} \frac{1/j\omega C}{\underline{U}_{\text{ВХ}}} = \\ &= \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_C} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_C)^2}} e^{j\varphi}. \end{aligned} \quad (4.1)$$

Здесь:

$$\frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_C)^2}} = |K(j\omega)|$$

— модуль комплексного коэффициента передачи;  $j$  — символ, показывающий комплексный характер величины;  $\omega$  — текущая частота;  $\omega_C = 1/RC$  — частота среза, на которой сопротивления элементов ячейки фильтра равны между собой ( $R = 1/\omega_C C$ );  $\varphi = -\arctg(\omega/\omega_C)$  — текущая фаза. Рассчитанная по (4.1) зависимость модуля коэффициента передачи от частоты (амплитудно-частотная характеристика) приведена на рис. 4.4,а.

Из ее рассмотрения видно, что с повышением частоты коэффициент передачи цепи уменьшается. Полученная характеристика по форме наиболее близка к АЧХ фильтра нижних частот, а, следовательно, сама цепь (рис. 4.3,а) представляет собой ФНЧ. Этот же вид характеристики легко прослеживается и при рассмотрении работы цепи: при повышении частоты сопротивление конденсатора  $C$  уменьшается, что приводит к

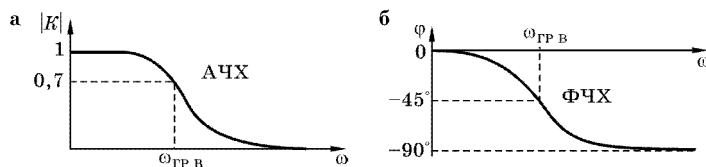


Рис. 4.4

уменьшению общего сопротивления цепи, возрастанию тока через нее, увеличению напряжения на резисторе, а значит — уменьшению на конденсаторе.

Для определения верхней граничной частоты полосы пропускания фильтра ( $\omega_{ГРВ}$ ) вспомним, что на ней модуль коэффициента передачи фильтра должен быть меньше номинально в  $\sqrt{2}$  раз. Тогда из (4.1) получим, что  $\sqrt{1 + (\omega_{ГРВ}/\omega_C)^2} = \sqrt{2}$ , откуда  $\omega_{ГРВ} = \omega_C$ . Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика может быть рассчитана по формуле:

$$K, \text{ дБ} = 20 \lg |K(j\omega)| = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_C)^2}} = -10 \lg [1 + (\omega/\omega_C)^2],$$

а коэффициент затухания  $a = 20 \lg [1/|K(j\omega)|] = 10 \lg [1 + (\omega/\omega_C)^2]$ . Из их рассмотрения видно, что при  $\omega/\omega_C \gg 1$  ЛАЧХ имеет вид графика, спадающего со скоростью  $-20$  дБ/дек. Рассчитанная по формуле  $\varphi = -\text{arctg}(\omega/\omega_C)$  зависимость фазового сдвига, вносимого фильтром, от частоты дает его фазовую характеристику (ФЧХ), приведенную на рис. 4.4,б. Из нее видно, что с повышением частоты сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями в пределе стремится к  $-90^\circ$ . Действительно, чем меньше сопротивление конденсатора ( $X_C = 1/\omega C$ ), тем общее сопротивление цепи имеет более резистивный характер, а значит, сдвиг фаз между входным напряжением и током стремится к нулю. Выходное напряжение фильтра, снимаемое с конденсатора, всегда отстает от тока через  $C$  на  $90^\circ$ . Если этот ток (общий ток цепи) синфазен входному напряжению, то сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями будет равен  $-90^\circ$ .

Как уже указывалось, ФНЧ можно получить, используя катушку индуктивности и резистор, соединив их по схеме рис. 4.3,б. Здесь выходное напряжение фильтра выделяется на резисторе  $R$ . Для анализа частотной характеристики цепи достаточно вспомнить, что сопротивление катушки для



переменного тока зависит от его частоты и может быть рассчитано по формуле:  $X_L = \omega L$ . При малых значениях частоты (когда  $\omega \rightarrow 0$ ) сопротивление катушки мало и все напряжение со входа фильтра передается на его выход — коэффициент передачи близок к единице. При увеличении частоты сопротивление катушки возрастает, увеличивая общее сопротивление цепи. Ток, протекающий через нее, уменьшается, снижая напряжение, выделяющееся на резисторе, а значит, и коэффициент передачи фильтра. Таким образом, АЧХ цепи повторяет амплитудно-частотную характеристику ФНЧ (рис. 4.4,а). Отыскание численных значений коэффициента передачи цепи также приводит к формуле:

$$\underline{K} = \left[ 1 / \sqrt{1 + (\omega / \omega_C)^2} \right] e^{j\varphi},$$

в которой  $\omega_{ГРВ} = \omega_C = R/L$ . Аналогично рассчитывается и фазовая характеристика фильтра:  $\varphi = -\text{arctg}(\omega / \omega_C)$ .

Анализ частотных характеристик рассмотренных ФНЧ показывает, что их коэффициент передачи спадает медленно. Для увеличения скорости спада используют каскадное (друг за другом) соединение фильтров. В этом случае общий коэффициент передачи будет равен произведению коэффициентов передачи входящих в него ячеек, и степень подавления колебаний в полосе заграждения увеличивается.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Что называется фильтром нижних частот?
2. Выведите формулу для коэффициента передачи ФНЧ по схеме  $RC$ -цепи.
3. Обоснуйте график АЧХ фильтра, используя физические свойства его элементов.
4. Найдите границу полосы пропускания фильтра.
5. Покажите эквивалентность  $RC$ - и  $RL$ -фильтров.
6. Как увеличить крутизну спада АЧХ?

### 4.3. ФИЛЬТРЫ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

**Фильтрами верхних частот** (ФВЧ) называются устройства, которые минимально ослабляют колебания с частотами от  $\omega_{ГРЧ}$  до бесконечно больших и задерживают (передают с большим ослаблением) колебания всех более низких частот.

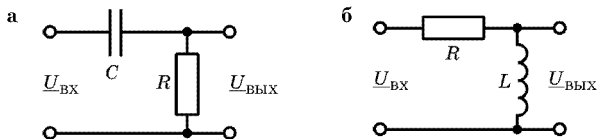


Рис. 4.5

В простейшем случае фильтры верхних частот могут быть реализованы тоже с помощью  $RC$ - и  $RL$ -цепей (рис. 4.5).

Действительно, если частота подаваемого гармонического колебания  $\omega$  стремится к нулю, то сопротивление конденсатора  $X_C = 1/\omega C$ , стремится к бесконечности. Ток, протекающий под действием напряжения  $\underline{U}_{ВХ}$  (рис. 4.5,а), стремится к нулю, и выходное напряжение, снимаемое с  $R$ , мало. При повышении частоты сопротивление конденсатора уменьшается, ток в цепи возрастает и напряжение на резисторе увеличивается. Следовательно, коэффициент передачи цепи возрастает. При значительном увеличении частоты сопротивление конденсатора стремится к нулю (его можно представить коротким замыканием) и все входное напряжение передается на выход фильтра, то есть его коэффициент передачи становится близким к единице. Как видно из рис. 4.2 такая частотная характеристика наиболее близка по форме к характеристике ФВЧ и, следовательно, рассматриваемая  $RC$ -цепь представляет собой ФВЧ.

Коэффициент передачи цепи рис. 4.5,а в комплексной форме может быть записан так:

$$\begin{aligned}
 K(j\omega) &= \frac{\underline{U}_{ВХ}}{(R+1/j\omega C)\underline{U}_{ВХ}} \frac{R}{\underline{U}_{ВХ}} = \frac{1}{1+1/j\omega RC} = \\
 &= \frac{1}{1+\omega_C/j\omega} = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega_C/\omega)^2}} e^{j\varphi}.
 \end{aligned}
 \tag{4.2}$$

Здесь  $1/\sqrt{1+(\omega_C/\omega)^2} = |K(j\omega)|$  — это модуль комплексного коэффициента передачи,  $\varphi = \text{arctg}(\omega_C/\omega)$  — текущая фаза, а  $\omega_C$ , как и раньше, — частота среза, на которой сопротивления элементов ячейки фильтра равны между собой ( $R = 1/\omega_C C$ ). На рис. 4.6 приведены частотная (см. рис. 4.6,а) и фазовая (рис. 4.6,б) характеристики цепи, рассчитанные по (4.2).

Для определения нижней границы пропускания  $\omega_{ГРН}$  воспользуемся равенством:

$$\sqrt{1+(\omega_C/\omega_{ГРН})^2} = \sqrt{2},$$

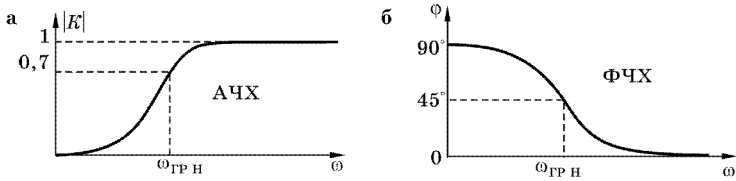


Рис. 4.6

откуда  $\omega_{ГР Н} = \omega_C$ . Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика фильтра верхних частот определяемая как:

$$20 \lg |K(j\omega)| = 20 \lg \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_C / \omega)^2}} \right] = -10 \lg \left[ 1 + (\omega_C / \omega)^2 \right],$$

при понижении частоты асимптотически приближается к линии  $-20$  дБ/дек.

Если на рис. 4.5,а заменить  $C$  на  $R$  и  $R$  на  $L$  (рис. 4.5,б), то приходим к  $RL$ -фильтру верхних частот. Действительно, при  $\omega \rightarrow 0$  сопротивление катушки индуктивности  $X_L = \omega L$  стремится к нулю, а значит, выходное напряжение  $\underline{U}_{ВЫХ} = j\omega L I$  также равно нулю. При  $\omega \rightarrow \infty$  сопротивление катушки становится бесконечно большим (представляет собой разрыв), ток через нее не течет и все входное напряжение передается на выход  $|K(\infty)| = 1$ . Можно показать, что и в этом случае  $K(j\omega) = 1 / (1 + \omega_C / j\omega)$ , причем  $\omega_{ГР Н} = \omega_C = R/L$ .

#### Контрольные вопросы и задания

1. Что называется фильтром верхних частот?
2. Выведите формулу для коэффициента передачи ФВЧ по схеме  $RC$ -цепи.
3. Обоснуйте график АЧХ фильтра, используя схему.
4. Найдите границу полосы пропускания фильтра.

## 4.4. ПОЛОСОВЫЕ ФИЛЬТРЫ

*Полосовыми фильтрами* (ПФ) называют такие фильтры, которые пропускают колебания с частотами, лежащими в полосе от  $\omega_{ГР Н}$  до  $\omega_{ГР В}$ , и ослабляют все другие частоты. Они могут быть реализованы с помощью последовательного соединения ФНЧ и ФВЧ, если их полосы пропускания частично перекрываются по частоте (рис. 4.7).

В этом случае колебания с частотами меньшими  $\omega_{ГР Н}$  задерживаются ФВЧ, большими  $\omega_{ГР В}$  — ФНЧ, а находящиеся

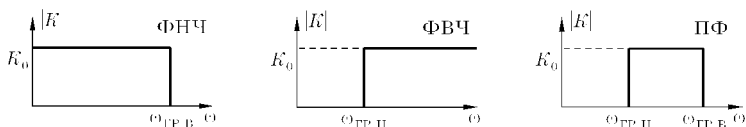


Рис. 4.7

между ними пропускаются, в идеальном случае без ослабления. Следовательно, формируется АЧХ, соответствующая полюсовому фильтру (рис. 4.7).

Однако чаще в качестве ПФ используют последовательные и параллельные колебательные контуры, поэтому рассмотрим их фильтрующие свойства.

#### 4.4.1. ФИЛЬТРУЮЩИЕ СВОЙСТВА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА

На рис. 4.8 приведена схема последовательного колебательного контура, на вход которого подается гармоническое напряжение ( $\underline{U}_{ВХ}$ ), а выходное напряжение ( $\underline{U}_{ВЫХ}$ ) снимается с конденсатора.

Здесь сопротивление  $r$ , как правило, характеризует потери в проводе, которым обмотана катушка. Последовательный контур для сигналов с частотой, близкой к резонансной, имеет малое входное сопротивление, что обуславливает большую величину протекающего тока, а значит, и выходного напряжения.

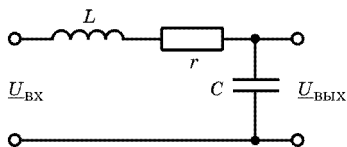


Рис. 4.8

На АЧХ контура в окрестности частоты резонанса наблюдается резкий подъем, при котором коэффициент передачи значительно превышает единицу. На других частотах входное сопротивление контура велико: на высоких частотах это обусловлено возрастанием сопротивления катушки ( $X_L = \omega L$ ), а на низких — возрастанием сопротивления конденсатора ( $X_C = 1/\omega C$ ). И то, и другое приводит к уменьшению протекающего тока, и коэффициент передачи цепи становится меньше единицы.

В комплексной форме коэффициент передачи цепи (рис. 4.8) имеет вид:

$$\begin{aligned}
 K(j\omega) &= \frac{1/j\omega C}{r + j\omega L + 1/j\omega C} = \frac{1/j\omega C}{r + j\frac{1}{\omega C}(\omega^2/\omega_0^2 - 1)} = \\
 &= \frac{\frac{1}{j\omega C} \frac{\omega_0}{\omega_0}}{r \left[ 1 + \frac{j}{\omega Cr} \frac{\omega_0}{\omega_0} \left( \frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right) \right]} = \frac{\frac{\omega_0}{j\omega} Q}{1 + j\frac{\omega_0}{\omega} Q \left( \frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right)} = \frac{-j\frac{\omega_0}{\omega} Q}{1 + j\frac{\omega_0}{\omega} Q \xi \frac{(\omega + \omega_0)}{\omega_0}}.
 \end{aligned} \quad (4.3)$$

Здесь учтено, что резонансная частота  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ ,  $\rho = 1/\omega_0 C = \omega_0 L$ ,  $Q = \rho/r$  и  $\xi = (\omega - \omega_0)/\omega_0$ . Коэффициент передачи достигает своего максимального значения, когда мнимая часть знаменателя равна нулю. Это возможно только при  $\xi = 0$ , то есть при  $\omega = \omega_0$ . В этом случае модуль коэффициента передачи  $|K(j\omega_0)| = K_{\text{кр}} = Q$ , то есть выходное напряжение будет в  $Q$  раз больше входного. При частотах, близких к резонансной ( $\omega \approx \omega_0$ ), отношение  $\omega_0/\omega \approx 1$ , а сомножитель  $\omega + \omega_0 \approx 2\omega_0$ , тогда:

$$K(j\omega) = -jQ/(1 + j2Q\xi). \quad (4.4)$$

Модуль коэффициента передачи  $|K(j\omega)| = Q/\sqrt{1 + 4Q^2\xi^2}$ , а фаза  $\varphi = -\pi/2 - \arctg 2Q\xi$ . График зависимости  $|K(j\omega)|$  для двух значений  $Q$  приведен на рис. 4.9, а.

Здесь по оси абсцисс одновременно отложены величины  $\omega$  и  $\xi$ , причем вторая является более общей и характеризует АЧХ контура для любой резонансной частоты. Из рассмотрения графиков видно, что коэффициент передачи цепи рис. 4.8 максимален при  $\omega = \omega_0$  и равен  $Q$ , величина которой значительно больше единицы. Чем меньше  $Q$ , тем ниже идет график.

Найдем величину расстройки, соответствующую границе полосы пропускания контура. Для этого, как и раньше, при-

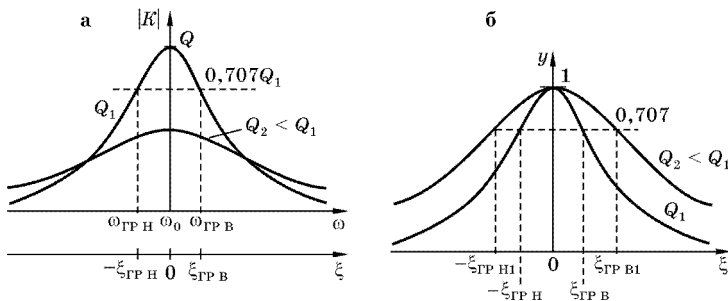


Рис. 4.9

мем  $\sqrt{1 + 4Q^2\xi_{ГР}^2} = \sqrt{2}$ , откуда  $\xi_{ГР} = \pm 1/2Q$ . Таким образом, полоса пропускания заключена в диапазоне от  $\xi_{ГР} = -\xi_{ГРН}$  до  $\xi_{ГР} = \xi_{ГРВ}$ , следовательно,  $\Pi = \xi_{ГРВ} - (-\xi_{ГРН}) = 1/Q$ , то есть обратно пропорциональна добротности. Если сюда подставить  $\xi_{ГР} = (\omega_{ГР} - \omega_0)/\omega_0$ , то  $\Pi = \omega_{ГРВ} - \omega_{ГРН} = \omega_0/Q$ . Сравнение полосы пропускания АЧХ контуров с различными добротностями на таком графике не всегда удобно. Поэтому часто пользуются зависимостями, нормированными относительно резонансного коэффициента передачи:

$$y = |K(j\omega)|/K_{КР} = 1/\sqrt{1 + 4Q^2\xi^2}$$

(рис. 4.9,б), на которых соотношение полос пропускания контуров с разными  $Q$  видно более наглядно.

*Контрольные вопросы и задания*

1. Что называется полосовым фильтром?
2. Обоснуйте фильтрующую способность последовательного колебательного контура.
3. Найдите коэффициент передачи цепи, показанной на рис. 4.8.
4. Как определить полосу пропускания контура?
5. Чем удобна нормированная АЧХ контура?

**4.4.2.  
ФИЛЬТРУЮЩИЕ СВОЙСТВА  
ПАРАЛЛЕЛЬНОГО  
КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА**

Если реактивные элементы  $L$  и  $C$  соединить параллельно друг другу, то получится параллельный колебательный контур. Для проявления его фильтрующих свойств подача на контур входного напряжения осуществляется через сопротивления  $R_{Г}$  (рис. 4.10).

При его отсутствии все входное напряжение было бы приложено непосредственно к контуру, и поддерживало бы на нем одинаковое свое значение, а значит, фильтрующих свойств у такой цепи не было бы. С введением  $R_{Г}$  и его увеличением все большая часть энергии, запасенная в одном из реактивных элементов, будет передаваться в другой и все меньшая

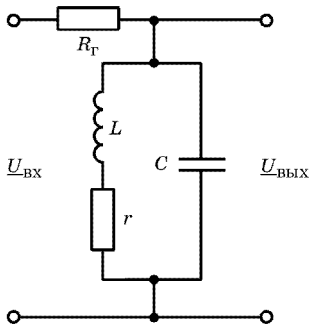


Рис. 4.10

ответвляться через  $R_{\Gamma}$ , а значит, эквивалентная добротность контура  $Q_{\text{ЭКВ}}$  увеличивается. В пределе через  $R_{\Gamma}$  будет протекать только ток, компенсирующий внутренние потери в контуре. Происходящий при этом между реактивными элементами обмен энергией будет максимальным, а значит, резонансные и фильтрующие свойства контура проявятся наиболее полно. При этом увеличение  $R_{\Gamma}$  приводит к уменьшению коэффициента передачи цепи, который в пределе будет стремиться к нулю. В реальных схемах  $R_{\Gamma}$  не всегда представлено резистором. Это чаще всего выходное сопротивление активных элементов (электронной лампы, транзистора и т. д.) или внутреннее сопротивление генератора входного колебания.

Перейдем к оценке резонансных свойств параллельного контура. Обозначим его полное сопротивление:

$$\underline{Z}_{\text{К}} = \frac{(r + j\omega L) \frac{1}{j\omega C}}{(r + j\omega L) + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{(r + j\omega L) \frac{1}{j\omega C}}{r + j(\omega L - 1/\omega C)}.$$

Собственная добротность катушки обычно велика, то есть  $\omega L \gg r$  и величиной  $r$  в числителе дроби можно пренебречь. В знаменателе пренебрегать  $r$  нельзя, так как при  $\omega \approx \omega_0$  слабое с коэффициентом « $j$ » становится не только соизмеримым, но даже меньше, чем  $r$ . В этом случае:

$$\underline{Z}_{\text{К}} = \frac{L/C}{r[1 + jQ\omega_0(\omega^2/\omega_0^2 - 1)/\omega]} = \frac{R_{\text{КР}}}{1 + j2Q\xi}.$$

Здесь  $R_{\text{КР}} = \rho Q$  — сопротивление контура на частоте резонанса ( $\omega \approx \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ ). Оно имеет резистивный характер. Коэффициент передачи цепи рис. 4.10 в комплексной форме будет равен:

$$\begin{aligned} K(j\omega) &= \frac{\underline{Z}_{\text{К}}}{R_{\Gamma} + \underline{Z}_{\text{К}}} = \frac{R_{\text{КР}}/(1 + j2Q\xi)}{R_{\Gamma} + R_{\text{КР}}/(1 + j2Q\xi)} = \\ &= \frac{R_{\text{КР}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{КР}} + jR_{\Gamma}2Q\xi} = \frac{R_{\text{КР}}/(R_{\Gamma} + R_{\text{КР}})}{1 + j2Q\xi R_{\Gamma}/(R_{\Gamma} + R_{\text{КР}})}. \end{aligned} \quad (4.5)$$

Обозначая  $QR_{\Gamma}/(R_{\Gamma} + R_{\text{КР}}) = Q_{\text{ЭКВ}}$  — эквивалентная добротность, получим:

$$K(j\omega) = \frac{R_{\text{КР}}/(R_{\Gamma} + R_{\text{КР}})}{1 + j2Q_{\text{ЭКВ}}\xi}, \quad |K(j\omega)| = \frac{R_{\text{КР}}/(R_{\text{КР}} + R_{\Gamma})}{\sqrt{1 + 4Q_{\text{ЭКВ}}^2\xi^2}},$$

а  $\varphi = -\arctg 2Q_{\text{ЭКВ}}\xi$ . Отсюда видно, что при  $\omega = \omega_0$  или  $\xi = 0$  модуль коэффициента передачи  $|K(j\omega)|$  достигает своего максимального значения  $|K(j\omega)| = K_{\text{КР}}$  и равен коэффициенту передачи резистивного делителя, составленного из  $R_{\Gamma}$  и  $R_{\text{КР}}$ . При  $R_{\Gamma} \rightarrow 0$  величина  $|K(j\omega)| \rightarrow 1$ , при  $R_{\Gamma} \rightarrow \infty$ , как и у обычного делителя,  $|K(j\omega)| \rightarrow 0$ .

Найдем расстройки, соответствующие границе полосы пропускания  $\Pi$ . Для этого, как и ранее, запишем

$$\sqrt{1 + 4Q_{\text{ЭКВ}}^2 \xi_{\Gamma\text{P}}^2} = \sqrt{2},$$

откуда  $\xi_{\Gamma\text{P}} = \pm 1/2Q_{\text{ЭКВ}} = \pm(R_{\Gamma} + R_{\text{КР}})/R_{\Gamma}2Q$  и  $\Pi = \xi_{\Gamma\text{PВ}} - (-\xi_{\Gamma\text{PН}}) = (R_{\Gamma} + R_{\text{КР}})/R_{\Gamma}Q$ . Если  $R_{\Gamma} \rightarrow \infty$ , то граничная расстройка совпадает с аналогичной величиной последовательного колебательного контура; если  $R_{\Gamma} \rightarrow 0$ , то  $\xi_{\Gamma\text{P}} \rightarrow \infty$ , то есть становится неопределенной, следовательно, контур теряет фильтрующие свойства.

Приведенные формулы позволяют при известных АЧХ контура и  $R_{\Gamma}$  найти все его параметры, что обычно используют на практике. Действительно, определяя по АЧХ верхнюю ( $\xi_{\Gamma\text{PВ}}$ ) и нижнюю ( $\xi_{\Gamma\text{PН}}$ ) расстройки контура, можно найти его эквивалентную добротность  $Q_{\text{ЭКВ}} = 1/(\xi_{\Gamma\text{PВ}} + \xi_{\Gamma\text{PН}})$ ; при известном коэффициенте передачи цепи на резонансной частоте  $K_{\text{КР}} = R_{\text{КР}}/(R_{\Gamma} + R_{\text{КР}})$  и величине  $R_{\Gamma}$  можно рассчитать значение  $R_{\text{КР}}$ , собственную добротность  $Q$  и характеристическое сопротивление  $\rho$ . Сравнение последних величин позволяет найти значение  $r$ , а, воспользовавшись формулой  $\rho = \omega_0 L = 1/\omega_0 C$ , по известной  $\omega_0$  можно определить  $L$  и  $C$ .

Для повышения степени подавления колебаний с частотами, выходящими за границу полосы пропускания, в таких фильтрах в качестве  $R_{\Gamma}$ , а также в цепи передачи напряжения на выход иногда применяют последовательные колебательные контуры, настраивая их на ту же резонансную частоту. В этом случае подавление увеличивается не только за счет уменьшения  $Z_{\text{К}}$ , но и за счет увеличения сопротивления последовательного колебательного контура. На резонансной частоте общий коэффициент передачи увеличивается, что связано как с минимальным сопротивлением последовательных контуров, так и максимальным — параллельного контура.



### Контрольные вопросы и задания

1. Обоснуйте фильтрующую способность параллельного колебательного контура.
2. Найдите коэффициент передачи цепи, показанной на рис. 4.10.
3. Чему равна полоса пропускания параллельного контура?
4. Объясните влияние внутреннего сопротивления генератора  $R_{\Gamma}$  на фильтрующие свойства контура.

## 4.5. ЗАГРАЖДАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

**Заграждающими** называются фильтры (ЗФ), вырезающие (не пропускающие) колебания в определенном диапазоне частот и пропускающие с минимальным ослаблением все остальные. Их используют для подавления известных помех, например, с частотой питающей сети (50 Гц). В простейшем случае такие фильтры могут быть получены путем параллельного включения ФНЧ и ФВЧ, если их полосы пропускания не перекрываются (рис. 4.11, а и б).

Здесь колебания с частотами, меньшими  $\omega_{\Gamma P, H}$ , пропускаются фильтром нижних частот, а превышающие  $\omega_{\Gamma P, B}$  — фильтром верхних частот. Часто при их построении используют фильтрующие свойства последовательных и параллельных колебательных контуров. На рис. 4.11, в показана одна из возможных схем такой реализации ЗФ. Здесь резонансная частота обоих типов контуров выбирается одинаковой. На этой частоте сопротивление последовательного контура минимально (в идеальном случае равно нулю), а параллельного — максимально (в пределе — стремится к бесконечности), следовательно, коэффициент передачи цепи равен нулю и колебания на выход не передаются. На частотах, значительно отличаю-

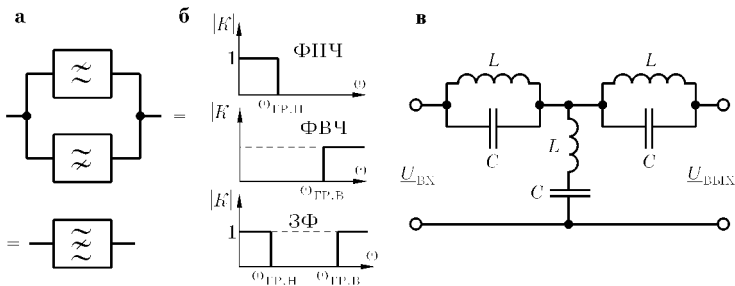


Рис. 4.11

щихся от резонансной, коэффициент передачи будет стремиться к единице. Действительно, на нижних частотах ( $\omega \rightarrow 0$ ) колебания будут проходить через катушки индуктивности параллельных контуров ( $X_L = \omega L \rightarrow 0$ ), а ответвление в последовательный контур предотвращается увеличением сопротивления конденсатора ( $X_C = 1/\omega C \rightarrow \infty$ ). На верхних частотах ( $\omega \rightarrow \infty$ ) — минимальными будут сопротивления конденсаторов параллельных контуров ( $X_C = 1/\omega C \rightarrow 0$ ), а максимальным — сопротивление катушки индуктивности последовательного контура ( $X_L = \omega L \rightarrow \infty$ ). В обоих случаях модуль коэффициента передачи цепи  $|K| \rightarrow 1$ .

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Что называется заграждающим фильтром?
2. Расскажите, как построить его с помощью ФНЧ и ФВЧ.
3. Поясните работу фильтра, реализованного с помощью последовательного и параллельного контуров.

### 4.6. ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКОЕ УРАВНЕНИЕ ФИЛЬТРА

Широкое и многообразное применение фильтров привело к созданию значительного числа их разновидностей, введению единых универсальных подходов к их расчету и реализации. В этих условиях фильтрующие свойства четырехполосников часто описывают обобщенной нормированной функцией

$$|y_{\Phi}(x)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \Phi^2(x)}},$$

где  $\varepsilon$  — допустимая, определяемая на границе полосы пропускания фильтра, неравномерность его АЧХ,  $\Phi(x)$  — математическое описание фильтрующей функции,  $x = \omega/\omega_{Гр}$  — нормированная относительно граничной текущая частота. Например, для рассмотренного выше ФНЧ, выполненного с помощью  $RC$ -цепи (4.1),  $\varepsilon = 1$ ,  $\Phi(x) = x$ . Часто  $\Phi(x)$  задают в виде функций, предложенных известными учеными. В этом случае фильтры носят их имена (фильтр Баттерворта, Чебышева и т. д.).

Обычно при практических расчетах и анализе фильтра нет необходимости в подробном построении его АЧХ, а достаточно знать ее неравномерность и частоты, на которых она проявляется. В вопросах же синтеза, наоборот, эти параметры заданы,

и по ним необходимо выполнить схемотехническую реализацию фильтра. В обоих случаях фильтр определяют как совокупность числа полюсов (называемого еще порядком фильтра и определяемого количеством используемых реактивных элементов), нулей и их частот. В полюсе фильтра его комплексный коэффициент передачи в полосе пропускания стремится к  $\infty$ , в нуле  $-K(j\omega) \rightarrow 0$ . Математически такой подход наиболее прост при представлении коэффициента передачи фильтра  $K(j\omega)$  в виде дроби, состоящей из двух разностепенных несокращаемых (не имеющих одинаковых сомножителей) полиномов, причем степень полинома числителя меньше степени полинома знаменателя. Приравняв числитель и знаменатель нулю и решая получившиеся уравнения, можно найти для первого — число нулей и частоты, на которых они существуют, для второго — те же данные для полюсов.

Очень часто, как, например, в рассмотренном выше ФНЧ, числитель задается постоянным коэффициентом и анализ ограничивается решением уравнения знаменателя. В теории фильтров оно называется «характеристическим». При его составлении пользуются преобразованием Лапласа, которое позволяет решать получающиеся комплексные уравнения алгебраическими методами. Для этого используют замену  $j\omega = p$  и уравнения представляют в виде  $(p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_n)$ . Здесь  $p_1, p_2 \dots p_n$  — полюсы фильтра — корни уравнения, которые могут быть действительными и комплексными ( $c + jb$ ) числами. Действительные корни и действительные части комплексных чисел характеризуют потери энергии в электрической цепи. Отрицательный знак перед ними показывает, что подаваемые на вход колебания, проходя по цепи, уменьшаются и при отключении входного сигнала колебания на выходе прекращаются. Положительные — соответствуют возрастанию колебаний, что характерно для автоколебательных процессов. В фильтрах генераторных процессов нет, поэтому действительные части корней должны быть отрицательными. Если есть несколько одинаковых корней  $(p - p_1)^n$ , то они называются «кратными», в противном случае — корни простые. Мнимая часть комплексных корней (с оператором  $j$ ) показывает, что на частотах, соответствующих им, может наблюдаться увеличение коэффициента передачи цепи, что в  $LC$ -цепях обусловлено резонансом.

На практике обычно интересуются не комплексным коэффициентом передачи цепи, а его модулем. В этом случае в полюсе модуль коэффициента передачи меньше номинального в  $\sqrt{2}$  раз. Например, для рассмотренного выше однозвенного ФНЧ, построенного с помощью  $RC$ -цепи, передаточная функция (4.1) в принятых обозначениях будет иметь вид:

$$K(p) = \frac{1}{1 + p/\omega_C} = \frac{\omega_C}{p + \omega_C},$$

где  $\omega_C$  — частота среза. Отсюда полюс фильтра  $p_1 = -\omega_C$ . Тогда на этой частоте  $|K(p)| = 1/\sqrt{1 + (p/\omega_C)^2} = 1/\sqrt{2}$ , то есть эта частота соответствует граничной частоте фильтра.

Для последовательного колебательного контура характеристическое уравнение может быть получено заменой  $j\omega = p$  в формуле его коэффициента передачи:

$$K(j\omega) = \frac{1/j\omega C}{r + j\omega L + 1/j\omega C}.$$

В этом случае, учитывая, что  $r/L = \omega_0 r/\omega_0 L = \omega_0/Q$ , получим:

$$K(p) = \frac{1/pC}{r + pL + 1/pC} = \frac{1/LC}{p^2 + pr/L + 1/LC} = \frac{\omega_0^2}{p^2 + p\omega_0/Q + \omega_0^2}.$$

Здесь характеристическое уравнение имеет вид:  $p^2 + p\omega_0/Q + \omega_0^2 = 0$ , а его корни:

$$\begin{aligned} p_{1,2} &= -\frac{\omega_0}{2Q} \pm \sqrt{\frac{\omega_0^2}{4Q^2} - \omega_0^2} = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm \sqrt{-1} \sqrt{\omega_0^2 - \frac{\omega_0^2}{4Q^2}} = \\ &= -\frac{r}{2L} \pm j\omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}. \end{aligned}$$

Полученные выражения кроме нахождения коэффициента передачи цепи позволяют проанализировать и процессы, происходящие в ней. Слагаемое  $r/2L$  показывает, что не вся энергия колебания, поступающая из входной цепи, накапливается в  $L$ , часть ее теряется в резисторе  $r$ . Частота свободных колебаний, возникающих в контуре,  $\omega = \omega_0 \sqrt{1 - 1/4Q^2}$  отличается от резонансной ( $\omega_0$ ). Это объясняется тем, что наличие  $r$  замедляет процесс перезаряда реактивных элементов. Последнее связано как с уменьшением скорости изменения тока перезаряда, так и с потерей части энергии в резисторе.

С учетом полученных корней передаточная функция последовательного колебательного контура принимает стандартный вид:

$$K(p) = \frac{\omega_0^2}{p^2 + p\omega_0/Q + \omega_0^2} = \frac{\omega_0^2}{\left(p + \frac{\omega_0}{2Q} + j\sqrt{\omega_0^2 - \frac{\omega_0^2}{4Q^2}}\right)\left(p + \frac{\omega_0}{2Q} - j\sqrt{\omega_0^2 - \frac{\omega_0^2}{4Q^2}}\right)}. \quad (4.6)$$

Заменяя в этой формуле « $p$ » на  $j\omega$ , разделяя действительные и мнимые части, получим:

$$K(j\omega) = \frac{\omega_0^2}{\left[\frac{\omega_0}{2Q} + j\left(\omega + \omega_0\sqrt{1 - 1/4Q^2}\right)\right]\left[\frac{\omega_0}{2Q} + j\left(\omega - \omega_0\sqrt{1 - 1/4Q^2}\right)\right]} = \frac{-jQ}{\frac{\omega}{\omega_0} + jQ\frac{(\omega^2 - \omega_0^2)}{\omega_0^2}} = \frac{-jQ\omega_0/\omega}{1 + j\frac{\omega_0}{\omega}Q\frac{(\omega^2 - \omega_0^2)}{\omega_0^2}}. \quad (4.7)$$

При частотах  $\omega \approx \omega_0$  можно записать:

$$K(j\omega) = \frac{-jQ}{1 + j2Q\xi},$$

что совпадает с (4.4).

Таким образом, для определения коэффициента передачи цепи можно пользоваться любым из приведенных способов: либо преобразуя комплексный коэффициент передачи, либо записывая и решая характеристическое уравнение. Последнее особенно полезно при синтезе цепей, так как, сводя его вид к одному из известных выражений, можно предсказать и схемотехническую реализацию цепи, и оценить ее свойства.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Что называется нулем и полюсом фильтра?
2. Какое уравнение называется характеристическим?
3. Что характеризуют корни такого уравнения?
4. Запишите характеристическое уравнение для однозвенного ФНЧ.
5. Запишите характеристическое уравнение для последовательного колебательного контура.

#### 4.7. АКТИВНЫЕ $RC$ -ФИЛЬТРЫ

Рассмотренные выше резонансные фильтры, обладая высокой добротностью и хорошей избирательностью, имеют существенный недостаток: входящая в их состав катушка индуктивности при использовании в низкочастотных диапазонах имеет значительные габариты и массу, что делает иногда невозможным применение такого фильтра. Этот недостаток отсутствует в активных  $RC$ -фильтрах ( $ARC$ -фильтрах), в которых катушки индуктивности полностью отсутствуют. Такие фильтры представляют собой сочетание активного (усилительного) элемента и  $RC$ -цепей. Учитывая, что все их компоненты могут быть изготовлены миниатюрными, массогабаритные параметры фильтров оказываются значительно (в десятки и более раз) меньше фильтров на  $LC$ -цепях, что привлекает к ним особое внимание. Как уже указывалось выше, в состав фильтров входят активные (усилительные) элементы, и это ограничивает величину амплитуды выходного напряжения фильтра, определяемую значением используемого напряжения питания; в них возникают дополнительные шумы и нелинейные искажения, уменьшается надежность. Наиболее часто в качестве активных элементов в фильтрах используют операционные усилители.

##### 4.7.1. ЗВЕНЬЯ ПЕРВОГО ПОРЯДКА

Представление знаменателя в формуле коэффициента передачи цепи в виде произведения корней степенного полинома позволяет наиболее просто синтезировать фильтр, проектируя его как набор включенных друг за другом простейших ячеек, соответствующих каждому корню. Как указывалось выше, корни могут быть действительными и комплексными числами. Первые из них соответствуют ячейкам первого порядка ( $RC$ -цепи; напомним, что порядок звена определяется количеством используемых в них реактивных элементов), у которых график АЧХ изменяется монотонно (для ФНЧ — спадает, для ФВЧ — возрастает); вторые — ячейкам второго порядка, на амплитудно-частотной характеристике которых могут существовать и чередоваться участки ее подъема и спада. Поэтому для реализации полинома любой степени достаточно использовать лишь набор таких ячеек.

При рассмотрении ФНЧ и ФВЧ считалось, что сопротивление нагрузки  $R_H$ , подключаемой к ним, бесконечно велико и не влияет на АЧХ цепи. В реальных условиях это не так. Конечная величина  $R_H$ , а иногда и нелинейный ее характер (например, если это выпрямитель), изменяют  $\omega_{ГР}$ , а значит, и степень подавления фильтра. Наличие усилительного элемента позволяет не только формировать выходное напряжение больше входного, но и исключить влияние сопротивления нагрузки, а также самих ячеек друг на друга. Большое входное сопротивление усилителя предотвращает шунтирование элементов  $RC$ -цепи, а значит, не изменяет граничную частоту ячейки; малое его выходное сопротивление позволяет не только исключить влияние  $R_H$ , но и считать, что для последующей ячейки напряжение подается от идеального генератора ЭДС, то есть с внутренним сопротивлением, равным нулю.

Для использования указанных свойств усилитель можно подключить на выход ячейки, но, как правило, его вводят в ее состав, тем самым не только сокращая число используемых элементов, но и улучшая качественные показатели фильтра. На рис. 4.12 показаны активные звенья первого порядка: ФНЧ (рис. 4.12,а) и ФВЧ (рис. 4.12,б).

Первое из них еще иногда называют *интегрирующим усилителем*, так как при подаче на его вход постоянного напряжения выходное напряжение увеличивается не сразу, а постепенно, накапливаясь, суммируясь, то есть выполняя операцию интегрирования. В таких фильтрах (рис. 4.12,а) при подаче на вход гармонического сигнала и повышении его частоты величина сопротивления конденсатора  $C$  уменьшается, а значит, уменьшается коэффициент передачи усилителя (3.1) и выходное напряжение фильтра. Причем, как будет показано позднее, происходящее здесь углубление отрицательной обратной

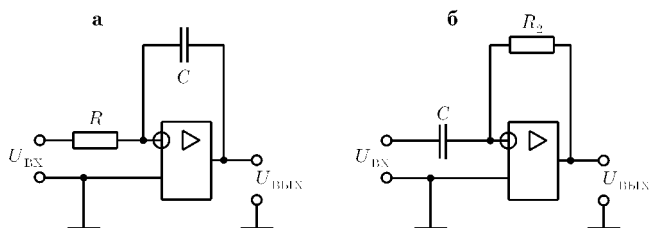


Рис. 4.12

связи приводит к улучшению всех качественных показателей усилителя и, следовательно, выходного колебания.

Активный фильтр верхних частот (рис. 4.12,б) иногда называют *дифференцирующим усилителем*. Здесь поданное на вход фильтра постоянное напряжение все передается на вход усилителя, а значит, и на его выход. С течением времени, по мере увеличения заряда конденсатора, напряжения на входе и выходе усилителя уменьшаются, выполняя операцию дифференцирования. При подаче гармонического сигнала с увеличивающейся частотой сопротивление конденсатора  $C$  уменьшается, и коэффициент передачи фильтра (3.4) увеличивается.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Что называется звеном фильтра первого порядка?
2. Чем определяется порядок звена?
3. В чем особенности использования операционных усилителей?
4. Нарисуйте принципиальные схемы активных ФНЧ и ФВЧ первого порядка.
5. Каковы особенности их работы?

#### 4.7.2. ЗВЕНЬЯ ВТОРОГО ПОРЯДКА

Как уже указывалось, на АЧХ такого звена могут чередоваться участки подъема и спада. Подъем возможен, если в звене на каких-либо частотах существует восполнение энергии, не только компенсирующее, но и превышающее происходящие в нем потери. В колебательных контурах это происходит за счет обмена энергией между конденсатором и катушкой индуктивности; в активных  $RC$ -фильтрах (см. рис. 4.13) — за счет передачи части напряжения с выхода ОУ на его вход, которая, суммируясь со входным, повышает выходное напряжение фильтра (введение положительной обратной связи).

Если передавать небольшую часть энергии, требуемую только для компенсации потерь, то амплитудно-частотная характеристика фильтра в полосе пропускания выравнивается, стремясь стать максимально плоской; если добавляемую энергию увеличить, то происходит перекомпенсация и на АЧХ фильтра появляется подъем, напоминающий частотную характеристику резонансного контура. Для колебаний с частотами, попадающими в полосу задержания, ослабление в таком фильтре определяется не только снижением коэффициента передачи



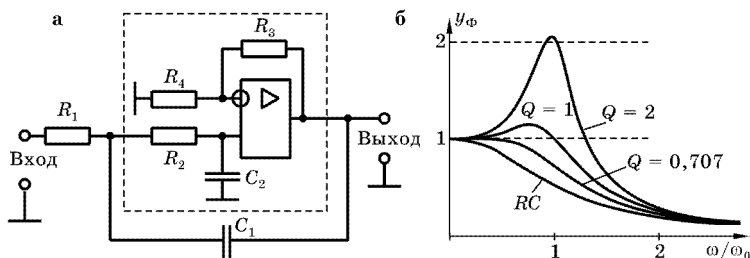


Рис. 4.13

$RC$ -цепи, но и уменьшением амплитуды колебания на входе ОУ, получаемого суммированием входного и части выходного сигнала, которые теперь оказываются не синфазными и перестают складываться (действие положительной обратной связи прекращается).

Рассмотрим подробнее происходящие процессы на примере активного  $RC$ -фильтра нижних частот, принципиальная схема которого приведена на рис. 4.13,а. Здесь передача части выходного напряжения с выхода ОУ в цепь его неинвертирующего входа осуществляется через конденсатор  $C_1$ . Как будет показано в главе 6, коэффициент передачи такого усилителя (охваченного положительной обратной связью) может быть рассчитан по формуле:  $\underline{K}_\beta = \underline{K} / (1 - \underline{K}\beta_C)$ . Здесь  $\beta_C$  — коэффициент передачи цепи обратной связи,  $\underline{K}$  — коэффициент усиления усилителя, который охватывают этой связью. На рис. 4.13,а он выделен штрихами и представляет собой неинвертирующий усилитель на базе ОУ с коэффициентом передачи (3.2):  $K_0 = 1 + R_3/R_4$ , на входе которого включена  $RC$ -цепь ( $R_2, C_2$ ). Тогда  $\underline{K} = (\underline{Z}_2/\underline{Z}_{\text{ВХ}})K_0$ , а входное сопротивление усилителя  $\underline{Z}_{\text{ВХ}} = R_2 + \underline{Z}_2$ , где  $\underline{Z}_2 = 1/j\omega C_2$ . Коэффициент передачи цепи обратной связи ( $\beta_C$ ) представлен делителем напряжения, нижнее плечо которого определяется параллельным соединением  $\underline{Z}_{\text{ВХ}}$  и  $R_1$  (считаем, что сигнал на вход фильтра подается от идеального генератора ЭДС с  $R_\Gamma = 0$ ); а верхнее — конденсатором  $C_1$ . Тогда

$$\beta_C = \frac{R_1 \underline{Z}_{\text{ВХ}} / (R_1 + \underline{Z}_{\text{ВХ}})}{R_1 \underline{Z}_{\text{ВХ}} / (R_1 + \underline{Z}_{\text{ВХ}}) + \underline{Z}_1},$$

где  $\underline{Z}_1 = 1/j\omega C_1$ . Между входом фильтра и входом усилителя, охваченного обратной связью, включен еще один делитель

напряжения, нижнее плечо которого состоит из параллельного соединения конденсатора  $C_1$  и  $Z_{ВХ}$ , а верхнее — из резистора  $R_1$ . Его коэффициент передачи

$$\underline{K}_1 = \frac{Z_1 Z_{ВХ} / (Z_1 + Z_{ВХ})}{Z_1 Z_{ВХ} / (Z_1 + Z_{ВХ}) + R_1}.$$

Общий коэффициент передачи фильтра  $\underline{K}_\Phi(j\omega) = \underline{U}_{ВЫХ \Phi} / \underline{U}_{ВХ \Phi} = \underline{K}_1 \underline{K}_2$ . Подставляя сюда соответствующие значения, получим:  $\underline{K}_\Phi = K_0 / [R_1 Z_{ВХ} / Z_1 Z_2 + R_1 / Z_2 + Z_{ВХ} / Z_2 - K_0 R_1 / Z_1]$ . Заменяем, как и раньше,  $j\omega$  на  $p$  и найдем нормированную АЧХ фильтра:  $y_\Phi = \underline{K}_\Phi / K_0$ . Тогда  $y_\Phi = 1 / \{p^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + p [C_2 R_1 + C_2 R_2 + C_1 R_1 (1 - K_0)] + 1\}$ . Сравнивая ее с (4.6), видим, что собственная частота звена второго порядка  $\omega_0 = 1 / \sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}$ , а величина

$$\frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{C_2 R_2}{C_1 R_1}} + \sqrt{\frac{C_2 R_1}{C_1 R_2}} + (1 - K_0) \sqrt{\frac{C_1 R_1}{C_2 R_2}}.$$

Если обозначить  $C_2 / C_1 = m$ , а  $R_2 / R_1 = n$ , то

$$Q = \frac{\sqrt{mn}}{m(n+1) + 1 - K_0}.$$

При  $m = n = 1$  добротность  $Q = 1 / (3 - K_0)$ , а значит,  $K_0$  должен быть меньше 3, иначе получим  $Q = \infty$ , что означает самовозбуждение.

На рис. 4.13,б приведены графики нормированной частотной характеристики рассмотренного фильтра  $y_\Phi(\omega/\omega_0)$ , рассчитанные при различных значениях  $Q$ . Там же для сравнения показана АЧХ идеального двухзвенного  $RC$ -фильтра, составленного из тех же компонентов (обозначенного на рисунке —  $RC$ ).

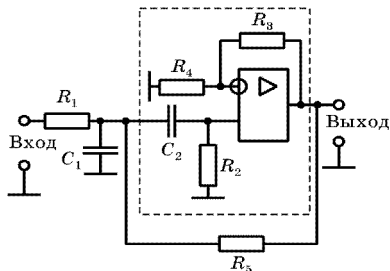


Рис. 4.14

Из рассмотрения графиков видно, что при  $Q = 0,707$  АЧХ получается максимально плоской; при  $Q = 1$  подъем составляет 15%; при  $Q = 2$  — превышает в 2 раза. С увеличением  $Q$  форма АЧХ все больше начинает напоминать частотную характеристику колебательного контура. Для получения характеристики, близкой

к резонансной, в активный фильтр вводят одновременно  $RC$ -цепи, включенные как ФНЧ ( $R_1C_1$ ) и ФВЧ ( $R_2C_2$ ) — рис. 4.14.

В таком фильтре при уходе с частоты максимума (компенсации потерь) выходное напряжение уменьшается либо за счет действия ФВЧ, либо — за счет ФНЧ, следовательно, здесь реализуется звено полосового фильтра. Воспользовавшись изложенной выше методикой, можно показать, что при  $R_1 = R_2 = R_3 = R$  и  $C_1 = C_2 = C$  для него  $\omega_0 = \sqrt{2}/RC$ ,  $Q = \sqrt{2}/(4 - K)$ ,  $K_{\text{кр}} = K/(4 - K)$ , а коэффициент передачи фильтра  $\underline{K}_\Phi(p) = p\omega_0 K_{\text{кр}}/Q(p^2 + p\omega_0/Q + \omega_0^2)$  [4].

*Контрольные вопросы и задания*

1. Какие звенья называются звеньями второго порядка?
2. В чем особенность их построения?
3. Нарисуйте принципиальную схему активного ФНЧ.
4. Расскажите, как определить его коэффициент передачи.

---

## ГЛАВА ПЯТАЯ

# ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

**Усилителем электрических колебаний** называется устройство, которое за счет энергии источника питания формирует в нагрузке новое колебание, являющееся по форме более или менее точной копией входного усиливаемого колебания, но превосходящее его по напряжению, току или мощности. Усилительные устройства являются одними из наиболее распространенных радиоэлектронных устройств: практически нет такого радиотехнического оборудования, в котором бы они не использовались — в радиоприемниках, радиопередатчиках, источниках питания, магнитофонах, связной аппаратуре и т. д.

Существует несколько признаков, по которым классифицируются усилители: по форме усиливаемых сигналов, по типу усилительных (активных) элементов, числу каскадов, области применения и т. д. Однако схемотехника их построения наиболее значительно отличается в зависимости от области усиливаемых частот. Если рабочий диапазон частот усилителей начинается с нуля герц (постоянного тока), то они называются *усилителями постоянного тока* (УПТ); если находится между 20 Гц и 20 кГц, то это *усилители звуковых частот* (УЗЧ); при более высоких частотах, когда диапазон усиливаемых частот оказывается много меньше, чем центральная частота этого диапазона, — *усилители радиочастоты* (УРЧ) и т. д.

Для оценки качества работы усилителей пользуются рядом характеристик и параметров, рассмотрим основные из них.

**Коэффициент усиления напряжения** — показывает, во сколько раз напряжение на выходе усилителя ( $U_{\text{ВЫХ}}$ ) больше, чем на входе ( $U_{\text{ВХ}}$ ):

$$K_U = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}.$$

Обычно этот параметр называют просто **коэффициентом усиления** и обозначают без индекса. Кроме него пользуются коэффициентом усиления по току  $K_I = I_{\text{ВЫХ}}/I_{\text{ВХ}}$  и мощности  $K_P = P_{\text{ВЫХ}}/P_{\text{ВХ}}$ . Для получения достаточного усиления усилители почти всегда строятся из нескольких каскадов, следующих друг за другом. В этом случае их коэффициенты усиления перемножаются.

**Амплитудно-частотная** (кратко — частотная) **характеристика** (АЧХ) и **полоса пропускания** (глава 4), причем иногда уровень отсчета полосы пропускания  $d$  не равен 0,707 и задается в логарифмических единицах — децибелах (дБ):  $d_{(\text{дБ})} = 20 \lg(d)$ . Так как  $d < 1$ , то  $d_{(\text{дБ})} < 0$ .

**Входное сопротивление усилителя** — внутреннее сопротивление между его входными зажимами  $Z_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}}/I_{\text{ВХ}}$ . Очень часто, особенно на высоких частотах, входное сопротивление имеет емкостную составляющую, поэтому  $Z_{\text{ВХ}}$  задается в виде параллельного соединения резистивного сопротивления  $R_{\text{ВХ}}$  и емкости  $C_{\text{ВХ}}$ .

**Выходное сопротивление усилителя** — внутреннее сопротивление между его выходными зажимами  $Z_{\text{ВЫХ}} = \Delta U_{\text{ВЫХ}}/\Delta I_{\text{ВЫХ}}$ . Оно не тождественно сопротивлению нагрузки  $Z_{\text{Н}}$ . По отношению к нагрузке усилитель может быть представлен эквивалентным генератором ЭДС (рис. 2.1,б) с внутренним сопротивлением  $Z_{\text{ВЫХ}}$ , которое влияет на величину выходного напряжения усилителя  $U_{\text{ВЫХ}}$  и показывает, насколько изменится это напряжение  $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$  при изменении выходного тока усилителя  $\Delta I_{\text{ВЫХ}}$ , вызванном, например, изменением сопротивления нагрузки  $Z_{\text{Н}}$ .

**Амплитудная характеристика** — зависимость амплитуды выходного переменного напряжения от амплитуды входного, измеренная при неизменной частоте (как правило — 1 кГц). Реальная характеристика на нижнем и верхнем участках имеет загибы (рис. 5.1). Верхний — обусловлен конечной величиной  $E_{\text{П}}$ , нижний — наличием в усилителе собственных шумов и помех. Отношение наибольшего выходного напряжения усилителя ( $U_{\text{ВЫХ}2}$ ) к наименьшему ( $U_{\text{ВЫХ}1}$ ) в пределах линейной части амплитудной характеристики называется **динамическим диапазоном** усилителя:  $D = U_{\text{ВЫХ}2}/U_{\text{ВЫХ}1}$ .

**Нелинейные искажения** характеризуют неточность воспроизведения на выходе усилителя формы синусоидального

колебания, поданного на его вход. Признак нелинейных искажений — появление в спектре выходного колебания составляющих с новыми частотами, отсутствующими во входном сигнале. Эти частоты кратны частоте входного синусоидального колебания и, как указывалось в разделе 1.5, называются *высшими гармониками*. Если напряжения первой и высших гармоник выходного колебания обозначить через  $U_1$  и  $U_2, U_3, \dots$ , то *коэффициент гармоник*:

$$K_{\Gamma} = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots} / U_1.$$

Он является количественной мерой нелинейных искажений усилителя.

**Коэффициент полезного действия** (КПД) усилителя характеризует эффективность расходования мощности питания и показывает, какая часть потребляемой мощности питания  $P_{\text{ПИТ}}$  использована для формирования в нагрузке мощности полезного сигнала  $P_{\text{ВЫХ}}$ , а значит, КПД  $\eta = P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ПИТ}}$ . Очень часто, особенно в стационарной аппаратуре, КПД повышают не из-за необходимости снижения потребляемой мощности, а ради снижения мощности потерь в активных (усилительных) элементах ( $P_{\text{ПОТ}} = P_{\text{ПИТ}} - P_{\text{ВЫХ}} = P_{\text{ПИТ}} [1 - \eta]$ ), чтобы использовать аппаратуру без систем принудительного охлаждения (вентиляторов, водяного охлаждения и т. д.).

*Контрольные вопросы и задания*

1. Что называется усилителем электрических колебаний?
2. По каким признакам классифицируются усилители?
3. Расскажите, какими основными показателями оценивается работа усилителя.

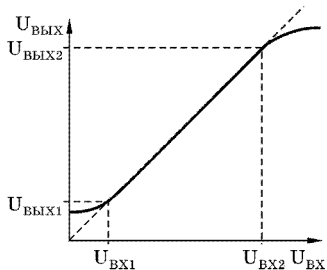


Рис. 5.1

### 5.1. ПРИНЦИП РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЯ

Минимальная часть усилителя, сохраняющая его функции, называется **усилительным каскадом**. Принцип работы усилительного каскада может быть упрощенно пояснен с помощью схемы, изображенной на рис. 5.2,а.

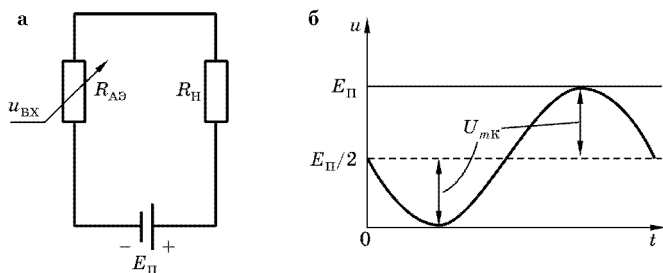


Рис. 5.2

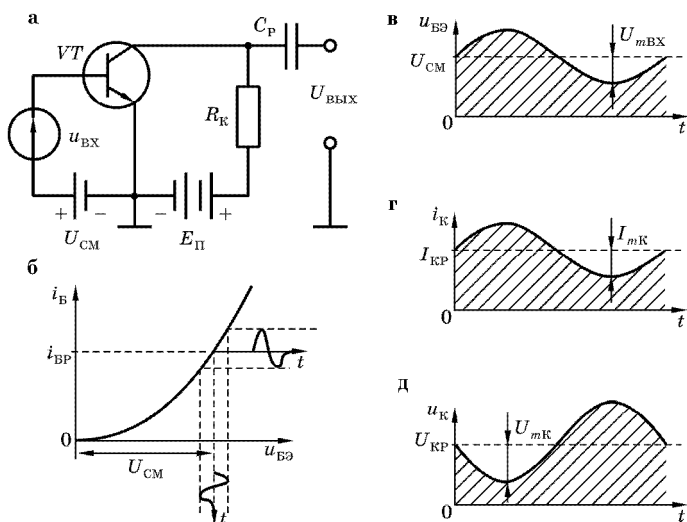


Рис. 5.3

Здесь к источнику (батарее) питания с постоянным напряжением  $E_{\text{П}}$  подключена цепь, состоящая из сопротивления активного (усилительного) элемента  $R_{\text{AЭ}}$ , управляемого входным напряжением  $u_{\text{ВХ}}$ , и резистора нагрузки  $R_{\text{H}}$ . Напряжение  $E_{\text{П}}$  распределяется между ними пропорционально их сопротивлениям. Если величину  $R_{\text{AЭ}}$  уменьшить, то напряжение на  $R_{\text{H}}$  увеличивается и наоборот. Таким образом, напряжение на нагрузке изменяется в пределах от нуля, когда  $R_{\text{AЭ}} \rightarrow \infty$ , до напряжения источника питания, когда  $R_{\text{AЭ}} = 0$  и  $R_{\text{H}}$  подключен параллельно  $E_{\text{П}}$ . Следовательно, максимальное напряжение, выделяющееся на  $R_{\text{H}}$ , не может превосходить  $E_{\text{П}}$ . В этом случае для неискаженного усиления двухполярного симметрич-

ного сигнала (например, синусоидального) необходимо, чтобы в исходном состоянии (при отсутствии сигнала) напряжения на  $R_H$  и  $R_{AЭ}$  были равны между собой, а значит, максимально достижимая амплитуда переменного выходного напряжения  $U_{mк}$  не может превышать  $E_{П}/2$  (рис. 5.2,б). В качестве усилительных элементов применяются биполярные или полевые транзисторы, а в старой аппаратуре — электронные лампы.

Простейшая схема каскада (рис. 5.3,а) может быть получена на основе рис. 5.2,а при замене в нем активного элемента ( $R_{AЭ}$ ) биполярным транзистором  $VT$ .

Как известно, для работы транзистора в активном (усилительном) режиме его база-эмиттерный переход должен быть смещен в прямом направлении, поэтому во входную цепь транзистора кроме источника входного сигнала ( $u_{ВХ}$ ) включают батарею смещения  $U_{СМ}$ .

Входная характеристика транзистора (рис. 5.3,б) нелинейна. Для уменьшения вносимых этой нелинейностью искажений ток транзистора (базы, эмиттера, коллектора) в исходной рабочей точке (то есть без подачи сигнала, например,  $i_{БР}$  на рис. 5.3,б) выбирают на линейном участке характеристики. Для этого его величину задают значительно больше максимально возможной амплитуды переменной составляющей усиливаемого сигнала, подавая между базой и эмиттером транзистора напряжение смещения соответствующей величины  $U_{СМ}$ .

Для уменьшения влияния нестабильности работы одного каскада на другой (например, при изменении температуры окружающей среды, старении транзистора и т. д.) на вход каждого из каскадов обычно подают только переменную (полезную) составляющую сигнала и не пропускают постоянную, способную изменять режим транзистора в исходной рабочей точке. Для этого вводят разделительный конденсатор  $C_P$ , сопротивление которого для переменной составляющей сигнала в рабочем диапазоне частот пренебрежимо мало. Конденсаторы не передают постоянное напряжение, поэтому выходные зажимы усилителя, к которым подключена полезная нагрузка, оказываются наиболее просто отделенными от цепей, обеспечивающих работоспособность транзистора. В связи с этим на рис. 5.3,а обозначение резистора, включенного между источником питания  $E_{П}$  и активным элементом, изменено



с  $R_H$  (рис. 5.2,а) на  $R_K$  (коллектора). Аналогичные конденсаторы включают и на входе каскада, обеспечивая его связь с источником входного сигнала, но предотвращая изменение рабочей точки транзистора.

Обозначим в исходной рабочей точке (то есть при отсутствии сигнала) ток коллектора через  $I_{KP}$ , а напряжение между коллектором и эмиттером  $U_{KP}$ . Тогда:

$$U_{KP} = E_{II} - I_{KP}R_K. \quad (5.1)$$

Пусть на вход усилителя подается синусоидальное усиленное напряжение  $u_{BX} = U_{mBX} \sin \omega t$ . Полное напряжение на базе транзистора будет иметь вид, показанный заштрихованными площадками под графиками на рис. 5.3,в. Полный ток коллектора  $i_K = I_{KP} + I_{mK} \sin \omega t$ . Он изменяется около значения тока в рабочей точке ( $I_{KP}$ ) по закону синуса (рис. 5.3,г). Напряжение на коллектор-эмиттерном промежутке  $u_K = E_{II} - R_K i_K = U_{KP} - U_{mK} \sin \omega t$  (см. рис. 5.3,д). Его переменная составляющая является усиленным или выходным напряжением  $u_{ВЫХ} = U_{mK} \sin \omega t$ , в котором амплитуда  $U_{mK} = I_{mK}R_K$ .

Из сравнения рис. 5.3,в и рис. 5.3,д видно, что положительной полуволне входного напряжения соответствует отрицательная полуволна выходного, то есть каскад с общим эмиттером (ОЭ) является инвертирующим — переворачивает фазу напряжения на  $180^\circ$ .

Каскады бывают *предварительного усиления* и *оконечные* (например, усилители мощности). Первые предназначены для увеличения входного сигнала (напряжение которого может составлять единицы мкВ) до значений, необходимых для работы окончательного каскада (единицы вольт), и формирования заданной частотной характеристики усилителя. Оконечные каскады обеспечивают требуемую интенсивность колебания в нагрузке (громкоговорителе, трансляционной сети, модуляторе кинескопа и т. д.).

В зависимости от элемента связи, с помощью которого к активному элементу  $R_{AЭ}$  (см. рис. 5.2,а) подключают нагрузку  $R_H$ , каскады подразделяются на *трансформаторные* — при связи с помощью трансформатора, *резонансные* — с помощью колебательного контура и др.; если между активным элементом и источником питания включен резистор, то такие каскады называются *резисторными*.

*Контрольные вопросы и задания*

1. Поясните принцип работы усилителя.
2. Какова максимально возможная амплитуда напряжения на  $R_H$  при синусоидальной форме колебаний?
3. Изобразите и поясните диаграммы напряжений и токов в схеме рис. 5.3,а.
4. Для чего нужен разделительный конденсатор  $C_P$ ?

### 5.2. СХЕМЫ СМЕЩЕНИЯ И СТАБИЛИЗАЦИИ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

Как уже указывалось, для уменьшения нелинейных искажений выходного колебания на вход транзистора нужно подавать смещение. На схеме рис. 5.3,а для этого использована отдельная батарея  $U_{CM}$ . Однако на практике это неудобно, и для подачи смещения обычно используют напряжение питания  $E_{II}$ . В простейшем виде начальное смещение может быть задано по схеме рис. 5.4,а.

Здесь от  $E_{II}$  через последовательно соединенные резистор  $R_1$  и база-эмиттерный переход транзистора протекает ток, который создает на последнем напряжение, равное  $U_{CM}$ . Схема проста, но не обеспечивает стабильности тока коллектора. Основные характеристики и показатели транзисторов у различных образцов изменяются в широких пределах, а также сильно зависят от температуры и старения. Возникающие при этом отклонения коллекторных токов могут приводить не только к значительному изменению усилительных свойств транзистора,

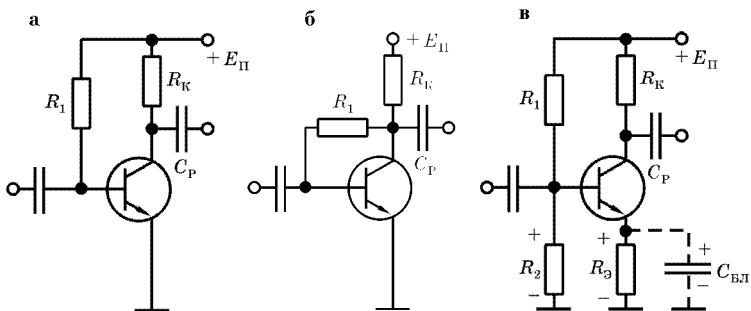


Рис. 5.4

но и вследствие теплового пробоя к его полному разрушению. Приведенная на рис. 5.4,а схема не позволяет компенсировать возникающие отклонения коллекторного тока от заданного в исходной рабочей точке, а поэтому не находит широкого применения в усилителях аналоговых сигналов. Она называется нестабилизированной схемой смещения.

Если резистор  $R_1$  подключить не к  $E_{\text{П}}$ , а к коллектору (рис. 5.4,б), то появляется возможность стабилизации рабочей точки транзистора. Действительно, если вследствие каких-либо причин ток коллектора увеличится, то согласно (5.1) напряжение на его коллектор-эмиттерном промежутке уменьшится. Значит, уменьшится напряжение смещения  $U_{\text{СМ}}$  и ток базы, что приводит к подзапираанию транзистора и уменьшению коллекторного тока. Эта схема называется *схемой коллекторной стабилизации рабочей точки*.

Однако для хорошей стабилизации тока коллектора здесь требуется, чтобы на  $R_{\text{К}}$  выделялось напряжение, составляющее не менее 80%  $E_{\text{П}}$  [5], что обычно неприемлемо. Поэтому наиболее широкое распространение получила *схема эмиттерной стабилизации* (рис. 5.4,в). Здесь напряжение смещения  $U_{\text{СМ}}$  создается как разность напряжений на резисторах  $R_2$  и  $R_3$ , направленных навстречу друг другу ( $U_{\text{СМ}} = I_{\text{R2}}R_2 - I_{\text{ЭР}}R_3$ ). Напряжение на резисторе  $R_2$  практически не зависит от температуры и старения транзистора, поэтому используется в качестве опорного. Предположим, что ток коллектора  $I_{\text{КР}}$  увеличивается, тогда увеличивается и ток эмиттера  $I_{\text{ЭР}}$ . Это приводит к увеличению напряжения на  $R_3$ , уменьшению  $U_{\text{СМ}}$ , подзапираанию транзистора, а значит, к уменьшению тока коллектора, стремясь возвратиться к его прежнему значению. Для улучшения стабилизации желательно, чтобы изменение тока  $I_{\text{ЭР}}$  вызывало такое изменение напряжения на  $R_3$ , которое позволяло бы наиболее полно восстановить исходное значение тока коллектора. Для этого величину резистора  $R_3$  целесообразно увеличивать. Однако это уменьшает максимально возможное значение амплитуды выходного колебания, выделяющегося на  $R_{\text{К}}$ , так как теперь  $U_{\text{КР}}$  по сравнению с найденным по (5.1) будет уменьшено на  $I_{\text{ЭР}}R_3$ . Поэтому величину напряжения на  $R_3$  выбирают, как правило, не более 0,2  $E_{\text{П}}$ .

Обычно резистор эмиттерной стабилизации  $R_3$  по переменному току блокируют (закорачивают) конденсатором  $C_{\text{БД}}$ ,

имеющим большую емкость. Это делают для того, чтобы все входное переменное напряжение подводилось к промежутку база–эмиттер транзистора, то есть обеспечивалось наибольшее усиление каскада. Емкость  $C_{БЛ}$  должна быть настолько большой, чтобы на нижней рабочей частоте выполнялось условие

$$\frac{1}{\omega_n C_{БЛ}} < \frac{R_{Э}}{3}.$$

*Контрольные вопросы и задания*

1. Чем отличается способ создания напряжения смещения, приведенный на рис. 5.4,а, от показанного на рис. 5.4,б?
2. Расскажите о назначении элементов и работе схемы эмиттерной стабилизации рабочей точки (рис. 5.4,в).
3. Для чего предназначен конденсатор  $C_{БЛ}$ ?

### 5.3. ЦЕПИ СМЕЩЕНИЯ В КАСКАДАХ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ И ЛАМПАХ

В каскаде на полевом транзисторе (ПТ) с изолированным затвором и индуцированным каналом (рис. 5.5,а) напряжение смещения создается так же, как и на биполярном транзисторе (рис. 5.4,в), в виде разности напряжений на  $R_2$  и  $R_{И}$ , направленных навстречу друг другу. Поэтому поддержание заданного значения тока стока здесь происходит аналогично эмиттерной стабилизации рабочей точки биполярного транзистора.

В каскаде на ПТ с управляющим  $p-n$ -переходом (рис. 5.5,б) напряжение смещения создается на резисторе  $R_{И}$  благодаря протеканию через него постоянной составляющей тока истока.

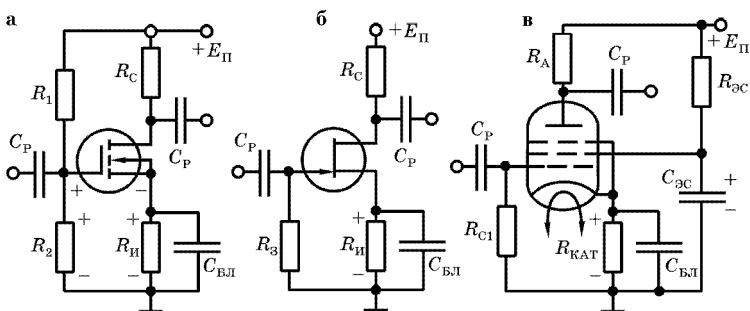


Рис. 5.5

Резистор  $R_3$  обеспечивает подачу этого напряжения на промежуток затвор–исток. Ток затвора ничтожно мал, поэтому постоянное напряжение на  $R_3$  равно нулю, и все напряжение, выделяющееся на  $R_{и}$ , оказывается приложенным между истоком и затвором, поддерживая управляющий  $p-n$ -переход в запертом состоянии. Одновременно резистор  $R_{и}$  осуществляет стабилизацию рабочей точки транзистора подобно эмиттерной. Действительно, всякое увеличение тока истока увеличивает напряжение смещения запирающей полярности на  $R_{и}$ , подзапирает транзистор и уменьшает ток ПТ. Такая схема называется схемой *истоковой стабилизации* или *схемой с автоматическим смещением*.

Аналогично построены схемы автоматического смещения для ПТ с изолированным затвором и встроенным каналом, а также электронных ламп. В последних (рис. 5.5,в) подачу на входной электрод запирающего напряжения, выделяющегося на  $R_{КАТ}$ , обеспечивает резистор в цепи управляющей сетки  $R_{С1}$ , называемый *резистором утечки*. Чтобы не сильно шунтировать вход каскада, резисторы  $R_3$  и  $R_{С1}$  (рис. 5.5,б и в) должны быть достаточно высокоомными. Но обычно их сопротивления не превышают 1 МОм, что позволяет сочетать высокоомность с пренебрежимо малым значением постоянного напряжения на них, создаваемого током входного электрода. Резистор в цепи экранной сетки  $R_{ЭС}$  служит для подачи на нее напряжения питания. Он гасит (поглощает) часть напряжения  $E_{П}$ , обеспечивая требуемый рабочий режим сетки, а конденсатор  $C_{ЭС}$  блокирует (закорачивает) ее на землю по переменному току.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Укажите назначение всех элементов на схемах рис. 5.5.
2. Как работает схема истоковой стабилизации рабочей точки?

### 5.4. ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РЕЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

Приведенные на рис. 5.4 и 5.5 принципиальные схемы резисторных усилительных каскадов в предварительных усилителях применяют наиболее часто. Однако наиболее распространенным из них является каскад на биполярном транзисторе, принципиальная схема которого приведена на рис. 5.6,а.

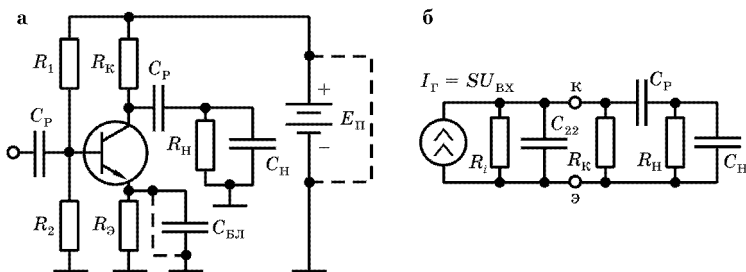


Рис. 5.6

В нем использована эмиттерная стабилизация рабочей точки, а в качестве сопротивления полезной нагрузки — параллельное соединение  $R_H$  и  $C_H$ . Резистор  $R_H$  при многокаскадном включении характеризует входное сопротивление следующего каскада; конденсатор  $C_H$  имитирует собой емкость нагрузки, включающую и емкость монтажа. Для упрощения анализа резисторного каскада на переменном токе его полную принципиальную схему целесообразно заменить упрощенной эквивалентной, отражающей основные свойства каскада.

Способность транзистора формировать в нагрузке выходное колебание можно отразить, заменив его эквивалентным активным двухполюсником, подключенным вместо транзистора к выводам «коллектор–эмиттер». Резисторы  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$  (рис. 5.6, а) задают транзистору рабочую точку, то есть обеспечивают линейный режим его работы, при котором транзистор может быть заменен эквивалентной схемой, рассмотренной в разделе 3.2.3.4. При анализе будем считать, что на входные зажимы транзистора подано переменное синусоидальное напряжение с амплитудой  $U_{ВХ}$ . Ток эквивалентного генератора равен  $I_{\Gamma} = SU_{ВХ}$  ( $S$  — крутизна транзистора). Внутреннее сопротивление эквивалентного двухполюсника равно выходному сопротивлению транзистора при погашенном источнике входного сигнала, то есть при  $U_{ВХ} = 0$ , и при пренебрежении величинами резисторов  $r_{\text{э}}$  и  $r_{\text{б}}$  по сравнению с  $r_{\text{к}}$  (см. рис. 3.22) состоит из  $R_i \parallel C_{22}$ , где  $R_i$  и  $C_{22}$  — выходное сопротивление и выходная емкость транзистора при короткозамкнутом входе, а знак  $\parallel$  означает параллельное соединение этих элементов. Напомним, что если ток генератора выражается через входное напряжение  $I_{\Gamma} = SU_{\text{ЭБ}}$ , то  $r_{\text{к}}$  заменяется на  $R_i = r_{\text{к}} / (1 + Sr_{\text{б}})$ , а  $C_{\text{БК}}$  на  $C_{22} = C_{\text{БК}}(1 + Sr_{\text{б}})$ .

Как и на принципиальной схеме каскада (рис. 5.6,а), к выводу коллектора транзистора (к) подключаем нижний вывод резистора  $R_K$ . Для определения места подключения верхнего вывода этого резистора заметим, что источник питания  $E_{\Pi}$  для переменной составляющей представляет собой короткое замыкание. Действительно, источник питания должен поддерживать неизменным напряжение питания  $E_{\Pi}$  при любых изменениях потребляемого тока  $I_{\Pi}$ , то есть  $\Delta E_{\Pi} \rightarrow 0$ . Тогда внутреннее дифференциальное (то есть для переменного тока) сопротивление источника  $r_{\Pi} = \Delta E_{\Pi} / \Delta I_{\Pi} \rightarrow 0$ , а значит, его можно представить коротким замыканием (на рис. 5.6,а показано штрихами). Как уже указывалось, величину емкости блокировочного конденсатора  $C_{БЛ}$  выбирают такой, чтобы на нижней рабочей частоте его сопротивление было пренебрежимо малым, то есть его тоже можно заменить коротким замыканием. Таким образом, верхний вывод  $R_K$  через обе короткозамыкающие перемычки оказывается подключенным к эмиттеру транзистора, а значит, на эквивалентной схеме (рис. 5.6,б) к выводу «э». Кроме  $R_K$  к коллектору транзистора подключен разделительный конденсатор  $C_R$ , второй вывод которого соединен с  $R_H$  и  $C_H$ . Нижние выводы  $R_H$  и  $C_H$  через короткозамыкающий конденсатор  $C_{БЛ}$  также соединены с выводом «э». В результате эквивалентная схема каскада приобретает вид, показанный на рис. 5.6,б.

Причины уменьшения усиления на нижних и верхних частотах в резисторном усилительном каскаде различны. Поэтому для упрощения анализ в этих областях выполним по отдельности.

#### 5.4.1. ОБЛАСТЬ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

В области верхних частот сопротивление разделительного конденсатора  $C_R$  ничтожно мало, поэтому на эквивалентной схеме каскада он может быть представлен коротким замыканием. В этом случае нагрузка транзистора, подключенная к выходным зажимам двухполюсника, оказывается состоящей из  $R_{НГ} = R_K \parallel R_H$  и  $C_H$ . Тогда эквивалентная схема каскада упрощается (рис. 5.7,а).

Указанные элементы, а также  $R_i$  и  $C_{22}$ , включены между собой параллельно, поэтому напряжения на них одинаковы и являются выходным напряжением каскада  $U_{ВЫХ}$ .

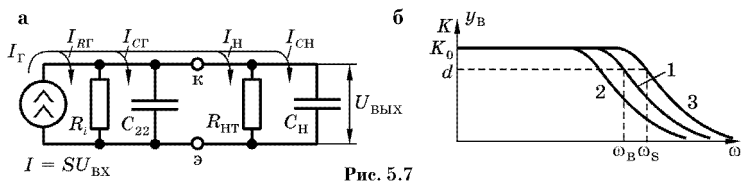


Рис. 5.7

Как уже указывалось, ток эквивалентного генератора зависит только от величины входного напряжения  $U_{ВХ}$  и при изменении частоты остается неизменным, равным сумме токов, протекающих через все элементы схемы  $I_{Г} = I_{RГ} + I_{СГ} + I_{H} + I_{СH}$  (рис. 5.7,а). С повышением частоты сопротивления конденсаторов  $C_{H}$  и  $C_{22}$  уменьшаются ( $X_C = 1/\omega C$ ). Это вызывает увеличение тока через них, а значит, уменьшение тока  $I_{RГ}$  через  $R_i$  и  $I_{H}$  — через  $R_{HT}$ . Тогда напряжение на нагрузке  $U_{ВЫХ} = I_{H}R_{HT}$  и коэффициент передачи  $K = U_{ВЫХ}/U_{ВХ}$  тоже уменьшаются. Параллельное соединение  $R_i, C_{22}, R_{HT}$  и  $C_{H}$  (их общее сопротивление обозначим  $Z_{HЭК}$ ) позволяет упростить объяснение спада частотной характеристики каскада: с повышением частоты величина  $Z_{HЭК}$  уменьшается, что при неизменном токе генератора ( $I_{Г} = S U_{ВХ} = \text{const}$ ) приводит к уменьшению  $U_{ВЫХ}$ , а значит, и коэффициента передачи  $K = U_{ВЫХ}/U_{ВХ} = I_{Г} Z_{HЭК}/U_{ВХ}$  (рис. 5.7,б). Напомним, что подчеркиванием отмечается комплексность приводимых величин.

При получении расчетных формул обозначим для определенности комплексный коэффициент усиления в области верхних частот:

$$K_{В} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = S Z_{HЭК}. \tag{5.2}$$

Общая эквивалентная нагрузка  $Z_{HЭК}$  генератора тока состоит из  $R_{HЭК} = R_i \parallel R_{HT}$  и  $C_{HЭК} = C_{22} + C_{H}$ , тогда комплексное сопротивление ее:

$$Z_{HЭК} = \frac{R_{HЭК}}{1 + j\omega\tau_{HЭК}},$$

где  $\tau_{HЭК} = R_{HЭК}C_{HЭК}$  — постоянная времени цепи нагрузки генератора тока на эквивалентной схеме. На верхних частотах крутизна транзистора также имеет комплексный характер:

$$S = \frac{S_0}{1 + j\omega\tau_S},$$

где  $S_0$  — низкочастотное значение крутизны,  $\tau_S$  — ее постоянная времени.



На основании этих формул нормированный коэффициент передачи каскада на верхних частотах в комплексной форме

$$\underline{y}_B = \frac{K_B}{K_0} = \frac{1}{(1 + j\omega\tau_S)(1 + j\omega\tau_{HЭК})}, \quad (5.3)$$

где  $K_0 = S_0 R_{HЭК}$  — коэффициент усиления каскада на средних частотах. Раскрывая скобки и учитывая, что в пределах полосы пропускания  $\omega^2\tau_S\tau_{HЭК} \ll 1$ , получим:

$$\underline{y}_B \approx \frac{1}{1 + j\omega\tau_B}. \quad (5.4)$$

Здесь  $\tau_B = \tau_S + \tau_{HЭК}$  — постоянная времени выходной цепи каскада в областях верхних частот. Модуль выражения (5.4) представляет формулу, позволяющую рассчитать нормированную амплитудно-частотную характеристику (график 1 на рис. 5.7,б):

$$\underline{y}_B = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2\tau_B^2}}. \quad (5.5)$$

Спад графика с повышением частоты объясняется одновременным уменьшением модуля крутизны  $S$  и сопротивления  $Z_{HЭК}$  содержащего конденсаторы.

Для нахождения верхней граничной частоты каскада  $\omega_B$  на стандартном уровне отсчета ( $d = 0,707$ ) учтем, что при  $\omega = \omega_B$  величина  $y_B = 0,707 = 1/\sqrt{2}$ . Тогда из (5.5) получим  $\omega_B = 1/\tau_B$ . Выполненный анализ относится как к схеме с ОЭ, так и к схеме с ОБ, так как выходное сопротивление транзистора  $R_i \parallel C_{22}$  при короткозамкнутом входе и его крутизна одинаковы для обеих схем.

Если  $\tau_S \ll \tau_{HЭК}$ , то спад в основном определяется уменьшением величины емкостного сопротивления  $C_H$  и  $C_{22}$ . Так обстоит дело, например, в каскадах на ПТ и лампах. При  $\omega = \omega_B$  модуль сопротивления  $C_H + C_{22}$  равен величине  $R_{HЭК}$ , поэтому чем большее  $R_{HЭК}$ , тем при меньших значениях  $\omega_B$  это равенство выполняется. Следовательно, с увеличением  $R_{HЭК}$  верхняя граничная частота каскада  $\omega_B$  уменьшается (график 2 на рис. 5.7,б).

Уменьшение сопротивления нагрузки транзистора  $R_{HT}$  до нуля обращает в нуль не все  $\tau_B = \tau_S + \tau_{HЭК}$ , а только его часть  $\tau_{HЭК}$ , и поэтому повышает верхнюю граничную частоту каскада  $\omega_B = 1/\tau_B$  не до бесконечности, а только до  $\omega_S = 1/\tau_S$  (график 3 на рис. 5.7,б). Таким образом, в резисторном каскаде с ОЭ или ОБ получить  $\omega_B > \omega_S$  невозможно.

5.4.2.  
ОБЛАСТЬ НИЖНИХ И СРЕДНИХ ЧАСТОТ

Особенностью анализа усилительного каскада в этом диапазоне частот является невозможность пренебрежения сопротивлением разделительного конденсатора  $C_P$ , так как на низких частотах величина этого сопротивления значительно возрастает ( $X_C = 1/\omega C$ ), и он может сильно затруднять передачу сигнала. Емкостные сопротивления  $C_{22}$  и  $C_H$  на средних и низких частотах тоже велики (их емкости малы), а значит, они слабо шунтируют (уменьшают) нагрузку и поэтому при анализе не учитываются. Кроме того, крутизна транзистора на низких частотах не является комплексной и равна  $S_0$ . В результате эквивалентная схема каскада приобретает вид, показанный на рис. 5.8,а.

С понижением частоты сопротивление конденсатора  $C_P$  увеличивается, что приводит к возрастанию общего сопротивления цепи, состоящей из  $C_P$  и  $R_H$ , а значит, снижению протекающего через нее тока  $I_H$ . Это уменьшает напряжение, выделяющееся на нагрузке  $\underline{U}_{ВЫХ} = \underline{I}_H R_H$ , коэффициент передачи  $\underline{K} = \underline{U}_{ВЫХ} / \underline{U}_{ВХ} = \underline{I}_H R_H / \underline{U}_{ВХ}$  и модуль его относительной величины  $y_H = |K| / K_0$  (рис. 5.8,б). В пределе при  $\omega \rightarrow 0$  получаем  $K = 0$  и  $y_H = 0$ .

Для получения расчетных формул найдем комплексный коэффициент усиления каскада в области нижних частот. Сопротивления  $R_i$  и  $R_K$  включены параллельно, поэтому их можно заменить одним  $R_{iK} = R_i \parallel R_K$ . Тогда эквивалентная схема каскада кроме генератора, ток которого  $I_\Gamma = S_0 U_{ВХ}$ , будет состоять из двух параллельно включенных ветвей, одна из которых содержит  $R_{iK}$ , а вторая — последовательно соединенные разделительный конденсатор  $C_P$  и  $R_H$ . Согласно закону Ома ток, протекающий в такой схеме через  $R_H$ , может быть найден по формуле  $\underline{I}_H = I_\Gamma R_{iK} / [R_{iK} + (R_H + 1/j\omega C_P)]$ . Учитывая, что

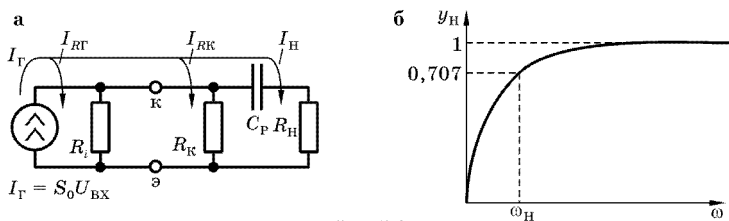


Рис. 5.8

$\underline{U}_{\text{ВЫХ}} = \underline{I}_{\text{Н}} R_{\text{Н}}$ , комплексный коэффициент усиления каскада в области нижних частот:

$$\underline{K}_{\text{Н}} = \frac{\underline{U}_{\text{ВЫХ}}}{\underline{U}_{\text{ВХ}}} = S_0 \frac{R_{\text{иК}} R_{\text{Н}}}{R_{\text{иК}} + R_{\text{Н}} + \frac{1}{j\omega C_{\text{Р}}}}. \quad (5.6)$$

Относительный коэффициент усиления в комплексной форме:

$$\underline{y}_{\text{Н}} = \frac{\underline{K}_{\text{Н}}}{K_0} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_{\text{Н}}}}, \quad (5.7)$$

где  $K_0 = S_0 R_{\text{иК}} \parallel R_{\text{Н}} = S_0 R_{\text{НЭК}}$  — коэффициент усиления каскада в области средних частот;  $\tau_{\text{Н}} = C_{\text{Р}}(R_{\text{иК}} + R_{\text{Н}})$  — постоянная времени выходной цепи каскада на нижних частотах. Модуль этого выражения представляет собой формулу для расчета нормированной АЧХ:

$$y_{\text{Н}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 \tau_{\text{Н}}^2}}}. \quad (5.8)$$

График АЧХ приведен на рис. 5.8,б. Нижняя граничная частота каскада на уровне отсчета 0,707 равна  $\omega_{\text{Н}} = 1/\tau_{\text{Н}}$ .

В области средних частот  $C_{\text{Р}}$  представляет собой короткое замыкание, а  $C_{22}$  и  $C_{\text{Н}}$ , как и на нижних частотах, не учитываются. Следовательно, в эквивалентной схеме каскада реактивных элементов нет, и его коэффициент усиления не зависит от частоты. Поэтому в (5.2)  $Z_{\text{НЭК}} = R_{\text{НЭК}}$  и  $K = K_0 = S_0 R_{\text{НЭК}}$ .

#### Контрольные вопросы и задания

1. Обоснуйте соответствие принципиальной схемы каскада (рис. 5.6,а) ее эквивалентной схеме (рис. 5.6,б).
2. Как преобразована эквивалентная схема для области верхних частот?
3. Как преобразована эквивалентная схема для области нижних частот?
4. Чем объяснить спад АЧХ в областях верхних и нижних частот?

### 5.5. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД

В настоящее время в усилительных устройствах широкое применение получил *дифференциальный усилительный каскад*, принципиальная схема которого приведена на рис. 5.9.

Он представляет собой два резисторных усилительных каскада, иногда называемых плечами, у которых эмиттеры тран-

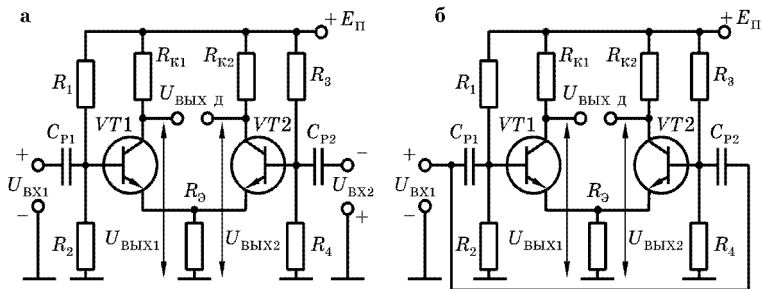


Рис. 5.9

зисторов соединены друг с другом непосредственно. Резисторы  $R_1...R_4$  задают напряжения на базах этих транзисторов. Чтобы постоянные напряжения на базах различались незначительно (во избежание запираения одного из транзисторов) один из четырех резисторов  $R_1...R_4$  требует индивидуального подбора. Подача входных сигналов осуществляется через разделительные конденсаторы  $C_{П1}$  и  $C_{П2}$ .

Рассмотрим работу такого каскада. Переменные напряжения, подаваемые на его входы относительно общего провода, могут быть одинаковыми (в том числе и по фазе) или различными, кроме того, входное напряжение может подаваться прямо между базами транзисторов, а не относительно общего провода. Последний режим называют *симметричным*. Выходные напряжения также могут сниматься с коллектора каждого транзистора (относительно общего провода) или между ними как разность этих напряжений, то есть дифференциально. Как правило, режим работы каскада с симметричными входом и выходом применяется наиболее часто. Если  $R_{К1} = R_{К2}$ , а  $VT1$  и  $VT2$  полностью идентичны, то любые изменения токов и напряжений в каскаде, вызванные непостоянством температуры, изменением напряжения питания, старением транзисторов и т. д. (то есть одновременно воздействующие на обе одинаковые половины схемы), не будут влиять на величину дифференциального выходного напряжения  $U_{ВЫХ д}$ , так как все изменения будут проходить одинаково, а  $U_{ВЫХ д} = (U_{ВЫХ2} - U_{ВЫХ1})$ .

Предположим, что на входы каскада действуют одинаковые по величине, но противоположные по фазе синусоидальные напряжения с амплитудами  $U_{ВХ1}$  и  $U_{ВХ2}$ . Для определенности будем считать, что в рассматриваемый момент времени

на входе  $VT1$  действует положительная, а  $VT2$  — отрицательная полуволны напряжений, что на рис. 5.9,а обозначено соответствующими полярностями  $U_{ВХ1}$  и  $U_{ВХ2}$ . Под их воздействием ток коллектора (а значит, и эмиттера)  $VT1$  увеличивается, а  $VT2$  — уменьшается, причем, на сколько увеличивается один, на столько же уменьшается другой. Их суммарный ток, протекающий через  $R_Э$ , и напряжение на нем остаются неизменными, не зависящими от переменной составляющей тока эмиттера каждого из транзисторов и не оказывающими влияние на работу транзисторов, то есть можно считать, что эмиттеры  $VT1$  и  $VT2$  для переменной составляющей соединены с общим проводом непосредственно (накоротко), а значит, каждый из транзисторов включен по схеме с ОЭ. Если коэффициент усиления каждого плеча каскада  $K = U_{ВЫХ1}/U_{ВХ1} = U_{ВЫХ2}/U_{ВХ2} = h_{21Э}R_K/R_{ВХ1}$ , где  $R_{ВХ1} = h_{11Э}$  — входное сопротивление одного из плеч каскада,  $R_K = R_{K1} = R_{K2}$ , то дифференциальный коэффициент усиления каскада по напряжению  $K_D = U_{ВЫХ Д}/U_{ВХ Д} = (U_{ВЫХ2} - U_{ВЫХ1})/(U_{ВХ2} - U_{ВХ1}) = K$ , то есть такой же, как для каждого из плеч каскада. При определении дифференциального входного сопротивления каскада учтем, что оно измеряется между базами транзисторов, то есть когда входные напряжения складываются —  $R_{ВХ Д} = (U_{ВХ2} + U_{ВХ1})/I_{ВХ} = 2R_{ВХ1}$ .

Если входные напряжения относительно общего провода одинаковы по величине и по фазе, то говорят о подаче на вход каскада *синфазного сигнала* (рис. 5.9,б). В этом случае его увеличение приводит к одновременному увеличению токов эмиттеров  $VT1$  и  $VT2$ . В результате через  $R_Э$  одновременно будут протекать синфазные и одинаковые приращения токов эмиттеров, поэтому напряжение на  $R_Э$  увеличится. Следовательно, теперь уже нельзя считать, что эмиттеры этих транзисторов накоротко соединены с общим проводом, и это изменяет коэффициент усиления каскада для синфазного сигнала. Обычно в таком режиме используют несимметричный выход, то есть выходное напряжение снимают с коллектора одного из транзисторов относительно общего провода. Тогда коэффициент передачи синфазного входного напряжения:

$$K_{СФ} = U_{ВЫХ}/U_{ВХ СФ} = U_{ВЫХ2}/U_{ВХ СФ} = U_{ВЫХ1}/U_{ВХ СФ} = h_{21Э}R_K/R_{ВХ СФ},$$

где  $R_{ВХ\text{СФ}} = U_{ВХ\text{СФ}}/I_{ВХ\text{СФ}} = h_{11Э}/2 + R_Э(1 + h_{21Э})$  — синфазное входное сопротивление каскада, учитывающее, что базы транзисторов его плеч соединены параллельно.

В реальных условиях обычно бывает трудно на вход усилителя подать только дифференциальный входной сигнал, особенно если он имеет амплитуду в единицы милливольт, а подается по длинным соединительным проводам. В этом случае на каждом из них относительно общего провода «земли» наводится одинаковая (синфазная) помеха. Тогда напряжение на выходе дифференциального каскада будет определяться суммой воздействий дифференциального и синфазного сигналов:

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ2} &= U_{ВХД} K_D + U_{ВХ\text{СФ}} K_{\text{СФ}} = \\ &= K_D (U_{ВХД} + U_{ВХ\text{СФ}}/K_{\text{ОСЛ}\text{СФ}}), \end{aligned}$$

где  $K_{\text{ОСЛ}\text{СФ}} = K_D/K_{\text{СФ}}$  — коэффициент ослабления синфазного сигнала, показывающий во сколько раз дифференциальный коэффициент усиления каскада больше синфазного коэффициента усиления. При подстановке в  $K_{\text{ОСЛ}\text{СФ}}$  формул расчета  $K_D$  и  $K_{\text{СФ}}$  получим, что  $K_{\text{ОСЛ}\text{СФ}} = R_{ВХ\text{СФ}}/R_{ВХ1}$ , откуда видно, что для увеличения подавления синфазной помехи значение  $R_{ВХ\text{СФ}}$  нужно увеличивать. Это достигается применением вместо  $R_Э$  так называемых *генераторов стабильного тока*, которые имеют вольтамперную характеристику, приближающуюся к характеристике идеального генератора тока. Его внутреннее дифференциальное сопротивление  $r_{ГСТ} = \Delta U/\Delta I \rightarrow \infty$ , что обеспечивает хорошее подавление синфазной помехи.

Если в таком усилительном каскаде применить двухполярный источник питания, то исходные постоянные напряжения на базах транзисторов можно сделать равными нулю. Такой каскад усиливает как переменную, так и постоянную составляющие входного сигнала, то есть является усилителем постоянного тока. Применение дифференциального каскада самое широкое: он является одним из основных, базовых схемотехнических узлов при разработке операционных усилителей и других микросхем.

Рассмотренное выше использование дифференциального каскада — не единственное его применение. Он может использоваться и в качестве фазоинверсного. Для этого один из входов каскада (например,  $U_{ВХ2}$ ) по переменному току закорачивают (соединяют с общим проводом). Тогда подаваемый на

другой вход усиливаемый сигнал формирует не только напряжение на коллекторе  $VT1$ , но и передается на резистор  $R_3$ . Это напряжение является управляющим для  $VT2$  и вызывает формирование напряжения на коллекторе этого транзистора, противофазное напряжению на коллекторе  $VT1$ . Такой фазоинверсный каскад применяют в усилителях отклонения луча осциллографа и других устройствах.

#### Контрольные вопросы и задания

1. Расскажите об особенностях построения дифференциального усилительного каскада.
2. Как рассчитать дифференциальный коэффициент усиления каскада по напряжению?
3. Что показывает коэффициент передачи по напряжению синфазного сигнала?
4. Расскажите об использовании дифференциального усилителя в качестве фазоинверсного каскада.

## 5.6. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

### 5.6.1. ОДНОТАКТНЫЙ ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ КАСКАД

*Однотактным* называется каскад, в котором усиление осуществляется одним транзистором, работающим непрерывно в течение всего периода усиливаемого колебания (то есть он усиливает обе полуволны сигнала). Такой режим работы транзистора называется *режимом А*. На рис. 5.10,а приведена простейшая схема однотактного трансформаторного каскада.

В нем сопротивление нагрузки  $R_H$ , например, громкоговорителя, являющегося потребителем усиленного колебания,

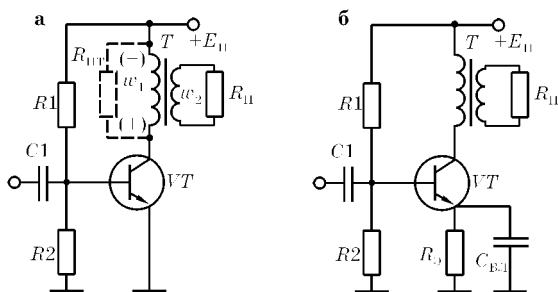


Рис. 5.10

включается в выходную (коллекторную) цепь транзистора  $VT$  не непосредственно, а через трансформатор  $T$ . Поэтому каскад называется *трансформаторным*, а трансформатор  $T$  — *выходным*. Резистивный делитель  $R_1, R_2$  задает начальное смещение исходной рабочей точки транзистора. Если выходная мощность усилителя небольшая (десятки–сотни милливатт) и к КПД не предъявляют жестких требований, то в усилителе применяется эмиттерная стабилизация рабочей точки (рис. 5.10,б). В оконечных каскадах повышенной мощности резистор  $R_3$  стараются не включать, так как на нем выделялась бы значительная мощность как постоянного, так и переменного тока, что существенно снижает КПД каскада.

По переменному току транзистор  $VT$  включен по схеме с общим эмиттером (ОЭ). Его нагрузкой  $R_{HT}$  является входное сопротивление трансформатора по переменному току, измеренное на выводах первичной обмотки  $T$ , которое не равно сопротивлению первичной обмотки трансформатора по постоянному току  $r_1$ :

$$R_{HT} = R_H/n^2\eta_{TP}, \quad (5.9)$$

где  $n = w_2/w_1$  — коэффициент трансформации выходного трансформатора, равный отношению чисел витков вторичной ( $w_2$ ) и первичной ( $w_1$ ) обмоток;  $\eta_{TP}$  — КПД трансформатора (обычно  $\eta_{TP} = 0,7 - 0,95$ ). Его использование обусловлено необходимостью изменения реального сопротивления нагрузки  $R_H$  в величину, при которой для заданного  $E_{П}$  в усилителе обеспечивается требуемая выходная мощность.

Максимальная мощность, выделяющаяся в нагрузке,  $P_{ВЫХ \max}$  однозначно связана с  $R_H$  и напряжением питания  $E_{П}$ . Например, в резисторном каскаде амплитуда выходного напряжения не может превышать  $E_{П}/2$ , а значит, при гармоническом сигнале  $P_{ВЫХ \max} = (E_{П}/2)^2/2R_H$ . В этом случае при заданных  $E_{П}$  и  $R_H$  требуемая мощность в нагрузке может быть не обеспечена. Для ее получения сопротивление нагрузки нужно изменить, что и достигается применением выходного трансформатора, позволяющего трансформировать сопротивление реальной нагрузки  $R_H$  в величину  $R_{HT}$ , обеспечивающую требуемую величину  $P_{ВЫХ \max}$ .

В таком усилителе в режиме покоя (при отсутствии входного сигнала) напряжение между коллектором и эмиттером



меньше напряжения питания  $E_{\Pi}$  лишь на величину напряжения, выделяющегося на сопротивлении первичной обмотки трансформатора для постоянного тока  $r_1$ , которое, как правило, пренебрежимо мало. Это отличает трансформаторный каскад от резисторного, в котором напряжение между коллектором и эмиттером в исходном состоянии близко к  $E_{\Pi}/2$ . Как и в резисторном каскаде, ток базы транзистора в рабочей точке задают на линейном участке входной характеристики, выбирая его на 10–30% больше максимальной амплитуды переменной составляющей тока усиливаемого колебания, что позволяет обеспечить малые нелинейные искажения выходного напряжения. Ток базы и напряжение коллектор–эмиттер транзистора определяют на семействе его выходных характеристик (рис. 5.11) положение исходной рабочей точки А.

При полуволне входного напряжения отпирающей полярности (в данном случае — положительной) транзистор дополнительно открывается. Его ток увеличивается, напряжение на первичной обмотке трансформатора возрастает, а между коллектором и эмиттером транзистора — уменьшается. Для усиливаемого (переменного) тока входное сопротивление трансформатора равно  $R_{HT}$ , поэтому в любой момент времени  $u_{кэ} = E_{\Pi} - i_{к}R_{HT}$ , то есть перемещается по участку АВ прямой ВС, называемой *нагрузочной*, наклон которой определяется сопротивлением  $R_{HT}$ :  $\varphi_{\sim} = \text{arccctg } R_{HT}$ .

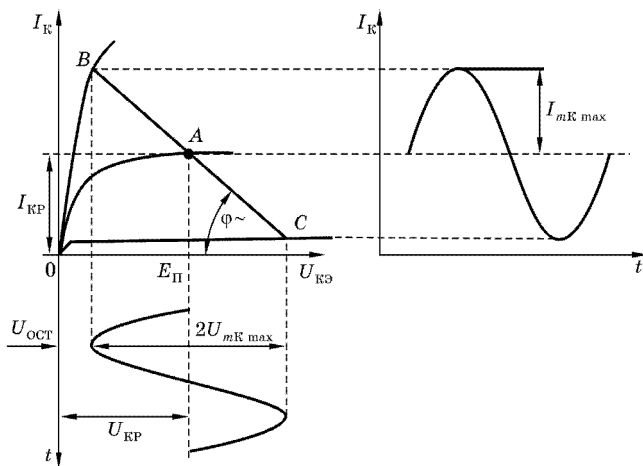


Рис. 5.11

При уменьшении входного сигнала ток коллектора  $i_K$  уменьшается. В этом случае ЭДС самоиндукции первичной обмотки трансформатора  $w_1$  изменяет знаки на противоположные (на рис. 5.10,а показано в скобках) и складывается с  $E_{II}$ , увеличивая напряжение  $u_{KЭ}$  сверх  $E_{II}$ . Таким образом, в трансформаторном каскаде напряжение между коллектором и эмиттером транзистора в некоторые моменты времени превышает напряжение питания, что также отличает трансформаторный каскад от резисторного, в котором всегда  $u_{KЭ} \leq E_{II}$ . Максимальное значение напряжения на транзисторе может достигать  $u_{KЭ \max} \approx 2U_{KR} \approx 2E_{II}$ , поэтому транзистор должен выбираться таким, у которого максимально допустимое напряжение коллектор–эмиттер превышает величину  $E_{II}$  в два, а с учетом запаса прочности в 2,5 раза.

Как видно из рис. 5.11 точки  $B$  и  $C$  определяют границы возможных изменений  $i_K$  и  $u_{KЭ}$  под действием входного переменного напряжения. Точка  $B$  соответствует «полностью» открытому транзистору. При этом напряжение на нем уменьшается до так называемого *остаточного*  $U_{ост}$  (обычно небольшого, не превышающего 1 В). Точка  $C$  соответствует «полностью» запертому транзистору, при этом его ток равен остаточному и довольно мал. На рис. 5.11 показаны также временные диаграммы мгновенных значений напряжения и тока коллектора при усилении гармонического колебания максимальной амплитуды. Они содержат постоянную ( $U_{KR}$  и  $I_{KR}$ ) и переменную (с амплитудами  $U_{mK \max}$  и  $I_{mK \max}$ ) составляющие.

Если максимальная амплитуда формируемого выходного тока  $I_{mK \max}$ , то максимальная выходная мощность гармонического колебания  $P_{\text{ВЫХ max}} = R_{HT} I_{mK \max}^2 / 2$  и, задавая значение  $I_{mK \max}$  (или связанное с ним  $I_{KR}$ ), можно рассчитать  $R_{HT}$ , а по формуле (5.9) — требуемый коэффициент трансформации  $n$ .

#### Контрольные вопросы и задания

1. Нарисуйте принципиальную схему простейшего однотактного трансформаторного каскада и объясните назначение его элементов.
2. Какой режим называется режимом А?
3. Расскажите о работе каскада. Чем определяется максимальная неискаженная выходная мощность?
4. Что такое линия нагрузки и как она строится?

5.6.1.1.  
ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ  
КАСКАДА, РАБОТАЮЩЕГО В РЕЖИМЕ А

Пусть на вход каскада подано синусоидальное напряжение. Тогда переменная составляющая тока коллектора  $i_K = I_{mK} \sin \omega t$ . Выходная мощность переменного тока, формируемая усилителем:

$$P_{\text{ВЫХ}} = U_{mK} I_{mK} / 2 = U_{mK}^2 / 2R_{\text{НТ}}. \quad (5.10)$$

Мощность, потребляемая от источника питания:

$$P_{\text{П}} = E_{\text{П}} I_{\text{П}}. \quad (5.11)$$

Здесь средний за период колебания ток питания  $I_{\text{П}} = I_{\text{КР}}$  не зависит от амплитуды сигнала. Действительно, от источника питания  $E_{\text{П}}$  потребляется коллекторный ток транзистора (рис. 5.11), и на сколько он увеличивается по отношению к  $I_{\text{КР}}$  в положительный полупериод, на столько же уменьшается в отрицательный полупериод. Так будет происходить при любой величине  $I_{mK}$  вплоть до  $I_{mK \text{ max}}$ . Поэтому  $P_{\text{П}} = E_{\text{П}} I_{\text{КР}}$  и не зависит от амплитуды колебания.

Мощность  $P_{\text{П}}$  распределяется на полезную  $P_{\text{ВЫХ}}$ , передаваемую в  $R_{\text{НТ}}$ , и мощность, рассеиваемую в транзисторе (в его коллекторе)  $P_{\text{К}} = P_{\text{П}} - P_{\text{ВЫХ}}$ .

Графики зависимости всех трех мощностей от амплитуды колебания приведены на рис. 5.12, а.

Из них видно, что мощность потерь  $P_{\text{К}}$  получается наибольшей в режиме покоя, то есть при  $U_{mK} = 0$ . Тогда  $P_{\text{ВЫХ}} = 0$  и  $P_{\text{К}} = P_{\text{П}}$ , то есть вся  $P_{\text{П}}$  идет на нагрев транзистора. Это самый тяжелый его тепловой режим, причем  $P_{\text{К max}} = P_{\text{П}} = P_{\text{ВЫХ max}} / \eta_{\text{А max}}$ .

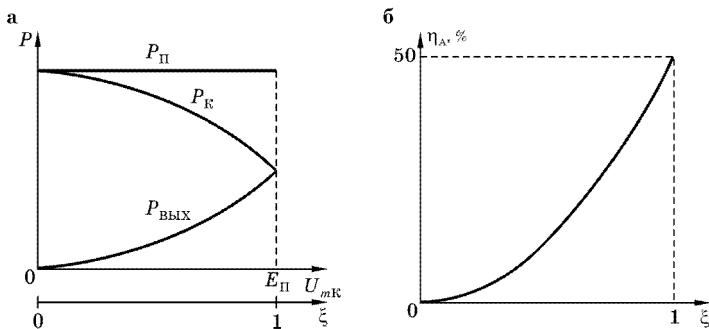


Рис. 5.12

Коэффициент полезного действия каскада, а точнее выходной цепи транзистора:

$$\eta_A = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\Pi}} = \frac{U_{mк} I_{mк}}{2E_{\Pi} I_{кР}} = \frac{1}{2} \xi \xi_i. \quad (5.12)$$

Здесь  $\xi = U_{mк}/E_{\Pi}$  и  $\xi_i = I_{mк}/I_{кР}$  — соответственно коэффициенты использования напряжения питания и тока питания коллектора. Если принять  $\xi = \xi_i$ , что близко к действительности, то  $\eta_A = \xi^2/2$ . График этой зависимости показан на рис. 5.12,б. Отсюда следует, что в усилителе режима А максимальный КПД не может превысить 50%.

В реальных устройствах КПД усилителя не достигает этого значения, так как сопротивление первичной обмотки  $r_1 \neq 0$  и, как уже указывалось, для стабилизации рабочей точки транзистора в цепь его эмиттера включается резистор  $R_3$ . В результате  $U_{кР} < E_{\Pi}$  и напряжение питания используется не полностью. Кроме того, из-за наличия остаточных напряжения и тока транзистора происходит дополнительное уменьшение  $U_{mк\text{max}}$  и  $I_{mк\text{max}}$ . Все это снижает максимально достижимую амплитуду выходного колебания и КПД усилителя.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Выведите формулу КПД идеального ( $r_1 = R_3 = 0$ ) однотактного трансформаторного каскада.
2. Обоснуйте ход графиков на рис. 5.12,а.
3. При какой амплитуде колебания тепловой режим транзистора самый тяжелый?

#### 5.6.2.

#### ДВУХТАКТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ. ПРИНЦИП РАБОТЫ И ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА ТРАНСФОРМАТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Как показано выше, максимально допустимая мощность, рассеиваемая в транзисторе усилителя режима А, должна быть, по крайней мере, вдвое больше максимальной выходной мощности усилителя. Поэтому выбираемые транзисторы должны быть рассчитаны на безопасную работу при таком значении  $P_{к\text{max}}$ . Но часто их реальные типы имеют значительно меньшую величину допустимой мощности рассеяния, и это ограничивает предельную мощность, отдаваемую усилителем. Для ее повышения можно просуммировать мощности, формируемые несколькими усилителями. Одним из вариантов,

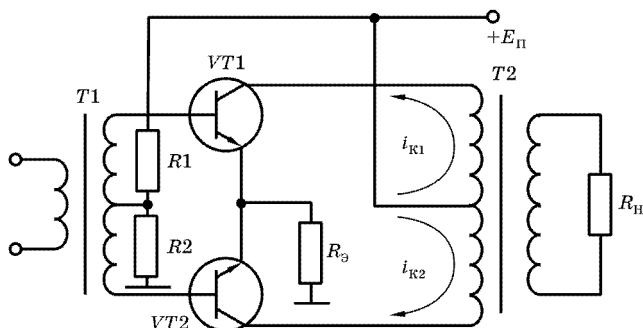


Рис. 5.13

реализующих увеличения мощности, является *двухтактный усилитель* (каскад), представляющий собой подключенные к одному источнику питания два однотактных каскада, выходные колебания которых суммируются с помощью выходного трансформатора  $T2$  (рис. 5.13).

Оба каскада одинаковы (симметричны) и образуют плечи двухтактного усилителя. Однако управление их работой должно быть противофазным, таким, при котором одновременно с открыванием транзистора  $VT1$  происходит закрывание  $VT2$ , и наоборот. Рассмотрим необходимость этого.

В усилителе (рис. 5.13) ток коллектора  $i_{к1}$ , протекающий в первом (верхнем) плече через половину первичной обмотки выходного трансформатора  $T2$ , создает в нем часть общего магнитного потока. Во втором (нижнем) плече одновременно через источник питания и вторую половину обмотки выходного трансформатора протекает ток коллектора  $i_{к2}$ , создающий в  $T2$  магнитный поток, направленный в противоположную сторону. В результате магнитные потоки, создаваемые  $i_{к1}$  и  $i_{к2}$ , взаимно компенсируются, и общий магнитный поток трансформатора будет равен нулю. Если при работе плеч оба магнитных потока будут одновременно увеличиваться или уменьшаться, то это не изменит результирующего магнитного потока, а значит, во вторичной обмотке трансформатора  $T2$  ЭДС наводиться не будет, то есть не будет и выходного напряжения. Для того чтобы в  $R_n$  формировалось выходное напряжение, необходимо устранить компенсирующее влияние магнитных потоков плеч. Это можно сделать либо уменьшая один из магнитных потоков (например, создаваемый  $i_{к2}$ ) при увеличении

другого потока (в приведенном примере — создаваемого  $i_{K1}$ ), либо полностью исключив один из потоков (например, прекратив работу одного из плеч). Необходимая для этого работа транзисторов достигается подачей усиливаемого напряжения между базой и эмиттером  $VT1$  и  $VT2$  через обмотки входного трансформатора  $T1$ , противоположного по фазе. Одно из них инвертировано (перевернуто) относительно другого. Поэтому входной трансформатор  $T1$  называют *фазоинверсным*. Резисторы  $R1$ ,  $R2$  и  $R_3$  так же, как и в однотактном каскаде, обеспечивают смещение и стабилизацию рабочей точки транзисторов. Двухтактный каскад может работать в режимах **А**, **В** и **АВ**.

**Режим А.** Пусть усиливается колебание синусоидальной формы, а транзисторы обоих плеч идентичны и являются линейными неискажающими усилительными элементами. Тогда переменные составляющие коллекторных токов будут тоже синусоидальными, и полные коллекторные токи можно записать в виде:

$$i_{K1} = I_{KP} + I_{mK} \sin \omega t, \tag{5.13}$$

$$i_{K2} = I_{KP} - I_{mK} \sin \omega t, \tag{5.14}$$

где  $I_{KP}$  — ток коллектора одного транзистора в рабочей точке,  $I_{mK}$  — амплитуда переменной составляющей тока коллектора.

Поскольку напряжения на входы транзисторов подаются в противоположных фазах, то переменные составляющие токов транзисторов имеют противоположные знаки. Этим и объясняется знак минус в формуле (5.14). Временные диаграммы мгновенных значений коллекторных токов изображены на рис. 5.14,а и 5.14,б.

Через источник питания они протекают в одном направлении. Поэтому полный ток питания (рис. 5.14,в)  $i_{\Pi} = i_{K1} + i_{K2} = 2I_{KP}$ . Он не содержит

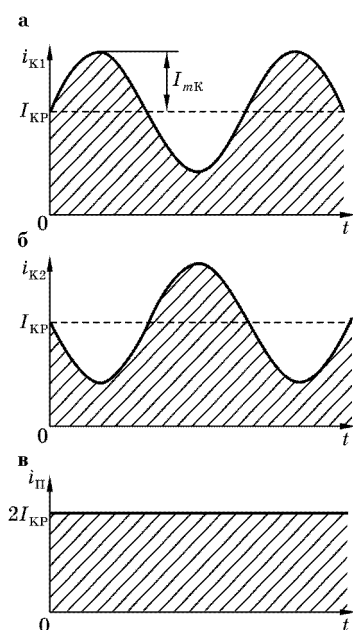


Рис. 5.14

тока с частотой усиливаемого колебания. Это позволяет не блокировать  $R_3$  конденсатором.

Коллекторные токи транзисторов протекают через половины первичной обмотки выходного трансформатора в противоположных направлениях. Поэтому магнитный поток в его сердечнике пропорционален разности токов:

$$i_P = i_{K1} - i_{K2} = 2I_{mK} \sin \omega t \quad (5.15)$$

и не содержит постоянной составляющей. Последнее объясняется тем, что постоянные составляющие коллекторных токов создают равные и противоположно направленные магнитные потоки, которые взаимно компенсируются.

Энергетические показатели двухтактного усилителя режима **A** такие же, как и для однотактного усилителя. При расчете нужно лишь помнить, что каждое из плеч должно обеспечить половину общей выходной мощности.

Режим **B**. *Режимом B* называется режим, при котором ток через транзистор протекает в течение только одного полупериода усиливаемого колебания. В этом режиме ток покоя транзистора равен нулю, что уже предопределяет пониженный расход тока питания. Транзистор, работая в течение только половины периода колебания, во вторую половину периода тока не пропускает и энергии от источника питания не потребляет. Это обуславливает повышенный КПД каскада в режиме **B**.

Предположим, что передаточные характеристики транзисторов линейные, а усиливаемое колебание синусоидальное, получаемые в этом случае временные диаграммы токов и напряжений приведены на рис. 5.15.

В режиме **B** напряжение смещения, создаваемое на  $R_2$ , равно нулю. Напряжения на базах относительно эмиттеров синусоидальны и противофазны (рис. 5.15,а и б). В течение положительных полупериодов напряжений на базах транзисторы открываются, и в это время через них протекают полуволны токов баз и коллекторов (рис. 5.15,в и г). Ток через источник питания  $E_{II}$  равен сумме токов коллекторов  $V_{T1}$  и  $V_{T2}$ , протекающих каждый в свой полупериод, и имеет вид, показанный на рис. 5.15,д.

В режиме **B** в течение одного полупериода магнитный поток сердечника выходного трансформатора создается током

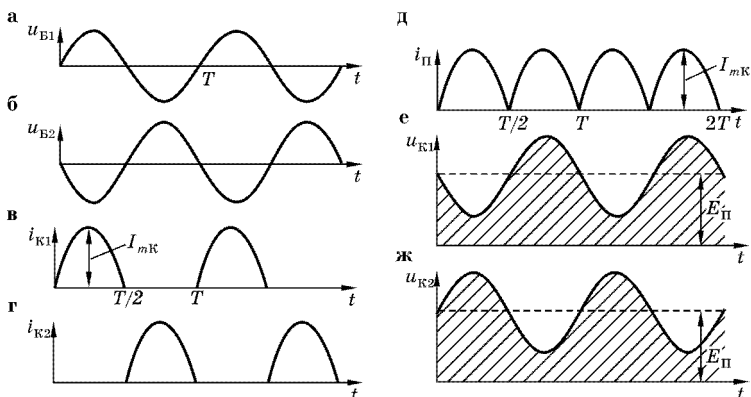


Рис. 5.15

одного транзистора, а в течение второго полупериода — током второго. Транзисторы работают строго поочередно, и магнитные потоки направлены в противоположные стороны. Поэтому, несмотря на наличие отсечки токов при формировании их полуволн, магнитный поток, а значит, и напряжение на нагрузке синусоидальны.

Напряжения на коллекторах транзисторов относительно их эмиттеров (рис. 5.15, е и ж), как и в режиме А, содержат постоянные и переменные составляющие, причем последние взаимно противофазны. В течение нерабочих полупериодов транзистора напряжение на его коллекторе не остается неизменным потому, что трансформируется из обмотки второго (работающего) плеча. При максимальной амплитуде пиковые значения напряжений на коллекторах в нерабочие полупериоды приближаются к величине  $2E_{П}$ .

Одним из недостатков усилителей режима В являются переходные нелинейные искажения типа «центральная ступенька», возникающие из-за нелинейности начальных участков входной  $i_{Б} = f(u_{БЭ})$ , а значит, и передаточной  $i_{К} = f(u_{БЭ})$  характеристик транзистора. Для графического представления получаемого колебания передаточные характеристики транзисторов на рис. 5.16, а построены во взаимно противоположных направлениях, учитывающих противофазность входных напряжений плеч.

Если входное напряжение  $u_{БЭ}$  синусоидально, то в усилителе режима В из-за нелинейности начальных участков



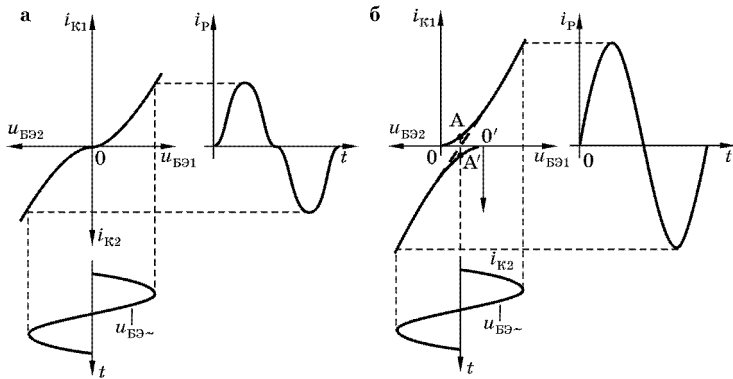


Рис. 5.16

передаточных характеристик транзисторов в местах перехода через нуль разностного тока  $i_P(t) = i_{K1} - i_{K2}$ , создающего магнитный поток в выходном трансформаторе, выходное колебание приобретает искривления наподобие ступенек (рис. 5.16,а).

Для их устранения применяется режим **AB**, в котором исходные рабочие точки транзисторов выбираются не в самом начале характеристик. На рис. 5.16,б передаточные характеристики транзисторов совмещены по входным напряжениям  $u_{БЭ}$  в рабочих точках  $A$  и  $A'$ . Тогда передаточная характеристика каскада (характеристика разностного тока) оказывается прямой (нанесена штрихами), благодаря чему на временной диаграмме разностного тока  $i_P(t)$  ступенек не возникает. Значит, не будет их и в выходном напряжении. Здесь при малых токах работают оба плеча, подобно режиму **A**.

Таким образом, в режиме **AB** токи покоя транзисторов не равны нулю. Из-за этого КПД усилителя получается несколько ниже, чем в режиме **B**, однако весьма незначительно. Режим **AB** на практике находит наибольшее применение, так как он дает сравнительно небольшие нелинейные искажения, а по КПД лишь незначительно уступает режиму **B**.

Еще одним недостатком классической двухтактной схемы (рис. 5.13) при работе в режиме **B** является то, что в любой полупериод колебания работает только одна половина первичной обмотки выходного трансформатора. Вторая половина не используется, то есть напрасно занимает место. Это ухудшает качественные показатели трансформатора.

*Контрольные вопросы и задания*

1. Почему входные напряжения транзисторов двухтактного каскада должны быть взаимно противофазны?
2. Изобразите осциллограммы токов и напряжений транзисторов двухтактного каскада в режимах **A** и **B**.
3. В чем причина нелинейных искажений типа «ступенька», присущих режиму **B**? Благодаря чему они отсутствуют в режиме **AB**?

5.6.2.1.  
ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ  
ДВУХТАКТНОГО КАСКАДА В РЕЖИМЕ **B**

При рассмотрении энергетических характеристик двухтактного усилителя режима **B** учтем, что ток покоя транзисторов очень мал (практически равен нулю) и не будем его учитывать. В этом случае исходная рабочая точка  $A_B$  (рис. 5.17,а) располагается на оси абсцисс при  $u_{кэ} = E_{\Pi}$ .

Теперь сопротивление нагрузки транзистора одного плеча  $R_{HT1} = R_H/n_{\Pi}^2 \eta_{TP}$ , где  $n_{\Pi} = w_2/0,5w_1$  — коэффициент трансформации одного плеча выходного трансформатора;  $\eta_{TP}$  — КПД выходного трансформатора. Это связано с тем, что при поочередности работы плеч в режиме **B** каждая половина первичной обмотки  $T2$  (рис. 5.13) пропускает ток лишь в течение рабочего полупериода подключенного к ней транзистора. В другой полупериод она отключена и в работе не участвует. Приведенное (пересчитанное) сопротивление нагрузки  $R_{HT1}$  как бы переключается через полпериода от одного плеча к другому, обеспечивая изменение знака выходного напряжения. Поэтому нагрузочная прямая для переменного тока проводится из точки  $A_B$  под углом  $\varphi_{\sim} = \text{arctg} R_{HT1}$ . Как видно из

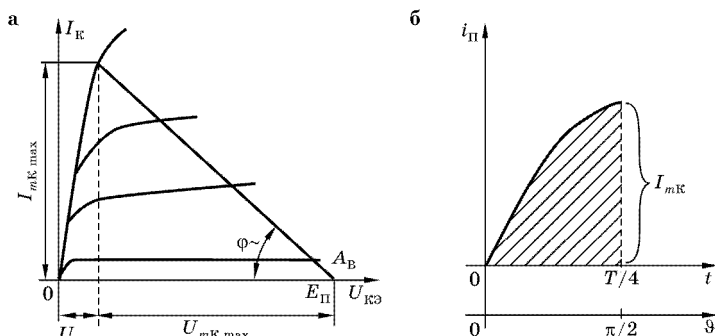


Рис. 5.17

рис. 5.17,а, максимальная амплитуда напряжения на выходе любого из транзисторов каскада при пренебрежении остаточными напряжениями на них равна  $E_{\Pi}$ . Транзисторы работают поочередно, формируя общее колебание, поэтому расчеты удобнее проводить на суммарные мощности, отражающие энергетические характеристики каскада в целом.

При нахождении мощности, потребляемой от источника питания  $P_{\text{ПИТ}} = E_{\Pi} I_{\text{ПСР}}$ , отметим, что среднее значение (постоянная составляющая) тока питания (рис. 5.15,д) определяется усредненной за период  $T$  площадью под кривой этого тока и зависит от его амплитуды. Ввиду повторяемости формы усреднение достаточно провести лишь за одну четверть периода (рис. 5.17,б):

$$I_{\text{ПСР}} = \frac{1}{\pi/2} \int_0^{\pi/2} I_{mK} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2I_{mK}}{\pi} \cos \vartheta \Big|_0^{\pi/2} = \frac{2I_{mK}}{\pi},$$

где  $\vartheta = \omega t$  — текущая фаза;  $\pi/2$  — четверть периода, выраженная в единицах текущей фазы (радианах). Тогда мощность, потребляемая от источника питания каскада:

$$P_{\Pi} = E_{\Pi} I_{\text{ПСР}} = \frac{2I_{mK}}{\pi} E_{\Pi}, \quad (5.16)$$

а его выходная мощность:

$$P_{\text{ВЫХ}} = U_{mK} I_{mK} / 2. \quad (5.17)$$

КПД выходной цепи транзисторов будет равно:

$$\eta_{\text{В}} = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\Pi}} = \frac{U_{mK} I_{mK}}{2} \frac{\pi}{2 I_{mK} E_{\Pi}} = \frac{\pi}{4} \xi, \quad (5.18)$$

где  $\xi = U_{mK}/E_{\Pi}$  — коэффициент использования напряжения питания.

График КПД построен на рис. 5.18,а. В режиме **В** он линейно зависит от амплитуды усиливаемого колебания.

Максимальное значение КПД составляет  $\pi/4$  или 78,5%. Таким образом, выигрыш по КПД по сравнению с режимом **А** при максимальной амплитуде составляет примерно 1,5 раза. При малых амплитудах (учитывая квадратичный характер  $\eta_{\text{А}}$ ) выигрыш намного больше. Например, при радиовещательных сигналах их амплитуда в среднем составляет лишь 30% от максимальной и выигрыш по КПД в режиме **В** составляет более 5 раз. Значительное повышение среднеэксплуатационного

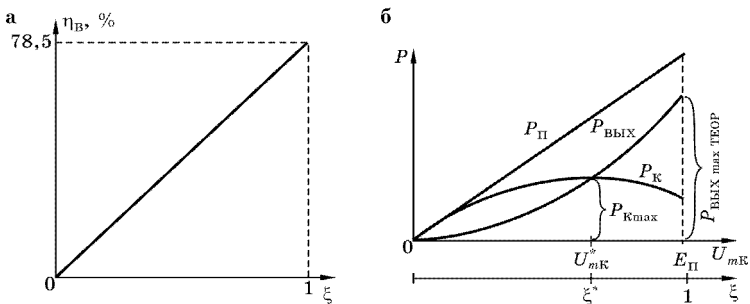


Рис. 5.18

КПД является главным преимуществом двухтактных каскадов в режиме **В**.

Графики мощностей (в зависимости от  $U_{mK}$  и от  $\xi$ ) построены на рис. 5.18,б. Они соответствуют формулам (5.16) и (5.17), где  $I_{mK} = U_{mK}/R_{HT1}$ . Суммарная мощность потерь в коллекторах двух транзисторов плеч  $P_K = P_{\Pi} - P_{ВЫХ}$  (рис. 5.18,б) в отличие от режима **А** имеет максимум при некотором значении амплитуды  $U_{mK}^*$ . Можно показать, что соответствующее  $\xi^* = 0,637$ , а величина максимума  $P_{Kmax} \approx 0,4P_{ВЫХ max TEOP}$ , где  $P_{ВЫХ max TEOP} = E_{\Pi}^2/2R_{HT1}$  — теоретически максимальная выходная мощность каскада, достигаемая при равенстве нулю остаточных напряжений транзисторов. Мощность, выделяющаяся на одном из транзисторов, составляет  $P_{Kmax1} \approx 0,2P_{ВЫХ max TEOP}$ . Это выгодно отличает такие усилители от усилителей режима **А**.

*Контрольные вопросы и задания*

1. Выведите формулу для КПД усилителя режима **В**. Постройте график зависимости  $\eta_B$  от  $\xi$ .
2. Постройте графики зависимости мощностей  $P_{\Pi}$  и  $P_K$  от амплитуды колебания. Объясните ход кривых при помощи простейших формул.
3. Чему равны максимальные мощности потерь, рассеиваемые в транзисторах усилителя режима **В**?

**5.6.3. ДВУХТАКТНЫЕ КАСКАДЫ С БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫМ ВЫХОДОМ**

Выходной трансформатор имеет высокую стоимость, большие размеры и массу, вносит частотные и нелинейные искажения и передает энергию в нагрузку с потерями: КПД выходного трансформатора обычно лежит в пределах 0,7–0,95.

Кроме того, трансформатор вносит большие фазовые сдвиги на краях рабочего диапазона частот, что препятствует охвату оконечного каскада глубокой отрицательной обратной связью, так как связь становится комплексной, что нарушает устойчивость (приводит к самовозбуждению). Поэтому широкое применение находят бестрансформаторные каскады. В них  $R_H$  подключается к транзисторам непосредственно, то есть без трансформатора.

Одна из схем двухтактного каскада без выходного трансформатора приведена на рис. 5.19, а.

Здесь напряжение питания каждого из плеч равно  $E_{II}/2$ . Противофазность напряжений на  $R_H$  в соседних полупериодах достигается подключением одного из его выводов к взаимосоединенным разноименным полюсам источников питания плеч. Полярность выходного напряжения в полупериоды работы верхнего и нижнего плеч показана знаками, поставленными соответственно сверху и снизу от  $R_H$ . Каскад может работать в режимах **A**, **B** или **AB**. По схеме рис. 5.19, а он работает в режиме **B**, так как смещения на транзисторы здесь не подаются. Входные переменные напряжения на базы транзисторов подводятся со вторичных обмоток фазоинверсного трансформатора  $T1$ . Их противофазность показана перекрещиванием выводов одной из обмоток. Под действием этих напряжений через транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  от источников питания плеч протекают токи (на рис. 5.19, а они показаны стрелками), форма которых соответствует  $i_{K1}$  или  $i_{K2}$  на рис. 5.15, в и г. Недостатком схемы рис. 5.19, а является необходимость применения двух источников питания.

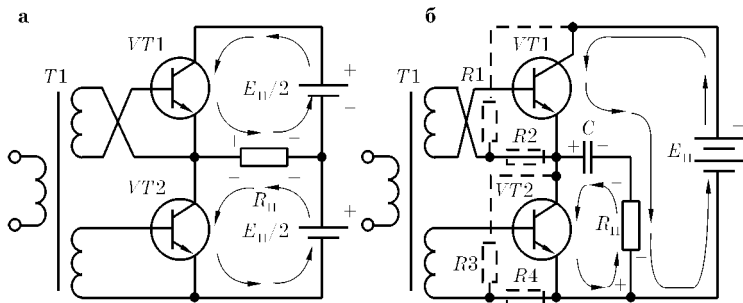


Рис. 5.19

Этот недостаток устранен в схеме рис. 5.19,б, в которой для питания каскада требуется лишь один источник с напряжением, равным сумме напряжений питания отдельных плеч. В таком усилителе при одинаковых транзисторах плеч в исходном состоянии напряжение питания  $E_{\Pi}$  делится между ними поровну, и поэтому конденсатор  $C$ , подключенный (через  $R_{\text{H}}$ ) параллельно  $VT2$ , заряжен до напряжения, равного  $E_{\Pi}/2$ .

Если напряжение смещения на транзисторы не подается ( $R2 = R4 = 0$ ), то они работают в режиме **В**, то есть строго поочередно. В первый полупериод работает  $VT1$ . При этом источник питания и конденсатор  $C$  включены последовательно и встречно, поэтому их напряжения вычитаются. Тогда результирующее напряжение питания верхнего плеча составляет  $E_{\Pi} - E_{\Pi}/2 = E_{\Pi}/2$ . В этот полупериод конденсатор  $C$  несколько подзаряжается, так как ток нагрузки протекает через него слева направо. Полярность напряжения, формируемого на  $R_{\text{H}}$ , показана справа.

В другой полупериод работает  $VT2$ , а источником питания служит конденсатор  $C$  с напряжением на нем, равным  $E_{\Pi}/2$ . В этот полупериод конденсатор  $C$  частично разряжается, а напряжение на нагрузке имеет противоположные знаки (на рис. 5.19,б показано слева).

Таким образом, ток через нагрузку  $R_{\text{H}}$  в разные полупериоды протекает в противоположных направлениях, то подзаряжая, то разряжая конденсатор  $C$ , но в среднем за период напряжение на нем остается одним и тем же. В этом случае напряжение питания каждого плеча равно  $E_{\Pi}/2$ , то есть такое же, как и в схеме, рис. 5.19,а.

От  $E_{\Pi}$  ток потребляется лишь при работе  $VT1$  и имеет вид, показанный на рис. 5.15,в. Однако только половина потребляемой в этом случае мощности расходуется на формирование выходного колебания верхним плечом, напряжение питания которого  $E_{\Pi}/2$ . Вторая половина запасается в конденсаторе  $C$  (напряжение на котором тоже  $E_{\Pi}/2$ ) и расходуется в другой полупериод, разряжая  $C$  таким же током (рис. 5.15,г). Следовательно, мощность, потребляемая от  $E_{\Pi}$ , равна сумме мощностей, расходуемых каждым из плеч с напряжением питания  $E_{\Pi}/2$  в свой полупериод, а энергетические характеристики усилителя совпадают с аналогичными для усилителя рис. 5.19,а.

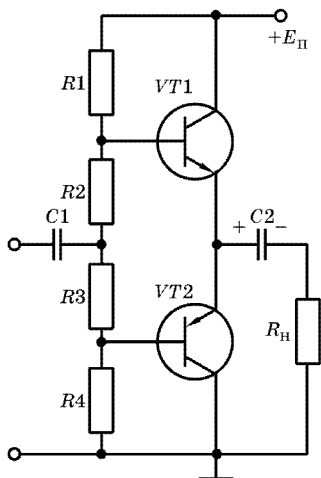


Рис. 5.20

Для перевода транзисторов в режим **АВ** на них необходимо подать небольшое начальное смещение. Для этого на рис. 5.19,б в каждом плече включены резисторные делители, изображенные штрихами. Постоянные напряжения, снимаемые с их нижних плеч ( $R_2$ ,  $R_4$ ), и используются в качестве напряжений смещения. Если увеличить  $R_2$  и  $R_4$ , то смещение на транзисторах увеличится, и они будут работать в режиме **АВ** или **А**. В последнем случае энергетические соотношения будут теми же, что и в трансформаторном каскаде режима **А**.

Если на рис. 5.19,б взять транзисторы взаимно противоположных типов проводимости так, чтобы они соединялись эмиттерами, то получим усилитель (рис. 5.20), не требующий фазоинверсного трансформатора.

Здесь оба транзистора управляются одним и тем же входным напряжением. По своей структуре такой каскад является эмиттерным повторителем, и поэтому коэффициент передачи его меньше единицы. Резистивный делитель  $R_1-R_4$  служит для подачи начального смещения на транзисторы с целью перевода их в режим **АВ**. В качестве суммарного напряжения смещения двух транзисторов используется общее напряжение на  $R_2$  и  $R_3$ . Конденсатор  $C_1$  является разделительным. Во время работы напряжение на нем не изменяется, так как входной ток каскада (он в основном состоит из токов баз транзисторов) протекает в разные полупериоды в различных направлениях.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Расскажите, как работает каскад по схеме рис. 5.19,а.
2. Чем отличается работа каскада по схеме рис. 5.19,б?
3. Изобразите временные диаграммы токов, протекающих через транзисторы и источник питания для схемы рис. 5.19,б в режиме **В**.
4. Изобразите схему усилителя, не требующего фазоинверсного трансформатора. Расскажите об особенностях ее работы.

5.6.3.1.  
 ДВУХКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ  
 С ДВУХТАКТНЫМ  
 БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫМ ВЫХОДОМ

В заключение рассмотрим типовую схему двухкаскадного бестрансформаторного усилителя (рис. 5.21) с двухтактным выходным каскадом.

Она отличается от схемы рис. 5.20 тем, что вместо  $R_4$  включен транзистор  $VT_3$  первого каскада, который работает в режиме А, и в исходном состоянии напряжение на его коллекторе близко к  $E_{II}/2$ . Для начального смещения рабочих точек транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$  двухтактного каскада применен прямосмещенный диод  $VD_1$  (иногда вместо него используется резистор).

С помощью резисторов  $R_2$ ,  $R_3$  и  $R_3$  задают начальное смещение и стабилизируют рабочую точку  $VT_3$ . Подключение  $R_2$  к точке соединения эмиттеров  $VT_1$  и  $VT_2$  позволяет охватить отрицательной обратной связью весь усилитель, что улучшает его стабильность и качественные показатели. Транзисторы  $VT_1$  и  $VT_2$  работают в режиме повторителей, поэтому для их полного открывания (когда  $U_{мк} \approx E_{II}/2$ ) необходимо на вход транзисторов подавать напряжение, превышающее выходное, то есть с амплитудой, большей, чем  $E_{II}/2$ , для каждого полупериода. С помощью  $VT_3$ , питаемого от  $E_{II}$ , это обеспечить невозможно. Поэтому вводят цепь вольтодобавки ( $C_2$ ,  $R_5$  на рис. 5.21,а).

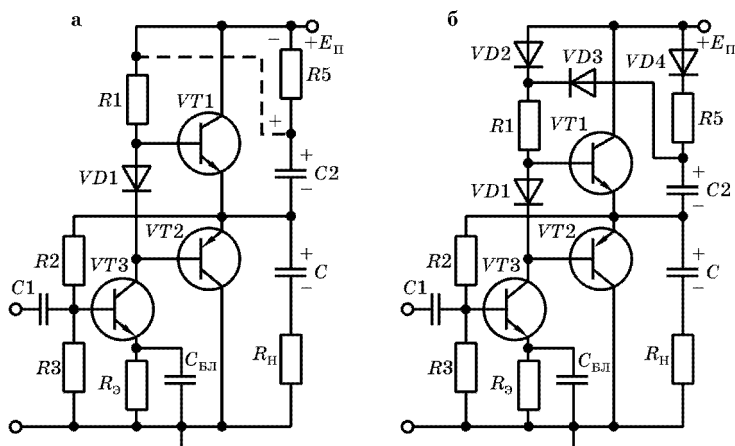


Рис. 5.21



Верхний вывод  $R1$  подключают к  $C2$ , как показано штрихами. Благодаря этому в запирающий для  $VT3$  полупериод его напряжение питания возрастает до величины  $E_{\Pi} + U_{R5}$ , что обеспечивает протекание необходимого тока базы  $VT1$  через  $R1$  от напряжения на конденсаторе  $C2$  и полное открывание этого транзистора.

На рис. 5.21,б приведен усилитель с усовершенствованной схемой вольтодобавки. В ней, в отличие от рис. 5.21,а, конденсатор  $C2$  подключен к резистору  $R1$  не постоянно, а лишь при положительной полуволне напряжения на нагрузке. При отрицательной полуволне закрывающийся диод  $VD3$  и открывающийся  $VD4$  переключают  $C2$  для заряда через резистор  $R5$ , а питание первого каскада осуществляется через открытый диод  $VD2$ . Такая цепь вольтодобавки снижает потери энергии в усилителе, повышает его экономичность, позволяет уменьшить требуемую емкость конденсатора вольтодобавки  $C2$  и особенно эффективна при использовании в низковольтной аппаратуре.

#### *Контрольные вопросы*

1. Какую долю от  $E_{\Pi}$  составляет постоянное напряжение на коллекторе  $VT3$ ?
2. Для чего необходимы  $R5$  и  $C2$  (рис. 5.21,а)?

#### 5.6.4. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИ ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Широкое распространение мобильных радиоэлектронных средств и микроминиатюризация аппаратуры потребовали создания радиоэлектронных устройств значительной выходной мощности, имеющих небольшие габариты. В рассмотренных ранее усилителях режимов **A** и **B** значительная часть потребляемой от источника питания мощности расходуется на нагрев активных элементов, что требует применения громоздких радиаторов, увеличивающих размеры аппаратуры. В усилителях режима **A** величина рассеиваемой мощности превышает удвоенное значение максимальной выходной мощности. В усилителях режима **B** — она значительно меньше, но все равно составляет более 40% от  $P_{\text{ВЫХ max}}$ . Поэтому были предложены и разрабатываются усилители, у которых мощности потерь в активных элементах имеют значения порядка еди-

ниц процентов. Одними из наиболее распространенных в настоящее время энергетически высокоэффективных усилителей являются **усилители режимов Д и ВС**.

В усилителях режима **Д** активный элемент (например, транзистор) работает в ключевом режиме: либо полностью открыт, когда остаточное напряжение на транзисторе близко к нулю; либо полностью закрыт, когда ток через транзистор не протекает. В обоих случаях мощность, выделяющаяся в нем (определяемая произведением напряжения на транзисторе на протекающий через него ток), близка к нулю, а вся потребляемая от  $E_{\Pi}$  мощность используется для формирования колебания в нагрузке, то есть КПД такого усилителя  $\eta_D \approx 1$ . От источника питания энергия потребляется не постоянно, а порциями, и только часть ее используется непосредственно для формирования выходного колебания. Оставшаяся часть запасается в энергоемком дросселе и используется для формирования напряжения на  $R_H$  в моменты отключения усилителя от  $E_{\Pi}$ .

Упрощенная принципиальная схема усилителя режима **Д** приведена на рис. 5.22,а. Для его работы непрерывный входной сигнал (в данном случае — гармонический, рис. 5.22,б) преобразуют в импульсную последовательность с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ).

Такой сигнал представляет собой последовательность импульсов одинаковых амплитуды и периода повторения ( $T_{\Pi}$ ), относительная длительность которых ( $0 \leq t_{И}/T_{\Pi} \leq 1$ ) пропорциональна мгновенному значению усиливаемого колебания

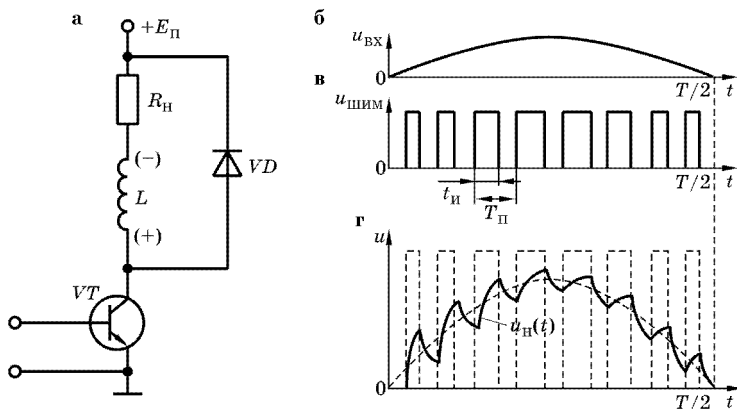


Рис. 5.22

(рис. 5.22,б и в). При подаче ШИМ-колебания на вход усилителя транзистор  $VT$  начинает работать в режиме ключа. При замыкании  $VT$  ток от источника питания  $E_{\Pi}$  течет по цепи:  $R_{\Pi}$ ,  $L$ ,  $VT$ , формируя на сопротивлении нагрузки выходное напряжение  $u_{\Pi}(t)$ . Во время протекания тока по катушке индуктивности  $L$ , она запасает магнитную энергию. После окончания импульса транзистор запирается, что вызывает уменьшение тока через катушку и возникновение в ней ЭДС самоиндукции. Последняя стремится воспрепятствовать изменению вызвавшего ее тока, в данном случае — поддерживает его протекание, и это приводит к изменению знаков напряжения на катушке (на рис. 5.22,а показано в скобках). Тогда диод  $VD$  открывается и создает путь для протекания тока дросселя  $L$ . Теперь энергия, запасенная в дросселе, передается в нагрузку, поддерживая протекание в ней тока, а значит, формирование выходного напряжения продолжается (рис. 5.22,г).

При подаче на базу транзистора следующего импульса все процессы повторяются. Как видно из описания работы усилителя, диод  $VD$  обеспечивает замыкание тока дросселя, поэтому он называется *замыкающим*. Иногда стремятся подчеркнуть его функцию обеспечения возврата в нагрузку накопленной в дросселе энергии и называют его *рекуперативным* (от лат. recuperatio — возвращение). Показанный на рис. 5.22,а усилитель используется для усиления однополярного сигнала, либо в качестве одного из плеч двухтактного усилителя. В последнем случае режим работы усилителя называется режимом **BD** (**B** символизирует поочередность работы плеч, **D** — использование ключевого режима **D**).

Применение современной элементной базы позволяет в усилителе режима **D** получать КПД, близкий к предельному. Например, при формировании в нагрузке гармонического сигнала с амплитудой, стремящейся к напряжению питания,  $\eta_{\text{д}}$  достигает 95%. Следует отметить, что без использования возврата запасенной энергии (но с сохранением ключевого режима работы транзистора) КПД усилителя остается таким же, как в режиме **B**. Более того, приведенные столь высокие его значения достигаются только для колебаний с большой амплитудой, и с ее снижением — уменьшаются. Реальные же сигналы (речевые, музыкальные), как правило, имеют амплитуды значительно меньшие максимально возможной — и это

резко снижает КПД усилителя режима **Д**. Кроме того, использование импульсного режима работы транзисторов и необходимость формирования ШИМ-колебания создают ряд недостатков, среди которых: высокий уровень радиопомех, возникающих при ключевом режиме работы транзистора, наличие в выходном колебании пульсаций (рис. 5.22,г), необходимость применения энергоемкого дросселя и др. Все это затрудняет, а иногда и делает невозможным применение усилителей режима **Д**, особенно в высококачественной звуковоспроизводящей и радиоприемной аппаратуре. Получить повышенные значения КПД без недостатков режима **Д** можно в **аналого-дискретных усилителях**.

Такие усилители могут быть построены различными способами, простейший из которых приведен на рис. 5.23,а.

Здесь показано одно из плеч двухтактного каскада, формирующее в нагрузке (как и на рис. 5.22,а) положительную полуволну сигнала (рис. 5.23,б). Часть этого колебания, заключенную в интервалах времени  $0 \dots t_1$  и  $t_2 \dots T/2$ , усиливает усилитель, в состав которого входят транзистор  $VT1$  и источник питания  $E_1$ . Оставшуюся часть колебания ( $t_1 \dots t_2$ ) — усилитель, включающий транзистор  $VT2$  и источник  $E$ . Каждый

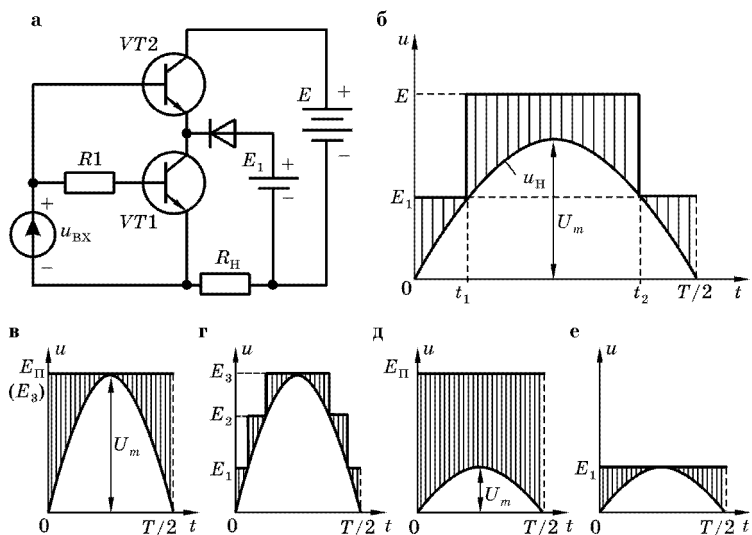


Рис. 5.23

из этих усилителей иногда называют каналом усиления. Рассмотрим работу усилителя, показанного на рис. 5.23,а.

При малых мгновенных значениях усиливаемого напряжения работает транзистор  $VT_1$ . Выделяющаяся в нем мощность потерь, снижающая КПД усилителя, будет пропорциональна заштрихованной площади между  $E_1$  и  $u_H(t)$  — рис. 5.23,б. При достижении  $u_H(t)$  значений, близких к  $E_1$ , открывается транзистор  $VT_2$ , и напряжение на нагрузке начинает формироваться им от источника питания  $E$ . Тогда разность напряжений  $u_H(t)$  и  $E_1$  запирает диод  $VD$ , и источник  $E_1$  отключается. Теперь мощность потерь определяется следующей заштрихованной площадью. Если число каналов усиления увеличить, то мощности потерь, показанные соответствующими площадями, уменьшаются (рис. 5.23,г) и становятся значительно меньше, чем в усилителе режима **B** (рис. 5.23,в), а, следовательно, КПД усилителя повышается. Это особенно существенно при амплитудах колебаний ( $U_m$ ), значительно меньших максимально возможной (рис. 5.23,д и е — для усилителей режима **B** и аналого-дискретных соответственно), что, как уже указывалось, характерно для реальных вещательных сигналов. Таким образом, в аналого-дискретных усилителях достигается значительное снижение мощности потерь в их активных элементах, а значит, повышение КПД усилителя без использования ключевого режима работы транзисторов.

Число каналов усиления в аналого-дискретных усилителях может быть любым. Однако оптимальным считается двухканальный усилитель, называемый еще усилителем режима **BC**, в котором при минимальном числе добавляемых элементов выигрыш в КПД при усилении вещательных (речевых и музыкальных) сигналов достигает и превышает двойной.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Нарисуйте упрощенную принципиальную схему одного плеча двухтактного усилителя режима **BD** и расскажите принцип его работы.
2. Что такое широтно-импульсная модуляция?
3. Для чего в усилителе режима **D** нужен замыкающий диод?
4. Чем аналого-дискретные усилители отличаются от усилителей режима **D**?
5. На чем основан принцип снижения мощности потерь в активных элементах аналого-дискретных усилителей?

### 5.6.5. УСИЛИТЕЛИ РАДИОЧАСТОТЫ (УРЧ)

Как уже указывалось, такие устройства используются для усиления колебаний, частота которых во много раз превышает диапазон звуковых частот. В этом случае требуется, как правило, обеспечение усиления в небольшой полосе частот, поэтому в усилитель вводят колебательный контур, выделяющий ее и обеспечивающий усиление в этой полосе. Принципиальная схема усилителя радиочастоты приведена на рис. 5.24,а.

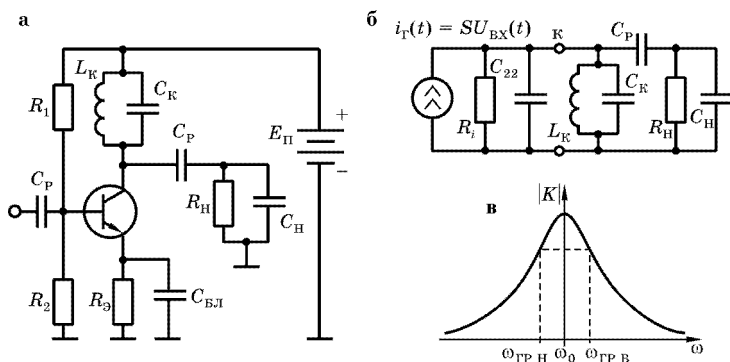


Рис. 5.24

Из сравнения ее с резисторным каскадом (рис. 5.6) видно, что они различаются только заменой резистора  $R_K$  колебательным контуром, поэтому правила построения эквивалентной схемы каскада (рис. 5.24,б) те же самые. Из эквивалентной схемы видно, что частотная характеристика каскада будет иметь вид резонансной кривой (рис. 5.24,в), у которой резонансная частота определяется величинами  $L_K$  и  $C_{K\text{экв}} = C_K + C_{22} + C_H$ , а полоса пропускания зависит от  $R_i$  и  $R_H$ . Выходное и входное (в случае многокаскадного усилителя) сопротивления транзисторов сильно уменьшают добротность контура и расширяют полосу пропускания. Для ослабления этого влияния используется частичное подключение контура к транзистору и трансформаторная связь его со входом следующего каскада (рис. 5.25,а).

В этом случае влияние вносимых в контур сопротивлений ослабляется. Они могут быть рассчитаны по формуле (5.9), в которой для частичного подключения контура к коллектору

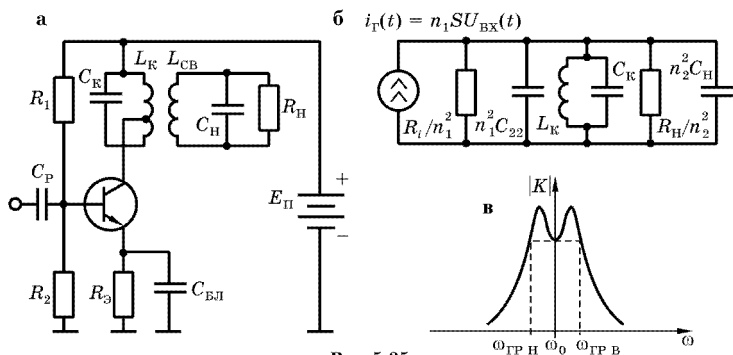


Рис. 5.25

транзистора  $n_1 = w_{12}/w_1$  — коэффициент автотрансформаторного подключения транзистора, равный отношению чисел витков части первичной обмотки между коллектором транзистора и источником питания ( $w_{12}$ ), к виткам всей обмотки  $L_K$  ( $w_1$ ); а для трансформаторного подключения нагрузки  $n_2 = w_2/w_1$  — коэффициент трансформации, равный отношению чисел витков обмоток  $L_{CB}$  ( $w_2$ ) и  $L_K$  ( $w_1$ ); КПД такого трансформатора обычно берут  $\eta_{ТР} = 1$ . Получаемая эквивалентная схема резонансного каскада приведена на рис. 5.25,б, где учтено, что частичное подключение транзистора одновременно изменяет и ток эквивалентного генератора, который исходя из принципа преобразования мощностей, подведенной к контуру и действующей в контуре, должен быть изменен в  $n_1$  раз.

Очень часто образующийся в усилителе (рис. 5.25,а) второй колебательный контур тоже настраивают в резонанс на той же частоте. Возникающее взаимное влияние контуров друг на друга и связанное с этим внесение в каждый из них дополнительных реактивностей приводит к тому, что при оптимальных условиях частотная характеристика системы таких связанных контуров становится двугорбой, имеющей посередине впадину, по обоим краям — подъемы, а затем — более крутые, по сравнению с одиночным контуром, спады частотной характеристики (рис. 5.25,в). В этом случае частотная фильтрация такой избирательной системы улучшается, что широко используется в радиочастотных трактах.

Целесообразность использования в радиочастотных усилителях колебательного контура вносит особенности и в режим работы усилителей мощности, предназначенных для это-

го диапазона. В них используются не только рассмотренные ранее режимы **A** и **B**, но и режим **C**. **Режимом C** называют режим, при котором ток через транзистор протекает в течение времени, меньшем половины периода усиливаемого колебания. Возможность его применения обусловлена способностью контура выделять и восстанавливать колебания с частотами, близкими к резонансной. Разложение получающегося в этом случае отрезка гармонического колебания в ряд Фурье показывает, что с уменьшением длительности протекающего через транзистор тока увеличивается соотношение между амплитудой первой гармоники и постоянной составляющей колебания. Учитывая, что амплитуда первой гармоники характеризует формируемое в нагрузке полезное колебание, а постоянная составляющая — потребляемую от источника питания мощность, можно сделать вывод, что с уменьшением длительности импульса повышается КПД усилителя мощности. Кроме того, при этом изменяются соотношения амплитуд его гармонических составляющих, что используется при резонансном умножении частоты колебаний.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Нарисуйте принципиальную схему резонансного усилительного каскада.
2. Нарисуйте и обоснуйте эквивалентную схему резонансного усилительного каскада.
3. В каких случаях амплитудно-частотная характеристика каскада приобретает вид двугорбой кривой?
4. Что такое режим **C**?



ГЛАВА ШЕСТАЯ

## ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ

### 6.1. ВИДЫ ОБРАТНЫХ СВЯЗЕЙ

**Обратной связью** (ОС) называют соединение какой-либо цепи (*цепью обратной связи* — блок  $\beta_C$  на рис. 6.1) выхода усилителя с его входом.

В таком усилителе, охваченном обратной связью, входными и выходными напряжениями служат соответственно: для блока  $K$  это  $\underline{U}_{ВХ}$  и  $\underline{U}_{ВЫХ}$ ; для блока  $\beta_C$  —  $\underline{U}_{ВХ\text{ ОС}}$  и  $\underline{U}_{ВЫХ\text{ ОС}}$ , для усилителя, охваченного обратной связью —  $\underline{U}_{ВХ\beta}$  и  $\underline{U}_{ВЫХ}$ . В дальнейшем, для исключения возможной неоднозначности при рассмотрении материала, относящегося к обратной связи, усилитель, не охваченный обратной связью, будем называть блоком  $K$ . Его коэффициент усиления по напряжению в комплексной форме  $\underline{K} = \underline{U}_{ВЫХ} / \underline{U}_{ВХ} = K e^{j\varphi_K}$ , где  $K$  — модуль коэффициента усиления, а  $\varphi_K$  — сдвиг фазы между выходным и входным напряжениями, действующими в блоке  $K$ . Для цепи обратной связи коэффициент передачи  $\underline{\beta}_C = \beta_C e^{j\varphi_{\beta}}$ , где  $\beta_C$  — модуль коэффициента передачи цепи, а  $\varphi_{\beta}$  — сдвиг фаз, возникающий между  $\underline{U}_{ВЫХ\text{ ОС}}$  и  $\underline{U}_{ВХ\text{ ОС}}$ . Напряжение, выделяющееся на выходе цепи обратной связи  $\underline{U}_{ВЫХ\text{ ОС}}$ , суммируется с напряжением, действующим на входе усилителя, охваченного обратной связью  $\underline{U}_{ВХ\beta}$  (рис. 6.1), и результирующее колебание ( $\underline{U}_{ВХ}$ ) подается на вход блока  $K$ .

Различают связь последовательную и параллельную, по току и по напряжению, положительную и отрицательную, поэтому при классификации конкретного вида свя-

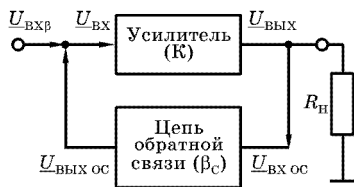


Рис. 6.1

зи указывают каждый из этих признаков: например, последовательная отрицательная обратная связь по току. Первые из признаков определяются способом соединения *входа усилителя, не охваченного обратной связью*, (блока  $K$ ) и *выхода цепи обратной связи*. Если вход блока  $K$  соединен с выходом цепи обратной связи последовательно (рис. 6.2,а), то такую связь называют *последовательной*, если параллельно (рис. 6.2,б), то — *параллельной*.

Связи по току и по напряжению различаются в зависимости от способа соединения *выхода усилителя со входом цепи обратной связи*. Если сигнал обратной связи возникает под действием выходного напряжения усилителя (рис. 6.2,в), то это *связь по напряжению*, а если под действием выходного тока (рис. 6.2,г) — *связь по току*. В последнем случае для получения напряжения на входе цепи обратной связи  $\underline{U}_{ВХ ОС}$  последовательно с нагрузкой  $R_H$  включают добавочный резистор  $r_{ОС}$ , проходя через который, выходной ток создает на нем это напряжение. Часто по схеме бывает сложно сразу определить вид связи, поэтому для ее классификации используют следующее правило: *если при закорачивании сопротивлений нагрузки  $R_H$  (то есть когда  $\underline{U}_{ВЫХ} = 0$ , а  $\underline{I}_{ВЫХ} \neq 0$ ) связь пропадает, то это связь по напряжению, если остается — связь по току*. Или, *если при разрыве цепи нагрузки связь остается, то это — связь по напряжению, если пропадает — то связь по току*.

В зависимости от фазы сигнала, возвращающегося на вход усилителя, связь может быть *положительной* (если модуль результирующего входного сигнала  $U_{ВХ} = |\underline{U}_{ВХ}| = |\underline{U}_{ВХ \beta} + \underline{U}_{ВЫХ ОС}|$  увеличивается) и *отрицательной* (если  $U_{ВХ}$  уменьшается). И в том, и в другом случае считается, что входное напряжение усилителя, охваченного обратной связью  $\underline{U}_{ВХ \beta}$ , остается одним и тем же. В то же время уменьшение  $U_{ВХ}$  на

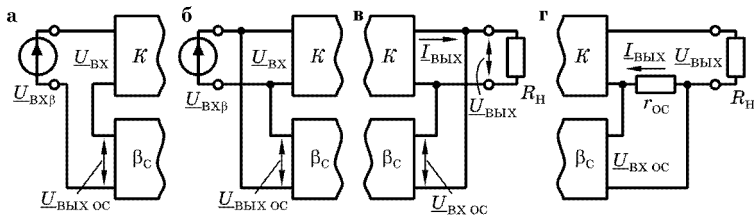


Рис. 6.2

входе блока  $K$  приводит к уменьшению напряжения на выходе усилителя  $U_{\text{ВЫХ}} = K U_{\text{ВХ}}$ , а увеличение  $U_{\text{ВХ}}$  — к увеличению  $U_{\text{ВЫХ}}$ . Следовательно, модуль коэффициента передачи усилителя, охваченного обратной связью,  $K_{\beta} = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}\beta}$  для положительной связи увеличивается, а для отрицательной — уменьшается.

Обратная связь в усилителях может вводиться намеренно с помощью резисторов, конденсаторов и других элементов; либо возникать самопроизвольно (например, из-за ненулевого сопротивления источника питания, паразитного излучения, наводящего на входе усилителя некоторую ЭДС и т. д.), последняя называется *паразитной обратной связью*. Если коэффициент передачи цепи обратной связи  $\beta_{\text{С}}$  зависит от частоты, то связь называется *частотно-зависимой*. Если обратной связью охватывают только один усилительный каскад, то это *местная ОС*, а если несколько — то *общая*.

#### Контрольные вопросы и задания

1. Что называется обратной связью?
2. Какие виды обратных связей вы знаете?
3. Поясните правила определения видов обратной связи.
4. Что называется положительной и отрицательной ОС?
5. Что такое общая, местная, частотно-зависимая и паразитная обратные связи?

## 6.2. ВЛИЯНИЕ ОС НА ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ

Как уже указывалось, введение ОС изменяет общий коэффициент передачи усилителя от  $K$  до  $K_{\beta}$ . Оценим количественно его величину, для определенности используя структурную схему усилителя, приведенную на рис. 6.3.

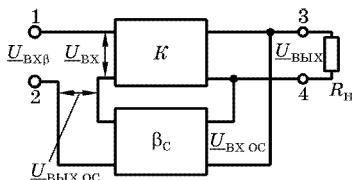


Рис. 6.3

При этом для упрощения считаем, что блоки  $K$  и  $\beta_{\text{С}}$  передают сигналы только со входа блоков на их выходы, а в обратную сторону передача сигналов не происходит. В этом случае выходное напряжение усилителя  $U_{\text{ВЫХ}}$  формируется толь-

ко сигналом  $\underline{U}_{ВХ}$ , поданным на вход блока  $K$ , передачей сигнала  $\underline{U}_{ВХ}$  через блок  $\beta_C$  будем пренебрегать. Кроме того, примем, что внутренние сопротивления источника входного сигнала и выходного сопротивления блока  $\beta_C$  много меньше входного сопротивления блока  $K$ , а выходное сопротивление блока  $K$  много меньше  $R_H$  и входного сопротивления блока  $\beta_C$ , то есть подключение и отключение блока  $\beta_C$  не влияет на величину коэффициентов передачи  $\underline{K}$  и  $\underline{\beta}_C$ , что в реальных условиях обычно выполняется.

Комплексная форма коэффициента передачи усилителя, охваченного обратной связью:

$$\begin{aligned} \underline{K}_\beta &= \frac{\underline{U}_{ВЫХ}}{\underline{U}_{ВХ\beta}} = \frac{\underline{U}_{ВХ}\underline{K}}{\underline{U}_{ВХ} - \underline{U}_{ВЫХ\text{ ОС}}} = \frac{\underline{K}}{1 - \frac{\underline{U}_{ВЫХ\text{ ОС}}}{\underline{U}_{ВХ\text{ ОС}}} \frac{\underline{U}_{ВЫХ}}{\underline{U}_{ВХ}}} = \\ &= \frac{\underline{K}}{1 - \underline{\beta}_C \underline{K}} = \frac{\underline{K}}{1 - \underline{T}} = \frac{\underline{K}}{\underline{F}}. \end{aligned}$$

Здесь учтено, что  $\underline{U}_{ВХ} = \underline{U}_{ВХ\beta} + \underline{U}_{ВЫХ\text{ ОС}}$ ;  $\underline{U}_{ВЫХ} = \underline{U}_{ВХ\text{ ОС}} -$  вход цепи обратной связи подключен к выходу усилителя непосредственно (рис. 6.3). Величина  $\underline{T} = \underline{U}_{ВЫХ\text{ ОС}}/\underline{U}_{ВХ} = \underline{K}\beta_C$  называется *коэффициентом петлевого усиления* (или *петлевым усилением*) и показывает, во сколько раз изменится напряжение при его прохождении по разомкнутой петле обратной связи, то есть по пути от входа блока  $K$  до выхода блока  $\beta_C$ . Величина  $\underline{F} = 1 - \underline{T}$  называется *возвратной разностью*.

Возвратная разность

$$\underline{F} = 1 - \underline{K}\beta_C = 1 - Ke^{j\varphi_K} \beta_C e^{j\varphi_\beta} = 1 - K\beta_C e^{j(\varphi_K + \varphi_\beta)}.$$

При  $\varphi_K + \varphi_\beta = 2\pi n$ , где  $n = 0, 1, 2, \dots$ , мнимая часть комплексного числа  $\underline{F}$  равна нулю, ОС становится вещественной положительной. Для нее  $\underline{F} = F = 1 - K\beta_C$  и модуль коэффициента усиления усилителя, охваченного обратной связью,  $K_\beta = |\underline{K}_\beta|$  возрастает. При  $\varphi_K + \varphi_\beta = (2n + 1)\pi$  ОС становится так же вещественной (мнимая часть комплексного числа  $\underline{F}$  тоже равна нулю), но для нее  $\cos(2n + 1)\pi = -1$  и  $\underline{F} = F = 1 + K\beta_C$ . Такая связь — вещественная отрицательная обратная связь, и при ее введении модуль коэффициента усиления усилителя, охваченного обратной связью,  $K_\beta = |\underline{K}_\beta|$  уменьшается. Модуль  $F = |1 + \underline{K}\beta_C|$  называется *глубиной связи*, а значит,

коэффициент усиления  $K_\beta$  уменьшается в  $F$  раз. При промежуточных значениях  $\varphi_K + \varphi_\beta$  обратная связь имеет комплексный характер, но это обычно существует только на границе полосы пропускания усилителя и здесь не рассматривается.

Положительная связь используется, как правило, в автогенераторах, отрицательная — для улучшения качественных показателей усилителей. Рассмотрим ее влияние на основные технические характеристики усилителя.

Введение отрицательной обратной связи стабилизирующе действует на коэффициент усиления усилителя. Для оценки изменения параметров принято использовать понятие *чувствительности*, показывающей, во сколько раз относительная нестабильность интересующего параметра отличается от нестабильности вызвавшей ее причины. В рассматриваемом случае интересующим параметром является относительное изменение коэффициента усиления усилителя, охваченного обратной связью,  $\partial K_\beta / K_\beta$ , а причиной нестабильности — относительное изменение коэффициента усиления блока  $K$  (оно определяется как  $\partial K / K$ ). Тогда чувствительность

$$S_K^{K_\beta} = \frac{\partial K_\beta}{K_\beta} \bigg/ \frac{\partial K}{K} = \frac{\partial K_\beta}{\partial K} \frac{K}{K_\beta}.$$

Если ограничиться областью средних частот, где обратная связь вещественная отрицательная, и принять, что  $K_\beta = K / (1 + K\beta_C)$ , то  $\partial K_\beta / \partial K = 1 / (1 + K\beta_C)^2$  и  $S_K^{K_\beta} = 1 / F$ . Таким образом, чем больше глубина отрицательной ОС, тем меньше модуль коэффициента усиления блока  $K$  влияет на общий коэффициент усиления усилителя  $K_\beta$ .

Изменение коэффициента усиления блока  $K$  может быть обусловлено многими причинами, например, оно возникает при изменении частоты (вид типичной АЧХ усилителя без ОС приведен на рис. 6.4 — график 1).

Из приведенных выше формул для чувствительности можно записать

$$\frac{\partial K_\beta}{K_\beta} \bigg/ \frac{\partial K}{K} = \frac{1}{F}$$

или  $\Delta K_\beta / K_{0\beta} = (\Delta K / K_0) / F$ , то есть  $(K_{0\beta} - K_\beta) / K_{0\beta} = (K_0 - K) / K_0 F$ , где  $K_{0\beta}$  и  $K_0$  — модули коэффициентов передачи усилителя с отрицательной обратной связью и без нее на средних частотах. Тогда нормированный коэффициент усиления усилителя

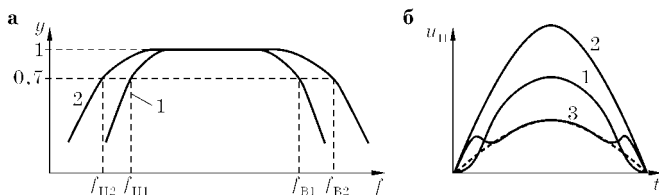


Рис. 6.4

может быть вычислен по формуле  $y_{\beta}(\omega) = K_{\beta}(\omega)/K_{0\beta} = 1 - [1 - y(\omega)]/F$ , где  $y(\omega) = K(\omega)/K_0$  — нормированный коэффициент усиления блока  $K$  (то есть усилителя без ОС). Для наглядности стабилизирующее действие отрицательной обратной связи покажем на численном примере.

Предположим, что модуль коэффициента передачи по напряжению блока  $K$  на средних частотах  $K_0 = 10$ , а обратной связи  $\beta_C = 1/20$ . Если на входе блока  $K$  действует сигнал с амплитудой  $U_{ВХ} = 1$  В, то напряжение на выходе усилителя  $U_{ВЫХ} = KU_{ВХ} = 10$  В. Из структурной схемы (рис. 6.3) видно, что здесь применена связь по напряжению и ко входу цепи ОС приложено все выходное напряжение усилителя, под действием которого  $U_{ВЫХ\text{ ОС}} = \beta U_{ВХ\text{ ОС}} = 10 \text{ В}/20 = 0,5$  В. Связь отрицательная, поэтому для обеспечения принятых значений напряжений на вход усилителя (клеммы 1–2) должно быть подано напряжение  $U_{ВХ\beta} = 1,5$  В.

Допустим, что при изменении частоты нормированный коэффициент усиления блока  $K$  изменяется, как показано кривой 1 на рис. 6.4,а, и при уменьшении частоты до некоторого значения  $f_1$  величина  $y(f_1) = 0,9$ . Тогда при  $U_{ВХ} = 1$  В выходное напряжение должно было бы составить  $U_{ВЫХ} = U_{ВХ}Ky(f_1) = 9$  В. Это значение формирует на выходе цепи ОС  $U_{ВЫХ\text{ ОС}} = 9 \text{ В}/20 = 0,45$  В, которое при неизменности входного напряжения  $U_{ВХ\beta} = 1,5$  В увеличит напряжение на входе блока  $K$  до значения  $U_{ВХ} = U_{ВХ\beta} - U_{ВЫХ\text{ ОС}} = 1,05$  В. Тогда выходное напряжение усилителя возрастет до  $U_{ВЫХ} = 9,45$  В (а не 9 В, как показано выше).

Если уменьшить частоту до значения  $f_2$ , при котором  $y(f_2) = 0,8$ , то аналогичные рассуждения приводят к значению выходного напряжения, равному 8,8 В. Это опять больше, чем в случае усилителя без ОС. Таким образом, охват усилителя отрицательной обратной связью приводит к уменьшению

изменения коэффициента усиления усилителя, и в случае АЧХ — к замедлению ее спада и расширению полосы пропускания усилителя (кривая 2 на рис. 6.4,а). Как следует из описания, это связано с увеличением напряжения, действующего на входе блока  $K$ , которое частично компенсирует уменьшение коэффициента передачи блока.

В итоге полоса пропускания усилителя увеличивается от  $f_{В1} - f_{Н1}$  до  $f_{В2} - f_{Н2}$ .

Таким образом, частичная компенсация уменьшения коэффициента усиления  $K$ , а значит и  $u$ , происходит благодаря увеличению входного напряжения  $U_{ВХ} = U_{ВХ\beta} - U_{ВЫХ\text{ОС}}$ . Аналогично влияние ОС проявляется при *уменьшении нелинейных искажений в усилителях*. Предположим, что в качестве блока  $K$  используется двухтактный усилитель режима **В**, для которого характерны нелинейные искажения типа «ступенька» (см. рис. 5.16,а). Если часть такого выходного сигнала через цепь обратной связи передать на вход усилителя ( $u_{ВЫХ\text{ОС}}$  — кривая 1 на рис. 6.4,б), то его вычитание (напомним, что рассматривается отрицательная обратная связь) из входного колебания  $u_{ВХ\beta}$  (кривая 2 на рис. 6.4,б) приводит к изменению формы напряжения, действующего на входе блока  $K$  (кривая 3 на рис. 6.4,б): участкам передаточной характеристики с малыми значениями  $K$  (когда  $u_{ВЫХ}$  мало) соответствуют повышенные значения  $u_{ВХ}$ , а с большими значениями  $K$  — уменьшенные значения  $u_{ВХ}$ . То есть появляются предыскажения по отношению к подаваемому неискаженному колебанию (пунктирные участки кривой 3 на рис. 6.4,б), приводящие к компенсации уменьшения коэффициента усиления и приближению формы выходного напряжения усилителя к форме входного колебания  $u_{ВХ\beta}$ . Учитывая, что введение отрицательной обратной связи приводит к уменьшению изменения коэффициента усиления (вне зависимости от причин, вызвавших это изменение) в  $F$  раз, можно сказать, что и коэффициент гармоник  $K_{Г}$  усилителя, обусловленный именно изменением  $K$ , уменьшится в то же число раз.

Введение обратной связи изменяет также входное и выходное сопротивления усилителя. Например, при подаче последовательной отрицательной ОС (рис. 6.5,а) напряжение  $U_{ВХ}$ , действующее на входе блока  $K$ , уменьшается, что приводит к уменьшению входного тока этого блока  $I_{ВХ} = U_{ВХ}/R_{ВХ}$ , опре-

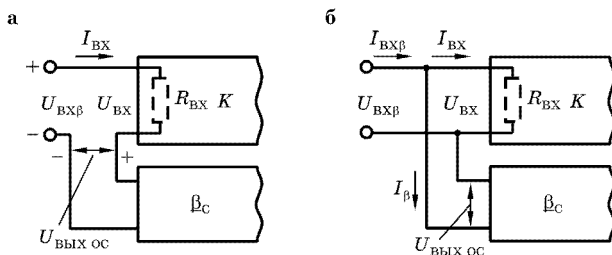


Рис. 6.5

деляющего входной ток усилителя, а значит, повышению входного сопротивления всего усилителя  $R_{VX\beta} = U_{VX\beta} / I_{VX}$ .

При параллельной ОС подключение блока  $\beta_C$  (рис. 6.5,б) приводит к появлению дополнительного тока, протекающего через этот блок, а значит, увеличению общего входного тока  $I_{VX\beta}$  ( $I_{VX\beta} = I_{VX} + I_{\beta}$ ), потребляемого от источника входного сигнала. Следовательно, входное сопротивление усилителя  $R_{VX\beta} = U_{VX\beta} / I_{VX}$  уменьшается.

Выходное сопротивление усилителя зависит от того, связь по току или по напряжению. При связи по напряжению  $U_{VЫX\text{ ОС}}$  пропорционально  $U_{VЫX}$  и, следовательно, стабилизирующе действует на выходное напряжение усилителя. В этом случае его изменение  $\Delta U_{VЫX}$ , например, при изменении сопротивления нагрузки, становится меньше, что эквивалентно уменьшению выходного сопротивления усилителя  $R_{VЫX} = \Delta U_{VЫX} / \Delta I_{VЫX}$ . При связи по току напряжение обратной связи  $U_{VЫX\text{ ОС}}$  пропорционально выходному току усилителя и стабилизирующе действует именно на него. В этом случае уменьшается  $\Delta I_{VЫX}$ , что эквивалентно увеличению выходного сопротивления усилителя.

*Контрольные вопросы и задания*

1. Выведите формулу расчета коэффициента передачи усилителя, охватываемого обратной связью (рис. 6.3).
2. Что называется петлевым усилением?
3. Что называется глубиной ОС?
4. Как изменяется коэффициент усиления усилителя при охвате усилителя ОС?
5. Поясните, почему отрицательная связь расширяет полосу пропускания и уменьшает нелинейные искажения усилителя?
6. Как при введении отрицательной ОС изменяется входное и выходное сопротивления усилителя?



### 6.3. СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЕ ВАРИАНТЫ ВВЕДЕНИЯ ОБРАТНЫХ СВЯЗЕЙ. ПОВТОРИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Рассмотрим несколько примеров введения в усилители отрицательной ОС и проклассифицируем ее. Один из них приведен на рис. 6.6, а.

Здесь напряжение обратной связи выделяется на резисторе  $R_3$  вследствие протекания тока эмиттера  $I_3 \approx I_K$  ( $U_{\text{ВЫХ ОС}} = R_3 I_3$ ). Определим вид обратной связи. Если замкнуть сопротивление нагрузки (в данном случае  $R_K$ ), то выходное напряжение пропадает, а выходной ток остается, так как ток коллектора  $I_K$  транзистора  $VT1$  слабо зависит от напряжения коллектор–эмиттер. Значит, остается и напряжение обратной связи  $U_{\text{ВЫХ ОС}}$ , следовательно, это связь по току. Входное напряжение усилителя  $U_{\text{ВХ } \beta}$  действует между базой  $VT1$  и общим проводом, к которому подключен отрицательный вывод  $E_{\text{П}}$  (то есть между выводами резистора  $R_2$ ). Входом блока  $K$  являются выводы базы и эмиттера транзистора  $VT1$ , а напряжение обратной связи включено последовательно с ним, следовательно, связь последовательная. Фаза напряжения обратной связи  $U_{\text{ВЫХ ОС}}$  такова (его мгновенная полярность показана на рис. 6.6, а), что оно вычитается из входного  $U_{\text{ВХ } \beta}$ , а значит, связь отрицательная. Таким образом, усилитель (рис. 6.6, а) охвачен последовательной отрицательной обратной связью по току.

Другой пример введения отрицательной связи приведен на рис. 6.6, б. Здесь напряжение с выхода усилителя на его вход передается с помощью конденсатора  $C_{\text{СВ}}$ . Сопротивление кон-

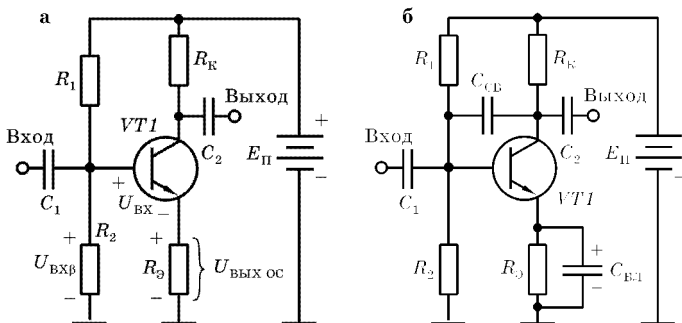


Рис. 6.6

денсатора зависит от частоты передаваемого сигнала, поэтому такая ОС является частотно-зависимой. Для определения ее вида тоже закоротим сопротивление нагрузки  $R_K$ : выходное напряжение усилителя пропадет, но одновременно пропадет переменная составляющая напряжения обратной связи, действующего между коллектором  $VT1$  и общим проводом усилителя. Следовательно, здесь действует связь по напряжению. Выходное напряжение обратной связи  $U_{\text{ВЫХ}} \text{ ОС}$  приложено между базой  $VT1$  и общим проводом (землей), то есть на резисторе  $R_2$ , а значит, включено параллельно входному напряжению блока  $K$  (здесь конденсатор  $C_{\text{БЛ}}$  закорачивает по переменной составляющей резистор  $R_2$ , соединяя эмиттер  $VT1$  с общим проводом). Следовательно, связь параллельная. Как показано в разделе 5.1, напряжение коллектор–эмиттер  $VT1$  сдвинуто по фазе по отношению к напряжению база–эмиттер транзистора на  $180^\circ$ , то есть связь отрицательная. Таким образом, усилитель, приведенный на рис. 6.6,б, охвачен параллельной отрицательной ОС по напряжению.

Одним из наиболее характерных примеров усилителей, охваченных глубокой обратной связью, являются *повторители напряжения*. В зависимости от типа используемого активного элемента (транзистора, лампы) различают эмиттерный (рис. 6.7), истоковый и катодный повторители.

В них все выходное напряжение является напряжением обратной связи, поэтому говорят, что это усилители со 100%-й отрицательной обратной связью. Закорачивание их сопротивления нагрузки приводит к пропаданию связи, следовательно, это связь по напряжению. Напряжение обратной связи имеет

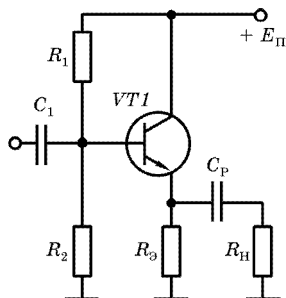


Рис. 6.7

ту же фазу, что и входное, и включено последовательно со входным напряжением блока  $K$  (база–эмиттер  $VT1$ ). Следовательно, повторители представляют собой усилители, охваченные 100%-й последовательной отрицательной обратной связью по напряжению. Для них характерны: коэффициент передачи по напряжению, близкий к 1 ( $\beta \approx 1$ ,  $K \gg 1$ ,  $K_{\beta} = K/(1 + K\beta) \approx 1$ ), высокая линейность амплитудной

характеристики, максимально широкая полоса пропускания усилителя, наибольшее входное и наименьшее выходное сопротивление. Все это приводит к широкому использованию повторителей для согласования высокоомных источников входного сигнала с низкоомной нагрузкой  $R_H$ , так как подключение повторителей лишь незначительно влияет на изменение выходного напряжения источников сигнала, передавая его полностью на  $R_H$ .

*Контрольные вопросы и задания*

1. Нарисуйте схему каскада с ОЭ и отрицательной ОС по току.
2. Обоснуйте вид ОС в усилителе, приведенном на рис. 6.6,б.
3. Какие усилители называются повторителями?
4. Нарисуйте схему эмиттерного повторителя. Какой вид связи там применен?
5. Какими достоинствами обладают повторители?

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

## ЭЛЕКТРОННЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРЫ

### 7.1. ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

#### 7.1.1. УСЛОВИЯ САМОВОЗБУЖДЕНИЯ

*Электронным генератором* называется устройство формирования незатухающих электрических колебаний той или иной формы, выполненное на основе применения электронных приборов. В состав электронного генератора входит, как правило, усилитель, который за счет энергии источника питания создает на выходе генератора колебания заданной мощности. Для поддержания их незатухающими необходимо на вход усилителя постоянно подавать колебания неубывающей амплитуды. В простейшем случае это может быть часть колебания, выделяющегося в нагрузке, и передающегося по цепи обратной связи на вход усилителя. Таким образом, структурная схема электронного генератора должна состоять, как минимум, из двух блоков: усилителя и цепи обратной связи (рис. 7.1).

Обозначим, как и раньше, модуль коэффициента передачи по напряжению усилителя через  $K$ , а цепи обратной связи через  $\beta_C$ . Как уже указывалось, для поддержания незатухающих колебаний сигнал, прошедший через усилитель, цепь обратной связи и вновь поданный на вход усилителя, должен иметь амплитуду не меньше поданной ранее. Рассмотрим это на простейших численных примерах. Предположим, что модуль коэффициента передачи усилителя по напряжению  $K = 10$ , а обратной связи  $\beta_C = 1/20$ . Если на вход усилителя подан сигнал с амплитудой в 1 В, то напряжение, формируемое на выходе

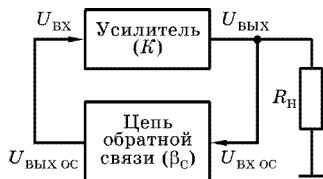


Рис. 7.1

усилителя  $U_{\text{ВЫХ}} = KU_{\text{ВХ}}$ , будет равно 10 В. Согласно структурной схеме оно полностью передается на вход цепи обратной связи ( $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ ОС}}$ ), формируя на ее выходе напряжение  $U_{\text{ВЫХ ОС}} = \beta U_{\text{ВХ ОС}}$ . В рассматриваемом случае  $U_{\text{ВЫХ ОС}} = 10 \text{ В}/20 = 0,5 \text{ В}$ . Теперь уже это напряжение действует на входе усилителя, формируя на его выходе сигнал с амплитудой 5 В. Пройдя по цепи обратной связи, он уменьшается до 0,25 В и вновь подается на вход усилителя. Так будет повторяться период за периодом.

Из приведенного описания видно, что каждый раз при прохождении сигнала по петле обратной связи напряжение, воздействующее на вход усилителя, а значит и формируемое на его выходе, уменьшается (кривая 1, на рис. 7.2), то есть колебания являются затухающими.

Такое устройство не выполняет функции генератора как формирователя незатухающих колебаний.

Возьмем другой пример, в котором  $\beta_C = 1/5$ . Аналогичные рассуждения показывают, что в этом случае при тех же начальных условиях напряжение на входе усилителя

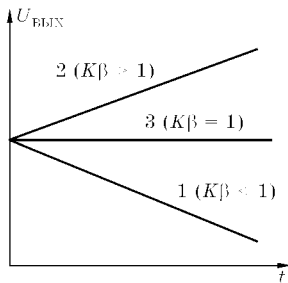


Рис. 7.2

постоянно увеличивается, последовательно проходя значения 1 В, 2 В, 4 В, 8 В и т. д., а значит, пропорционально увеличивается и выходное напряжение (кривая 2, на рис. 7.2). Такое устройство является генератором. Рассмотрим третий пример, в котором  $\beta_C = 1/10$ . В этом случае при каждом прохождении по петле обратной связи напряжения на входе и выходе усилителя не меняются (кривая 3, на рис. 7.2). Это представляет собой граничный случай существования генератора.

Сравнивая приведенные численные значения, получаем, что незатухающие колебания формируются, если произведение  $K\beta \geq 1$ . Действительно, из рассмотрения структурной схемы (см. рис. 7.1) видно, что напряжение, прошедшее по петле обратной связи, может быть записано в виде  $U_{\text{ВЫХ ОС}} = U_{\text{ВХ}} K\beta_C$ . Как уже указывалось, оно должно быть не меньше входного  $U_{\text{ВХ}}$ , то есть  $U_{\text{ВЫХ ОС}} \geq U_{\text{ВХ}}$ , а, следовательно, для формирования незатухающих колебаний петлевое усиление (или коэффициент петлевой передачи)  $K\beta_C \geq 1$ . При  $K\beta_C > 1$  проис-

ходит возникновение и нарастание колебаний, а при  $K\beta_C = 1$  — стационарный режим их существования. Последнее условие называется *балансом амплитуд*.

Однако для создания генератора недостаточно выполнения только баланса амплитуд. Формируемое колебание знакопеременно и значение сигнала, подаваемого на вход усилителя, охваченного обратной связью, зависит от фазы колебания, прошедшего по петле этой связи. При синфазности сигнала, прошедшего по петле обратной связи, с первоначальным их воздействия складываются, увеличивая результирующее проявление, при противофазности — вычитаются, компенсируя его.

Рассмотрим для определенности формирование гармонических колебаний генератором, имеющим в своем составе резонансный усилитель. Основным формирующим элементом здесь является колебательный контур, включенный, как правило, в качестве нагрузки усилителя. Мы же для наглядности поместим его на входе усилителя, что не изменит функционального назначения контура (рис. 7.3, а).

Как известно, в контуре при внешнем воздействии происходит поочередный обмен энергией между элементами с противоположным характером реактивности (конденсатором и катушкой индуктивности). Период этого обмена характеризует резонансную частоту контура. Если внешнее воздействие ( $U_{\text{ВЫХ ОС}}$ ) по частоте и фазе совпадает с происходящим обменом ( $U_{\text{К}}$ ), то есть при перераспределении энергии между элементами происходит ее возрастание за счет добавления от

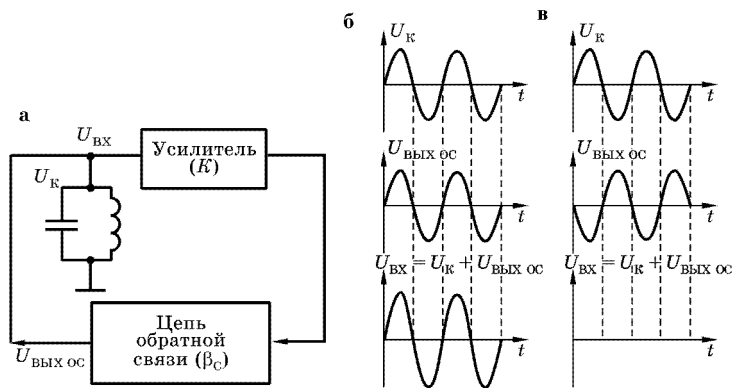


Рис. 7.3

внешней цепи, то результирующее воздействие ( $U_{ВХ}$ ) увеличивается (см. рис. 7.3,б).

Если при том же периоде повторения сигнала фаза внешнего колебания не совпадает с действующей в тот же момент времени в контуре, например, противоположна, то колебания в контуре гасятся (см. рис. 7.3,в). После внешнего воздействия колебания в высокочастотных контурах (которые и применяются в генераторах) существуют не один период. За это время сигнал успевает пройти по петле обратной связи и вновь оказывается поданным на вход усилителя. Если его фаза поддерживает колебания в контуре, то напряжение на выходе усилителя увеличивается, если противоположна — то выходное напряжение ослабляется.

Обозначим через  $\varphi_K$  сдвиг фаз между напряжениями, действующими на входе и выходе усилителя, а через  $\varphi_B$  — сдвиг фаз между напряжениями на входе и выходе цепи обратной связи. Как указывалось выше, колебания в генераторе будут поддерживаться незатухающими, если входной сигнал усилителя и прошедший по петле обратной связи — синфазны. Следовательно, сумма сдвигов фаз, вносимых усилителем ( $\varphi_K$ ) и цепью обратной связи ( $\varphi_B$ ), должна быть равна нулю или кратна  $360^\circ$ . Это является вторым условием самовозбуждения и называется *балансом фаз*:  $\varphi_K + \varphi_B = 2\pi n$ , здесь  $n = 0, 1, 2 \dots$ . Поэтому в генераторе колебания существуют на частоте, на которой одновременно выполняются оба условия: и баланс амплитуд, и баланс фаз.

Если учесть, что в общем случае комплексные коэффициенты усиления усилителя  $\underline{K} = Ke^{j\varphi_K}$  и цепи обратной связи  $\underline{\beta}_C = \beta_C e^{j\varphi_B}$ , то условие существования режима стационарных колебаний может быть в общем виде представлено так:

$$\underline{K}\underline{\beta}_C = 1. \quad (7.1)$$

Эта запись объединяет рассмотренные ранее балансы амплитуд и фаз.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Что называется генератором?
2. Какие два условия самовозбуждения вы знаете?
3. Поясните физический смысл баланса амплитуд.
4. Поясните физический смысл баланса фаз.
5. Чем режим возникновения колебаний отличается от стационарного режима их существования (режима поддержания колебаний)?

### 7.1.2. РЕЖИМЫ РАБОТЫ АВТОГЕНЕРАТОРА

Генератор, работающий в режиме *самовозбуждения*, называется *автогенератором*. В нем, как указывалось выше, часть выходного колебания передается на вход усилителя через цепь обратной связи (см. рис. 7.1). Учитывая, что режимы возникновения колебаний ( $K\beta_C > 1$ ) и поддержания их стационарными ( $K\beta_C = 1$ ) близки, но не одинаковы, можно сделать вывод, что автогенератор должен сначала работать в первом из них, а затем во втором. При малых амплитудах он будет способствовать возрастанию колебаний, а затем (при больших амплитудах) поддерживать колебания неизменными. Следовательно, петлевое усиление автогенератора ( $K\beta_C$ ) должно зависеть от амплитуды формируемого напряжения.

Рассмотрим подробнее режимы работы автогенератора. Предположим, что усилитель и цепь обратной связи имеют постоянные коэффициенты передачи, при которых условие возникновения колебаний ( $K\beta_C > 1$ ) выполняется. В этом случае при прохождении сигнала по петле обратной связи амплитуда входного, а значит и выходного, колебаний генератора должны возрасти и стремиться к бесконечности. Последнее при напряжении питания фиксированной величины физически нереализуемо. Поэтому коэффициент передачи усилителя или цепи обратной связи, или обоих с увеличением входного напряжения должен изменяться так, чтобы при одном из их значений наступил режим стационарных колебаний, то есть  $K\beta_C = 1$ . Это реализуется разными способами и по-разному влияет на форму выходного колебания.

Обычно цепь обратной связи реализуется с помощью линейных элементов, и ее коэффициент передачи остается постоянным, равным  $\beta_C$ , при любой амплитуде входного сигнала. Поэтому наиболее часто изменяемым оказывается коэффициент передачи усилителя. Характеристики его активного элемента (например, транзистора) обладают нелинейностями, которые могут служить основой указанной зависимости. Например, выходное напряжение транзисторного резисторного усилительного каскада определяется по формуле  $U_{\text{ВЫХ}} = I_{mK} R_H$ , а ток коллектора транзистора  $I_{mK}$  связан с током базы  $I_{mB}$  соотношением  $I_{mK} = I_{mB} h_{21Э}$  (здесь, как и раньше, считаем, что коэффициент передачи по току для схемы с общим эмиттером



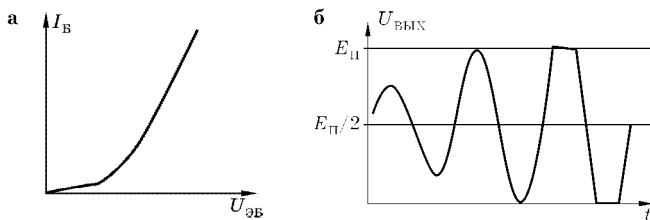


Рис. 7.4

$h_{21Э} = \text{const}$  для всех значений тока). Если в качестве входного принять напряжение база–эмиттер транзистора ( $U_{ВХ} = U_{ЭБ}$ ), то форма тока коллектора, выходного напряжения и величина коэффициента передачи каскада будут определяться графиком входной характеристики транзистора  $I_B = f(U_{ЭБ})$  (см. п. 3.2.3.1), упрощенный вид которого показан на рис. 7.4,а.

На нем разным участкам напряжения база–эмиттер соответствуют неодинаковые углы наклона графика, а значит, увеличивающиеся значения токов базы, коллектора и выходного напряжения. Это изменяет как форму получаемого колебания, так и коэффициент передачи усилителя  $K = U_{ВЫХ}/U_{ВХ}$ . Кроме того, постоянно увеличивающееся входное напряжение приводит к тому, что для отрицательной полуволны сигнала в какой-то момент времени мгновенное значение входного колебания может опуститься ниже порога открывания транзистора, и он закроется. Возникает отсечка коллекторного тока, которая влияет на амплитуду и форму генерируемого колебания.

Для получения неискаженного колебания в усилителях генераторов гармонических колебаний используют высокодобротные фильтрующие цепи, например, колебательные контуры, которые формируют колебания только с заданной частотой и отсеивают все другие. Поэтому выходное напряжение такого усилителя, независимо от формы подаваемого в контур тока, становится близким к гармоническому. Это позволяет при гармоническом входном сигнале не обращать внимания на искажения, возникающие в процессе усиления, и коэффициент передачи усилителя  $K$  оценивать в среднем, то есть как отношение напряжений получающегося выходного и входного колебаний.

Зависимость  $K$  от амплитуды входного сигнала может иметь различный вид. Если рабочую точку транзистора вы-

брать на нижнем (нелинейном) участке его входной характеристики, имеющем малую крутизну (рис. 7.4,а), то при подаче входного напряжения токи базы, коллектора, выходное напряжение, а значит, и коэффициент передачи  $K$ , имеют небольшие значения (график  $K$ , рис. 7.5).

При увеличении входного колебания в качестве рабочего будет использоваться все больший участок входной характеристики транзистора с увеличивающейся крутизной, и коэффициент передачи усилителя будет возрастать (рис. 7.5). В дальнейшем, когда усиление происходит с использованием в основном линейного участка входной характеристики, рост коэффициента передачи замедляется, а затем он остается постоянным (средний участок графика  $K$ ).

Если же первоначально рабочую точку выбрать на участке с большей крутизной, то начальные значения  $K$  увеличатся, и график начнется выше (на рис. 7.5 показано штрихами). При выборе рабочей точки на середине линейного участка входной характеристики транзистора рассмотренного выше начального изменения  $K$  не будет, его значение остается постоянным при любых малых амплитудах входного напряжения.

Наличие на рассматриваемом графике  $K$  падающего участка при больших амплитудах входного сигнала может быть обусловлено несколькими причинами: нелинейностью сквозной передаточной характеристики усилительного элемента, специальными схемотехническими средствами; в простейшем же случае оно связано с ограниченной величиной напряжения питания. В разделе 5.1. было показано, что максимальная амплитуда выходного напряжения усилителя определяется напряжением питания ( $E_{\Pi}$ ). Она не превышает этой величины для трансформаторных усилителей и  $E_{\Pi}/2$  — для бестрансформаторных (рис. 7.4,б). При приближении к этой величине и ее достижении на верхушках полуволн синусоиды появляется «отсечка», символизирующая использование всего напряжения питания. Дальнейшее увеличение входного

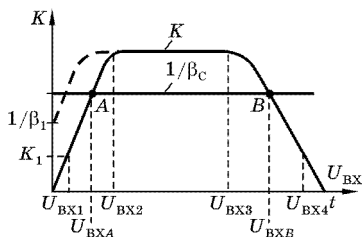


Рис. 7.5

колебания  $U_{ВХ}$  приводит лишь к возрастанию отсечки, сохраняя амплитуду выходного напряжения  $U_{ВЫХ}$  неизменной. Такое соотношение между  $U_{ВХ}$  и  $U_{ВЫХ}$  эквивалентно уменьшению коэффициента передачи усилителя  $K = U_{ВЫХ}/U_{ВХ} \rightarrow 0$  и характеризует падающий участок графика зависимости  $K = f(U_{ВХ})$ . Из-за нелинейности характеристик транзистора, уменьшение приращения выходного напряжения реально наступает раньше, чем при достижении амплитудой предельного значения, и спад упомянутого графика  $K$  является полигим. В некоторых случаях уменьшение коэффициента усиления создается специальными схемотехническими средствами (например, за счет выделения постоянного напряжения на  $R_3$ ,  $C_3$ , как в генераторе, схема которого показана на рис. 7.6). В этом случае выходное напряжение не достигает значений, ограниченных напряжением питания (значение  $K$  уменьшается раньше), и отсечка на формируемом колебании не появляется.

Как уже указывалось, коэффициент передачи цепи обратной связи, состоящей из линейных элементов, не зависит от амплитуды входного напряжения и остается постоянным, равным  $\beta_C$ , при любой величине входного сигнала. Поэтому на рис. 7.5 его график изображен горизонтальной прямой ( $1/\beta_C$ ), проведенной параллельно оси абсцисс и отстоящей от нее на величину, пропорциональную  $1/\beta_C$ .

Совокупность приведенных графиков (рис. 7.5) позволяет разделить участки, на которых действуют режимы возникновения колебаний и стационарной работы автогенератора. Обозначим точки пересечения указанных графиков буквами **A** и **B**. На участке между ними график  $K$  проходит выше линии  $1/\beta_C$ , характеризующей цепь обратной связи, то есть  $K > 1/\beta_C$ , а значит  $K\beta_C > 1$ . Здесь действует режим возникновения колебаний. На других участках — наоборот: график  $K$  расположен ниже линии  $1/\beta_C$ , то есть  $K < 1/\beta_C$ , а значит,  $K\beta_C < 1$ , и здесь колебания затухают. В точках **A** и **B** графики пересекаются, то есть  $K\beta_C = 1$ . Точка **A** называется *точкой неустойчивого*, а **B** — *устойчивого равновесия*. Рассмотрим это подробнее.

Предположим, что на вход усилителя подано напряжение, соответствующее точке **A**. В этом случае, как указывалось, петлевое усиление  $K\beta_C = 1$  и период за периодом, проходя по

петле обратной связи, на вход усилителя подается одно и то же напряжение. Если по каким-либо причинам его величина уменьшится (например, до значения  $U_{ВХ1}$ ), то новому значению напряжения будет соответствовать новое значение коэффициента усиления  $K_1$ , которое будет меньше, чем в точке **A**, а значит, и петлевое усиление будет меньше 1. Поэтому, пройдя по петле обратной связи, входной сигнал за счет уменьшения коэффициента передачи  $K$  окажется дополнительно уменьшенным. Но новому его значению будет соответствовать еще меньшее значение  $K$ , что приведет к еще большему уменьшению амплитуды и постепенному ее затуханию. Такие процессы будут происходить при любом уменьшении входного сигнала от точки **A**.

Если амплитуда входного сигнала по каким-либо причинам увеличится, например, до  $U_{ВХ2}$ , то ее новому значению будет соответствовать большее значение  $K$  и петлевое усиление  $K\beta_C > 1$ . Это приведет к возрастанию колебания, прошедшего по петле обратной связи и постоянному увеличению амплитуды входного сигнала. Такое возрастание будет наблюдаться и при переходе на участок постоянства коэффициента передачи усилителя, а также далее, вплоть до точки **B**, так как во всех этих случаях  $K\beta_C > 1$ .

При достижении входным напряжением значения, соответствующего точке **B**, положение меняется. Здесь, как и в точке **A**, петлевое усиление  $K\beta_C = 1$ , при прохождении же по петле обратной связи на вход усилителя период за период подается одно и то же напряжение. Если по каким-либо причинам оно увеличится, достигнув, например, значения  $U_{ВХ4}$ , то из рис. 7.5 видно, что ему соответствует коэффициент усиления меньший, чем в точке **B**. Значит, петлевое усиление будет меньше 1 и, пройдя по петле обратной связи, сигнал станет меньшим, чем действующий до этого на входе. Предположим, его величина достигнет значения  $U_{ВХ3}$ . Этому напряжению соответствует коэффициент усиления больший, чем в точке **B**, значит петлевое усиление  $K\beta_C > 1$ , и подаваемое на вход напряжение увеличится. Если его значение окажется больше  $U_{ВХВ}$ , соответствующего точке **B**, то все процессы повторятся, стягиваясь постепенно в эту точку. Поэтому точка **B** называется точкой устойчивого равновесия и соответствует стационарному режиму работы автогенератора.

### Контрольные вопросы и задания

1. В чем особенность существования режимов возникновения колебаний и поддержания их стационарными?
2. Объясните вид и причины существования на графике зависимости  $K$  от входного напряжения трех характерных участков.
3. Каким блоком структурной схемы автогенератора (рис. 7.1) определяется ход графика  $1/\beta_C$ ?
4. Почему точка **A** (рис. 7.5) называется точкой неустойчивого равновесия?
5. Почему в точке **B** (рис. 7.5) наблюдается устойчивость амплитуды автоколебания?

### 7.1.3. МЯГКИЙ И ЖЕСТКИЙ РЕЖИМЫ САМОВОЗБУЖДЕНИЯ

Из рассмотренного выше описания работы автогенератора следует, что для формирования в нем незатухающих колебаний на вход усилителя необходимо подать напряжение, превышающее значение, соответствующее точке **A**. Режим, при котором для возбуждения автогенератора требуется подача на вход усилителя напряжения, превышающего некоторый, наперед заданный порог, называется *жестким*. Если незатухающие колебания возникают сразу после включения питания, то такой режим самовозбуждения называют *мягким*.

Для мягкого режима необходимо, чтобы петлевое усиление ( $K\beta_C$ ) было больше единицы при любых, сколь угодно малых значениях входного напряжения, то есть график  $K$  на рис. 7.5 в левой своей части всегда проходил выше графика  $1/\beta_C$ . Ранее указывалось, что непостоянство коэффициента передачи в этой области обусловлено нелинейностью входной характеристики транзистора. Для ее устранения достаточно выбрать рабочую точку на линейном участке его входной характеристики (см. рис. 7.4,а), то есть подать между базой и эмиттером транзистора некоторое начальное напряжение смещения.

Если величина смещения недостаточна (например, такая, для которой начальный участок графика  $K$  на рис. 7.5 показан штриховой линией), то в автогенераторе сохраняется жесткий режим самовозбуждения. Однако при увеличении коэффициента передачи цепи обратной связи  $\beta_C$  порог возбуждения генератора начнет понижаться и при опускании линии  $1/\beta_C$  ниже значения  $1/\beta_1$  режим возбуждения из жесткого переходит в мягкий.

*Контрольные вопросы*

1. Какой режим называют «мягким» режимом самовозбуждения?
2. Какой режим называют «жестким» режимом самовозбуждения?
3. При каком соотношении коэффициентов передачи усилителя и цепи обратной связи существуют мягкий и жесткий режимы самовозбуждения?
4. Как графически определить амплитуду входного колебания, необходимую для работы генератора при жестком режиме самовозбуждения?
5. Каким способом можно перейти из режима жесткого в режим мягкого самовозбуждения?

#### 7.1.4 ГЕНЕРАТОР ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ С ТРАНСФОРМАТОРНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

*Генератором гармонических колебаний* называют устройство, формирующее колебания синусоидальной (косинусоидальной) формы. По построению цепи ОС их делят на *трансформаторные*, если в качестве ее используется трансформатор, *трехточечные* — при использовании отвода (средней точки) одной из ветвей колебательного контура, *RC-генераторы* — если для ОС применяются RC-цепи. В усилительных каскадах любых автогенераторов активные элементы обычно используют в режимах максимального усиления: биполярные транзисторы включают по схеме с ОЭ, полевые — с общим истоком, лампы — с общим катодом. Коэффициент усиления таких каскадов составляет десятки и сотни, поэтому для выполнения условия существования в автогенераторе колебаний коэффициент передачи цепи обратной связи может быть выбран любым  $\beta_C \geq 1/K$ , а значит, баланс амплитуд обычно обеспечивается без труда.

Особенностью перечисленных каскадов является наличие сдвига фаз между их выходным и входным напряжениями, который составляет  $180^\circ$ . В этом случае для обеспечения в автогенераторах баланса фаз необходимо, чтобы сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями цепи обратной связи тоже составлял  $180^\circ$ . Это достигается разными способами. Рассмотрим некоторые варианты построения автогенераторов.

На рис. 7.6 приведена принципиальная схема одного из наиболее простых и распространенных — трансформаторного генератора гармонических колебаний.

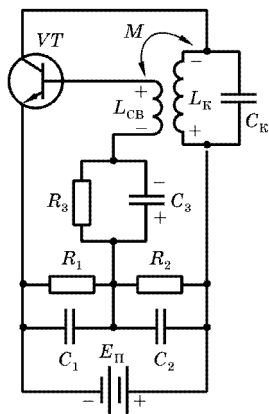


Рис. 7.6

Формирование выходного напряжения происходит в нем с помощью резонансного усилителя, выполненного на транзисторе  $VT$ , включенном по схеме с ОЭ. Нагрузкой усилителя служит колебательный контур  $L_K C_K$ , настроенный на частоту генерируемого колебания. Внешняя нагрузка к генератору может быть подключена как традиционным способом — через разделительный конденсатор к выходу усилителя (между коллектором и эмиттером  $VT$ ), так с помощью дополнительной катушки связи, размещенной с  $L_K$  на общем сердечнике.

Резистивный делитель  $R_1, R_2$  задает для транзистора напряжение начального смещения, которое с помощью блокировочных конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  для переменной составляющей тока поддерживается неизменным. Цепочка  $R_3 C_3$  создает автоматическое смещение, уменьшающее коэффициент передачи усилителя при больших входных напряжениях и обеспечивающее стационарный режим работы генератора при выходных напряжениях, далеких от полного использования напряжения питания. Рассмотрим это подробнее.

Автоматическое смещение в генераторе (рис. 7.6) создается следующим образом. При малых амплитудах колебания напряжение, передаваемое с помощью  $L_{CB}$ , мало. Оно существенно меньше напряжения смещения, создаваемого делителем  $R_1, R_2$ , и транзистор  $VT$  открыт в любой момент времени. В этом случае напряжение на  $C_3$  определяется только током начального смещения, протекающим через  $R_3$ , включенном параллельно этому конденсатору. При этом на сколько конденсатор  $C_3$  зарядится при воздействии одной полуволны напряжения, действующего на  $L_{CB}$ , на столько же он разрядится при другой полуволне.

По мере возрастания амплитуды колебания положение меняется. Если амплитуда напряжения на  $L_{CB}$  станет близкой к напряжению запирающего транзистора, то режим работы  $VT$  будет другой. Во время положительной полуволны напряжения транзистор будет открыт и насыщен. В этом случае ток,

протекающий по цепи, включающей катушку  $L_{CB}$ , база-эмиттерный переход  $VT$ , параллельно соединенные между собой  $R_1$ ,  $C_1$  и  $R_3$ ,  $C_3$ , заряжает конденсатор  $C_3$  с полярностью, показанной на рис. 7.6. В другую полуволну колебания результирующая сумма напряжений на  $R_1$ ,  $C_1$ ;  $R_3$ ,  $C_3$ , и  $L_{CB}$  станет меньше порога открывания  $VT$ , и транзистор закроется. Теперь конденсатор  $C_3$  будет разряжаться лишь через  $R_3$ . Это значительно уменьшит скорость его разряда и не позволит полностью компенсировать накопленный заряд. Запирающее напряжение на  $C_3$  начнет увеличиваться, компенсируя начальное смещение и переводя рабочую точку транзистора сначала на нелинейный участок его входной характеристики, а затем в область запираения транзистора. Коэффициент усиления каскада уменьшается, что приводит к появлению на графике зависимости  $K = f(U_{BX})$  усилителя падающего участка при амплитудах входного напряжения еще не вызывающих насыщение транзистора, а значит, отсечка на формируемом колебании будет отсутствовать.

Цепь обратной связи генератора (рис. 7.6) представляет собой трансформатор, первичной обмоткой которого служит катушка  $L_K$ , а вторичной — индуктивно связанная с ней катушка  $L_{CB}$  ( $M$  — коэффициент взаимной индукции катушек). Как указывалось выше, сдвиг фазы между выходным и входным напряжениями усилительного каскада, собранного по схеме с общим эмиттером, составляет  $180^\circ$ . Поэтому для выполнения баланса фаз цепь обратной связи должна вносить сдвиг фазы еще на  $180^\circ$ . Это достигается соответствующей фазировкой катушек трансформатора (для определенности на рис. 7.6 около их выводов поставлены знаки мгновенной полярности напряжений).

При рассмотрении условий самовозбуждения учитывается, что в простейшем случае частота возникающих колебаний будет совпадать с собственной частотой контура, а коэффициенты передачи могут быть найдены по следующим формулам: для усилителя  $K = h_{21Э} R_{KP} / h_{11Э}$ , для цепи обратной связи  $\beta_C = U_{ВЫХ ОС} / U_{ВЫХ} = M / L_K$ , где  $h_{21Э}$  — коэффициент передачи по току, а  $h_{11Э}$  — входное сопротивление транзистора, включенного по схеме с ОЭ;  $R_{KP} = \rho Q$  — сопротивление контура на резонансной частоте  $\omega_0$ . Поэтому колебания возникнут, когда  $K\beta_C = h_{21Э} Q \omega_0 M / h_{11Э} \geq 1$ .



### Контрольные вопросы и задания

1. Нарисуйте принципиальную схему трансформаторного автогенератора гармонических колебаний. Расскажите о назначении всех его элементов.
2. Расскажите, как в этом автогенераторе выполняется баланс фаз.
3. Объясните, как в нем обеспечивается уменьшение коэффициента усиления при увеличении амплитуды входного сигнала.

### 7.1.5. ТРЕХТОЧЕЧНЫЙ ГЕНЕРАТОР ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

В некоторых генераторах в качестве цепи обратной связи используется ветвь параллельного колебательного контура, состоящая из последовательно соединенных конденсатора и катушки индуктивности. Если другая его ветвь содержит только катушку индуктивности, то говорят об индуктивной трехточке, а если конденсатор, то — об емкостной. В таких автогенераторах усилительный элемент оказывается подключенным к трем точкам колебательного контура, поэтому они называются *трехточечными*.

Одна из схем такого генератора приведена на рис. 7.7. В нем усилитель собран на транзисторе  $VT$ , включенном по схеме с ОЭ. Его полезной нагрузкой служит колебательный контур ( $C_1, C_2, L_K$ ).

Как и в генераторе гармонических колебаний с трансформаторной обратной связью, здесь внешняя нагрузка может быть подключена либо традиционным способом — через разделительный конденсатор к выходу усилителя (между коллектором и эмиттером  $VT$ ), либо с помощью дополнительной катушки связи, размещенной с  $L_K$  на общем сердечнике. Резистор  $R_K$  — обеспечивает подачу на транзистор

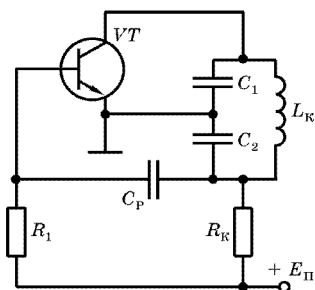


Рис. 7.7

печивает подачу на транзистор напряжения питания и предотвращает замыкание по переменному току конденсатора  $C_2$ . Конденсатор  $C_P$  — разделительный, он препятствует передаче постоянного напряжения из коллекторной цепи в цепь базы. Резистор  $R_1$  создает начальное смещение, переводя автогенератор из жесткого режима самовозбуждения в мягкий.

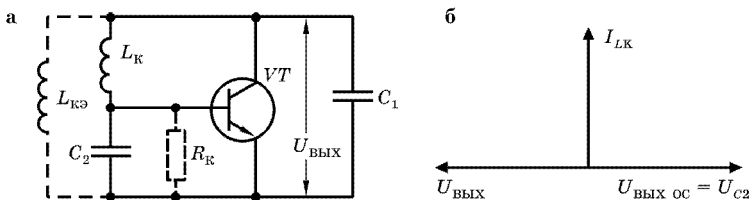


Рис. 7.8

Для упрощения рассмотрения работы автогенератора заменим его принципиальную схему эквивалентной, справедливой для переменного тока (рис. 7.8,а). В ней между коллектором и эмиттером транзистора включен конденсатор  $C_1$ , а параллельно ему цепь, состоящая из последовательно соединенных катушки индуктивности  $L_K$  и  $C_2$ , образующих совместно с  $C_1$  колебательный контур.

Разделительный конденсатор  $C_P$  для генерируемого колебания представляет собой короткое замыкание, поэтому на эквивалентной схеме он опущен, и точка соединения  $L_K$  и  $C_2$  подключена к базе транзистора непосредственно. Влиянием  $R_1$ , подключенного к базе  $VT$ , можно пренебречь, так как он, задавая начальный режим транзистора, не влияет на формируемое колебание.

При рассмотрении работы генератора считаем, что напряжение его источника питания  $E_{П}$  постоянно при любой величине протекающего через источник тока. В этом случае изменение напряжения  $\Delta E_{П} \rightarrow 0$  и внутренне дифференциальное сопротивление источника питания  $r_E = \Delta E_{П} / \Delta I_{П} = 0$  при любом изменении тока. Таким образом, для переменной составляющей источник питания представляет короткое замыкание. Следовательно, резистор  $R_K$  оказывается подключенным параллельно конденсатору  $C_2$ . Учитывая, что сопротивление резистора  $R_K$  значительно (десятки килоом) и слабо сказывается на добротности контура — влиянием  $R_K$  можно пренебречь, поэтому на рис. 7.8,а он изображен штрихами.

Из рассмотрения эквивалентной схемы автогенератора (рис. 7.8,а) видно, что коэффициент передачи усилителя достигает максимального значения на резонансной частоте контура ( $\omega_0$ ) и, как и раньше, может быть найден по формуле  $K = h_{21Э} R_{KP} / h_{11Э}$ , где  $R_{KP} = \rho Q$  — сопротивление контура между точками подключения  $C_1$  на резонансной частоте  $\omega_0$ . Цепь

обратной связи представляет собой делитель, одно плечо которого образовано конденсатором  $C_2$ , а второе — катушкой  $L_K$ . Его коэффициент передачи рассчитывается по формуле:  $\beta_C = -jX_{C2}/(jX_{LK} - jX_{C2})$ , где  $X_{C2} = 1/\omega_0 C_2$ , а  $X_{LK} = \omega_0 L_K$ . Однако часто при практических расчетах величина индуктивности катушки  $L_K$  неизвестна, и в этом случае можно воспользоваться другой, эквивалентной, формулой. Действительно, в колебательном контуре на резонансной частоте сопротивления его ветвей ( $C_1$  и  $L_K$ ,  $C_2$ ) и токи в них одинаковы. Поэтому напряжение на входе цепи обратной связи, равное напряжению на контуре, может быть найдено как напряжение на цепи, содержащей конденсатор  $C_1$ , то есть по формуле:  $\underline{U}_{ВХ\text{ ОС}} = \underline{U}_{ВЫХ} = \underline{I}_{C1}/j\omega_0 C_1$ , где  $\underline{I}_{C1}$  — ток, протекающий через  $C_1$ . Напряжение на выходе цепи обратной связи, то есть на конденсаторе  $C_2$ , равно  $\underline{U}_{ВЫХ\text{ ОС}} = \underline{I}_{LK}/j\omega_0 C_2$ , где  $\underline{I}_{LK}$  — ток, протекающий через  $L_K$ . На резонансной частоте  $\underline{I}_{C1}$  и  $\underline{I}_{LK}$  равны по величине и противоположны по знаку, тогда модуль коэффициента передачи цепи обратной связи может быть найден по формуле  $\beta_C = C_1/C_2$ . Если его величина больше  $1/K$ , то в таком автогенераторе возникают колебания.

Рассмотрим выполнение в автогенераторе баланса фаз, воспользовавшись для этого составленной эквивалентной схемой (рис. 7.8,а). Найдем сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями цепи обратной связи, используя векторную диаграмму. Одна из ветвей контура состоит из конденсатора  $C_1$ . Как известно, резонанс наступает, если ветви контура имеют противоположный характер реактивности. Тогда ветвь, состоящая из последовательно соединенных  $L_K$  и  $C_2$ , должна быть заменена эквивалентной катушкой индуктивности  $L_{KЭ}$  (см. рис. 7.8,а).

При построении векторной диаграммы в качестве базового выберем вектор выходного напряжения усилителя  $U_{ВЫХ}$  (рис. 7.8,б). Вектор тока  $I_{LK}$ , протекающего через  $L_{KЭ}$ , отстает от базового вектора ( $U_{ВЫХ}$ ) на угол, равный  $90^\circ$ . Этот ток протекает одновременно через  $L_K$  и конденсатор  $C_2$ , напряжение на котором также отстает по фазе от  $I_{LK}$  еще на  $90^\circ$ . Следовательно, сдвиг фазы между  $U_{ВЫХ\text{ ОС}}$  и  $U_{ВЫХ}$ , выходным и входным напряжением цепи обратной связи составляет  $180^\circ$ . Как уже указывалось, транзистор усилителя включен по схеме с ОЭ, что создает сдвиг фаз между его выходным и входным напряжениями также равный  $180^\circ$ . Таким образом, суммарный сдвиг фаз в петле обратной связи составит  $360^\circ$ .

*Контрольные вопросы и задания*

1. Нарисуйте принципиальную схему трехточечного автогенератора и укажите назначение его элементов.
2. Нарисуйте и обоснуйте его эквивалентную схему.
3. Обоснуйте с помощью векторной диаграммы выполнение в трехточечном автогенераторе баланса фаз.

**7.1.6.  
RC-ГЕНЕРАТОРЫ  
ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ**

Недостатком генераторов гармонических колебаний с использованием резонансных усилителей является необходимость применения в них колебательных контуров, катушки индуктивности которых в случае низкочастотного диапазона оказываются громоздкими. Это затрудняет микроминиатюризацию аппаратуры. Поэтому актуальным является создание генераторов, не имеющих катушек индуктивности. Одним из их вариантов являются RC-генераторы. В них фильтрация колебаний и сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями цепи обратной связи создается при помощи RC-ячеек. Существует несколько разновидностей таких генераторов, одна из которых приведена на рис. 7.9.

На рис. 7.9,а приведена функциональная, а на рис. 7.9,б — принципиальная схемы генератора с набором RC-ячеек в цепи обратной связи. Здесь, как и обычно, внешняя нагрузка может быть подключена к генератору через дополнительный разделительный конденсатор, подсоединенный к выходу усилителя (между коллектором и эмиттером VT). Как известно, при последовательно соединенных резисторе и конденсаторе сдвиг фаз, возникающий между напряжением на любом из них и суммарном напряжении, действующем на входе такой цепи, может изменяться от 0 до 90°. Значит, для обеспечения сдвига

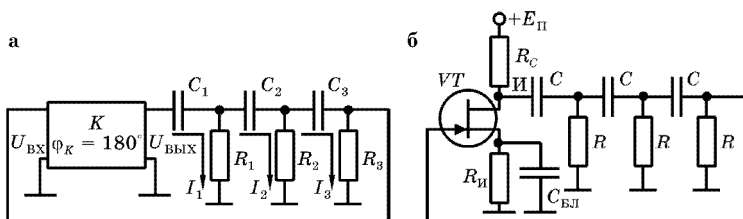


Рис. 7.9

фаз  $180^\circ$  достаточно использовать две такие ячейки. Однако в этом случае коэффициент передачи цепи будет стремиться к нулю, что в автогенераторах затруднит выполнение баланса амплитуд. Поэтому компромиссным считается использование трех  $RC$ -ячеек, сдвиг фазы в каждой из которых выбирают близким к  $60^\circ$ , тогда суммарный сдвиг фаз составит  $180^\circ$ . Если, как и раньше, в качестве усилителя использовать каскад, создающий сдвиг фаз  $180^\circ$ , то общий сдвиг фаз составит  $360^\circ$  и баланс фаз будет выполнен.

Найдем величину коэффициента передачи цепи обратной связи такого генератора. При этом отметим, что цепь обратной связи состоит из трех контуров, в первый из которых входят конденсатор  $C_1$ , резистор  $R_1$ , и к нему приложено напряжение  $\underline{U}_{\text{ВЫХ}}$ . Второй контур состоит из резисторов  $R_1, R_2$  и конденсатора  $C_2$ . Третий контур включает в себя резисторы  $R_2, R_3$  и конденсатор  $C_3$ . Для каждого из контуров составим систему уравнений, считая, что направление обхода контура совпадает с его током (соответственно с  $I_1, I_2$  и  $I_3$ ). Напомним, что сумма напряжений, действующих на элементах контура, должна быть равна сумме ЭДС, включенных в контур. Если направления обхода контура и тока через его элемент совпадают, то слагаемые суммируются, в противном случае — вычитаются. Тогда получающаяся система уравнений будет иметь вид:

$$\begin{cases} \left( \frac{1}{j\omega C_1} + R_1 \right) I_1 - R_1 I_2 = \underline{U}_{\text{ВЫХ}}; \\ -R_1 I_1 + \left( \frac{1}{j\omega C_2} + R_2 + R_1 \right) I_2 - R_2 I_3 = 0; \\ -R_2 I_2 + \left( \frac{1}{j\omega C_3} + R_3 + R_2 \right) I_3 = 0. \end{cases}$$

Обозначим  $X_C = 1/\omega C$  и примем, что  $C_1 = C_2 = C_3 = C$  и  $R_1 = R_2 = R_3 = R$ . Если приведенную систему решить относительно  $I_3$ , получим:

$$I_3 = -\frac{\underline{U}_{\text{ВЫХ}} R^2}{R^3 - 5RX^2 + j(X^3 - 6R^2X)}.$$

Тогда коэффициент передачи цепи обратной связи:

$$\beta_{\text{с}} = \frac{I_3 R}{\underline{U}_{\text{ВЫХ}}} = -\frac{R^3}{R^3 - 5RX^2 + j(X^3 - 6R^2X)}.$$

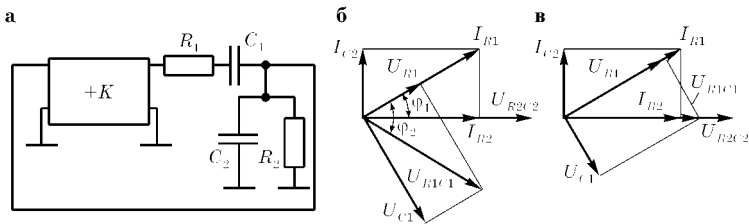


Рис. 7.10

На частоте генерации  $\omega = \omega_G$  сдвиг фаз должен составлять  $180^\circ$ , а значит, мнимую часть этого выражения нужно приравнять нулю:  $X^3 - 6R^2X = 0$ . Тогда получим  $\omega_G = 1/\sqrt{6RC}$ , а модуль коэффициента передачи  $\beta_C = 1/29$ . Следовательно, требуемый коэффициент усиления усилителя  $K \geq 29$ .

На рис. 7.10,а приведена еще одна схема RC-генератора.

В нем усилитель  $K$  неинвертирующий, то есть сдвиг фаз между его выходным и входным напряжениями равен нулю (на рис. 7.10,а это показано знаком «+»). Тогда цепь обратной связи, состоящая из  $R_1, C_1, R_2, C_2$ , на одной из частот также должна обеспечивать сдвиг фаз, равный нулю. Если на этой частоте выполняется и баланс амплитуд, то в устройстве возникают незатухающие колебания. Найдём частоту генерации. Обозначим через  $Z_2$  и  $Z_1$  комплексные сопротивления ветвей, состоящих соответственно из параллельно соединённых  $R_2C_2$  и последовательно включённых  $R_1C_1$ . Тогда коэффициент передачи цепи обратной связи:

$$\begin{aligned} \beta_C &= \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{\frac{R_2 / j\omega C_2}{R_2 + 1 / j\omega C_2}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{R_2 / j\omega C_2}{R_2 + 1 / j\omega C_2}} = \frac{\frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}} = \\ &= \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j(\omega C_2 R_1 - 1 / \omega C_1 R_2)}. \end{aligned}$$

Для обеспечения нулевого сдвига фазы необходимо найти частоту генерации  $\omega_G$ , на которой мнимая часть знаменателя будет равна нулю, то есть  $\omega_G C_2 R_1 - 1 / \omega_G C_1 R_2 = 0$ . Его решение даёт  $\omega_G = 1 / \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}$ . Если принять  $R_1 = R_2, C_1 = C_2$ , то  $\omega_G = 1 / RC$ . На этой частоте модуль коэффициента передачи цепи обратной связи  $\beta_C = 1/3$ . Следовательно, для существования автоколебаний усилитель должен иметь коэффициент передачи  $K \geq 3$ .

Приведенные выше соотношения могут быть получены на основании векторной диаграммы, показывающей условия отсутствия сдвига фаз между входным и выходным напряжениями в цепи обратной связи. При ее построении в качестве базового выберем выходное напряжение цепи обратной связи —  $U_{R_2C_2}$  на параллельно соединенных  $R_2$  и  $C_2$ . Ток, протекающий через резистор  $R_2$ , совпадает по фазе с этим напряжением (то есть пойдет по тому же вектору), а ток через конденсатор  $C_2$  — опережает  $U_{R_2C_2}$  на угол, равный  $90^\circ$  (рис. 7.10,б). Оба эти тока ( $I_{R_2}$  и  $I_{C_2}$ ) образуют общий ток, протекающий через  $R_1$  и  $C_1$ , —  $I_{R_1}$ . Возникающий при этом сдвиг фаз между напряжением  $U_{R_2C_2}$  и общим током ( $I_{R_1}$ ) обозначим через  $\varphi_1$ .

Напряжение, созданное на резисторе  $R_1$ , совпадает по фазе с  $I_{R_1}$ , а напряжение на  $C_1$  отстает от него на угол, равный  $90^\circ$ . Обозначим результирующий вектор суммы этих напряжений —  $U_{R_1C_1}$ , а сдвиг фаз между  $I_{R_1}$  и  $U_{R_1C_1}$  — через  $\varphi_2$ . Если сдвиг фазы в цепи обратной связи между входным (равным  $U_{R_1C_1} + U_{R_2C_2}$ ) и выходным ( $U_{R_2C_2}$ ) напряжениями будет равен нулю, то векторы  $U_{R_1C_1}$  и  $U_{R_2C_2}$  совпадут и будут направлены в одну сторону, то есть  $\varphi_1 = \varphi_2$ . Учитывая, что  $\varphi_1 = \text{arctg}(I_{C_2}/I_{R_2}) = \text{arctg}(\omega C_2/(1/R_2))$ , а  $\varphi_2 = \text{arctg}(U_{C_1}/U_{R_1}) = \text{arctg}((1/\omega C_1)/R_1)$ ,

получаем, что на частоте генерации  $1/\omega C_1 R_1 = \omega C_2 R_2$ . Векторная диаграмма в этом случае примет вид, показанный на рис. 7.10,в, а частота генерации определяется по формуле  $\omega_T = 1/\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}$ , совпадающей с полученной ранее.

Один из вариантов схемы генератора, построенного по такому принципу, приведен на рис. 7.11.

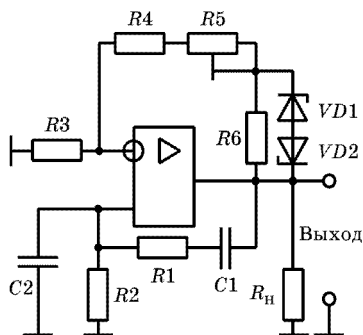


Рис. 7.11

Здесь усилитель реализован на базе ОУ, резисторы  $R_3$ – $R_6$  определяют его коэффициент усиления. Для снижения усиления при увеличении амплитуды входного сигнала (правый склон характеристики рис. 7.5) параллельно резистору  $R_6$  включены встречно стабилитроны  $VD_1$  и  $VD_2$ . Когда напряжение на них превышает

величину, равную сумме напряжения стабилизации для одного диода и порога открывания — для другого, часть тока цепи обратной связи начинает протекать через  $VD1$  и  $VD2$ , при этом коэффициент передачи усилителя уменьшается, стремясь к  $K = 1 + (R4 + R5)/R3$ .

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Нарисуйте функциональную схему и укажите назначение элементов  $RC$ -генератора, цепь обратной связи которого обеспечивает сдвиг фаз  $180^\circ$ .
2. При каких условиях в нем выполняются балансы амплитуд и фаз?
3. Нарисуйте функциональную схему и расскажите о назначении элементов  $RC$ -генератора, частотно-зависимая цепь обратной связи которого не вносит сдвига фаз.
4. Постройте векторную диаграмму, показывающую отсутствие сдвига фаз в цепи обратной связи.

## 7.2.

### ИМПУЛЬСНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

*Импульсными генераторами* называются устройства формирования негармонических колебаний. Их форма может быть любой: прямоугольной, треугольной, пилообразной или любой другой и, как правило, по ее виду вводят названия генераторов, например: генераторы прямоугольных сигналов, генераторы пилообразных импульсов и т. д.

Специфичность формы генерируемых колебаний вносит особенности, отличающие работу импульсных генераторов от автогенераторов гармонических сигналов. Активные элементы последних (транзисторы, электронные лампы) обычно работают в непрерывном режиме, при котором выполняются оба условия самовозбуждения — балансы амплитуд и фаз. При генерировании прямоугольных колебаний основное их формирование происходит, как правило, когда активные элементы генератора находятся либо в закрытом, либо полностью открытом (вплоть до насыщения) состоянии. И лишь при формировании фронта и среза колебания они находятся в активном режиме, при котором выполняются балансы амплитуд и фаз. Это обеспечивает высокую скорость перехода активных элементов из одного состояния в другое, крутые фронт и срез, а значит, генерацию формы сигналов, близкую к идеальной.



### 7.2.1. ВРЕМЯЗАДАЮЩИЕ RC-ЦЕПИ

Как уже отмечалось, в генераторах прямоугольных импульсов формирование вершины и паузы осуществляется активными элементами, переключение которых из одного состояния в другое происходит соответственно через время длительности импульса ( $t_{И}$ ) или паузы —  $t_{П}$ . Очень часто для этой цели используют инерционность накопления или уменьшения заряда в реактивных элементах, обычно в конденсаторах, которые называются *времязадающими* или *хронирующими*. Их заряд и разряд осуществляется, как правило, через резисторы или их эквиваленты (например, транзисторы), поэтому рассмотрим процессы, происходящие в простейшей RC-цепи (рис. 7.12,а), воспользовавшись для этого классическим методом расчета переходных процессов, рассмотренным в разделе 2.2.

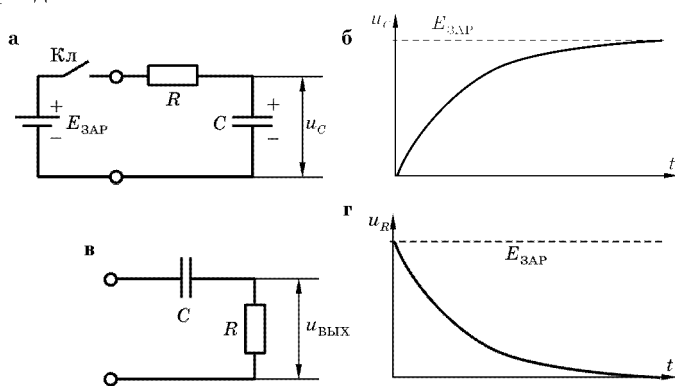


Рис. 7.12

Предположим, что в исходном состоянии ключ КЛ разомкнут, конденсатор  $C$  разряжен, напряжение на нем  $u_C = 0$ , ток по цепи не протекает, и напряжение на резисторе  $R$  также отсутствует ( $u_R = 0$ ). Замкнем ключ КЛ, подавая на вход RC-цепи постоянное напряжение  $E_{ЗАР}$ . Согласно второму закону Кирхгофа сумма напряжений на элементах образующегося здесь контура равна сумме ЭДС, действующих в нем, то есть в любой момент времени

$$E_{ЗАР} = u_R(t) + u_C(t). \quad (7.2)$$

Напряжение на конденсаторе мгновенно измениться не может, так как оно связано с процессом накопления заряда на его обкладках, а значит, с величиной и длительностью протекания тока через конденсатор:

$$u_C = \frac{1}{C} \int_0^t i_C(t) dt, \quad (7.3)$$

где  $C$  — емкость конденсатора,  $i_C$  — мгновенное значение тока, протекающего через него,  $t$  — момент времени отсчета напряжения. Интегрированием суммируются подошедшие заряды (порции количества электричества), а их общая величина, равномерно усредненная по емкости конденсатора, определит значение напряжения на нем. В начальный момент ( $t = 0$ )  $u_C = 0$ , все напряжение  $E_{\text{ЗАР}}$  оказывается приложенным к резистору  $R$  и через него начинает протекать ток  $i_R(t = 0) = E_{\text{ЗАР}}/R$ . Этот ток является общим током цепи и течет одновременно через конденсатор  $i_R(t) = i_C(t)$ , создавая и увеличивая напряжение на нем.

Согласно (7.2) возрастание  $u_C(t)$  приводит к уменьшению напряжения на резисторе  $u_R(t) = E_{\text{ЗАР}} - u_C(t)$  (рис. 7.12,г), а значит, уменьшению его тока  $i_R(t) = u_R(t)/R$  и замедлению процесса заряда конденсатора, то есть снижению скорости увеличения  $u_C(t)$  на рис. 7.12,б. Для численных расчетов перепишем (7.2) с учетом рассмотренных выше процессов. Ток, протекающий через конденсатор, можно выразить из (7.3) через напряжение  $u_C(t)$ :  $i_C(t) = C du_C/dt$ , но, как и прежде,  $i_C(t) = i_R(t)$ . Тогда (7.2) запишется в виде:

$$E_{\text{ЗАР}} = R i_R(t) + u_C(t) = RC du_C/dt + u_C(t). \quad (7.4)$$

Это линейное неоднородное дифференциальное уравнение первого порядка, и, как уже указывалось в разделе 2.2, его решение состоит из двух слагаемых. Первое — частное решение неоднородного уравнения, показывающее установившееся значение независимой переменной, в данном случае —  $u_C(t)$ , при промежутке времени, значительно превышающем переходный процесс (в идеале — бесконечно большом)  $u_C(t) = u_C(t = \infty)$ . Здесь это — напряжение, до которого сможет зарядиться конденсатор. Второе — общее решение однородного дифференциального уравнения, которое получится при  $E_{\text{ЗАР}} = 0$ . Оно записывается в виде:  $u_C(t) = A \exp(-t/RC)$ , где  $A$  — постоянный

коэффициент (постоянная интегрирования), определяемый начальными условиями. В общем виде:  $u_C(t) = u_C(t = \infty) + A \exp(-t/RC)$ . Для рассматриваемого случая максимальное напряжение, до которого может зарядиться конденсатор  $u_C(t = \infty) = E_{\text{ЗАР}}$ . При определении коэффициента  $A$  следует учесть, что в исходном состоянии конденсатор разряжен  $u_C(t = 0) = 0$  и для него приведенное выше решение имеет вид:  $u_C(t = 0) = 0 = E_{\text{ЗАР}} + A \exp[-(t = 0)/RC]$ , откуда  $A = -E_{\text{ЗАР}}$ . Таким образом,

$$u_C(t) = E_{\text{ЗАР}}[1 - \exp(-t/RC)] = E_{\text{ЗАР}}[1 - \exp(-t/\tau_C)], \quad (7.5)$$

где  $\tau_C = RC$  — постоянная времени цепи — время, в течение которого напряжение на реактивном элементе (в данном случае конденсаторе) изменяется в  $e$  раз. График этого напряжения приведен на рис. 7.12,б. Протекающий в это время по цепи ток и выделяющееся на резисторе  $R$  напряжение совпадают между собой по форме (резистор — линейный безинерционный элемент) и могут быть найдены по формулам:

$$u_R(t) = E_{\text{ЗАР}} - u_C(t) = E_{\text{ЗАР}} \exp(-t/\tau_C) \text{ и } i_R(t) = u_R(t)/R. \quad (7.6)$$

Их график показан на рис. 7.12,г. Как видно из (7.3), напряжение на конденсаторе  $u_C(t)$  определяется интегрированием тока  $i_C(t)$ , а ток  $i_C(t) = i_R(t) = u_R(t)/R$ , в свою очередь, — дифференцированием  $u_C(t)$ . Поэтому  $RC$ -цепи, выходным напряжением которых является напряжение на конденсаторе (см. рис. 7.12,а) иногда называются **интегрирующими**, а если напряжение на резисторе  $u_R(t)$  (рис. 7.12,в), то — **дифференцирующими**. Зная начальные и конечные значения изменения напряжения на этих элементах, можно по формулам (7.5) и (7.6) определить промежутки времени, в течение которых они происходят. Например, если напряжение на конденсаторе изменяется от значения 0 до  $0,9 E_{\text{ЗАР}}$ , то для первого из них можно записать:  $0 = E_{\text{ЗАР}} [1 - \exp(-t_1/\tau_C)]$ , откуда  $t_1 = 0$ ; для второго:  $0,9 E_{\text{ЗАР}} = E_{\text{ЗАР}} [1 - \exp(-t_2/\tau_C)]$ ,  $t_2 = -\tau_C \ln 0,1$ , тогда  $\Delta t = t_2 - t_1 = -\tau_C \ln 0,1 \approx 2,3\tau_C$ .

Иногда время переключения активного элемента определяется временем разряда первоначально заряженного конденсатора. Предположим, что конденсатор  $C$  (рис. 7.13,а) заряжен до напряжения  $E_{\text{ЗАР}}$  и в момент  $t = 0$  ключ  $K$  замыкается.

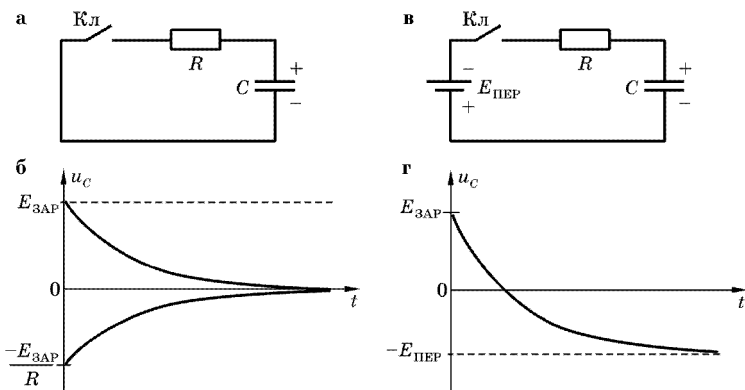


Рис. 7.13

В этом случае все напряжение на конденсаторе  $u_C(t=0) = E_{\text{ЗАР}}$  оказывается приложенным к резистору, и через него начинает протекать ток  $i_R(t) = u_R(t)/R = u_C(t)/R$ . Как и раньше, этот ток является общим током цепи и, протекая через конденсатор, разряжает его. Теперь уравнение (7.4) должно быть переписано в виде:  $RCdu_C/dt + u_C(t) = 0$  и его решение  $u_C(t) = E_{\text{ЗАР}} \exp(-t/\tau_C)$ . Соответствующий график приведен на рис. 7.13,б. Ток, протекающий при этом по цепи,  $i(t) = Cdu_C/dt = -(E_{\text{ЗАР}}/R) \exp(-t/\tau_C)$ . Знак «-» означает, что ток разряда противоположен направлению тока заряда конденсатора и напряжения  $u_C(t)$  и  $u_R(t)$  при обходе контура включены навстречу друг другу. Однако если начать сравнивать эти напряжения по отношению к одной из обкладок конденсатора, они совпадут, так как оба элемента в этом случае окажутся включенными параллельно.

В некоторых случаях происходит не только разряд, но и перезаряд конденсатора (смена знака напряжения, действующего на его обкладках). Это возможно, если к цепи приложен источник ЭДС ( $E_{\text{ПЕР}}$ ), полярность которого противоположна напряжению на конденсаторе (рис. 7.13,в). В этом случае формула (7.4) примет вид:  $RCdu_C/dt + u_C(t) = -E_{\text{ПЕР}}$ . Тогда максимальное напряжение, до которого может зарядиться конденсатор,  $u_C(t = \infty) = -E_{\text{ПЕР}}$ .

Если начальное значение напряжения заряженного конденсатора, как и в предыдущем случае, принять равным  $E_{\text{ЗАР}}$ , то  $u_C(t=0) = E_{\text{ЗАР}}$ , и при определении коэффициента  $A$  можно

записать  $E_{\text{ЗАР}} = -E_{\text{ПЕР}} + A \exp[-(t - 0)/RC]$ , откуда  $A = E_{\text{ЗАР}} + E_{\text{ПЕР}}$ . Таким образом,

$$\begin{aligned} u_C(t) &= -E_{\text{ПЕР}} + (E_{\text{ЗАР}} + E_{\text{ПЕР}}) \exp(-t/\tau_C) = \\ &= E_{\text{ЗАР}} - (E_{\text{ЗАР}} + E_{\text{ПЕР}}) [1 - \exp(-t/\tau_C)]. \end{aligned} \quad (7.7)$$

Физически это объясняется тем, что в момент коммутации (замыкания ключа К1) к резистору  $R$  оказывается приложенным напряжение  $E_{\text{ЗАР}} + E_{\text{ПЕР}}$  (они синфазны и складываются), которое определяет ток разряда конденсатора и степень уменьшения напряжения на нем. График изменения  $u_C(t)$  приведен на рис. 7.13,г.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Нарисуйте  $RC$ -цепь, изобразите и поясните графики изменения напряжения на конденсаторе и тока в такой цепи.
2. Как рассчитать напряжение, выделяющееся на конденсаторе, при подаче на вход цепи (см. рис. 7.12,а) постоянного напряжения?
3. Как рассчитать напряжение, выделяющееся на резисторе, при подаче на вход цепи (рис. 7.12,а) постоянного напряжения?
4. Какие цепи называются интегрирующими и дифференцирующими?
5. Чем процессы заряда конденсатора отличаются от его разряда?
6. Объясните график изменения напряжения на конденсаторе при подаче на вход цепи напряжения противоположной полярности.

### 7.2.2. АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

Одними из наиболее распространенных импульсных генераторов являются генераторы прямоугольных колебаний. Это связано как с широким применением сигналов такого вида в различных радиотехнических устройствах, так и использованием их в качестве основы при построении генераторов других форм сигналов. Простейшим формирователем прямоугольных периодических колебаний является мультивибратор, типовая принципиальная схема которого приведена на рис. 7.14,а.

Он состоит из двух резисторных усилительных каскадов, иногда называемых плечами, транзисторы которых включены по схеме с ОЭ, и выход каждого из каскадов подключен к входу другого через конденсатор. Транзисторы всегда находятся в противоположных состояниях: когда один открыт, другой — закрыт. Рассмотрим подробнее работу такого генератора.

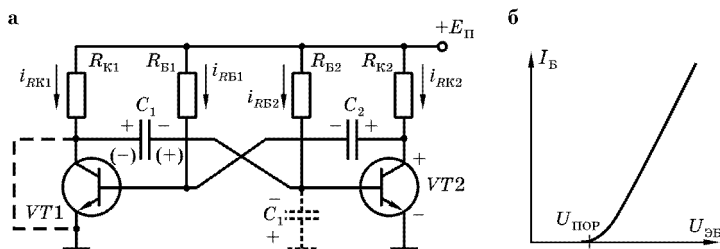


Рис. 7.14

Предположим, что сначала транзистор  $VT1$  открыт полностью, вплоть до насыщения, а  $VT2$  — закрыт. Конденсатор  $C_1$  — заряжен, напряжение на нем близко к  $E_{\Pi}$  и имеет знаки, показанные на рис. 7.14,а около конденсатора сверху. Конденсатор  $C_2$  — разряжен, напряжение на нем близко к нулю. Осциллограммы напряжений на этих элементах приведены на рис. 7.15.

Пусть только что полностью открылся транзистор  $VT1$ , напряжение на нем уменьшилось до остаточного, то есть почти до нуля, и им можно пренебречь (на схеме штрихами изображено короткое замыкание транзистора). Тогда ток через резистор  $R_{K1}$  ( $i_{RK1}$ ) протекает лишь через  $VT1$  и достигает своего максимального значения. Левый вывод конденсатора  $C_1$  (его положительная обкладка) через короткозамкнутый промежуток коллектор—эмиттер  $VT1$  оказывается присоединенным к эмиттеру  $VT2$ , а сам заряженный конденсатор — подключенным к базо-эмиттерному промежутку этого транзистора (на рис. 7.14,а показано пунктиром). Напряжение на  $C_1$  имеет полярность, запирающую  $VT2$ , поддерживает этот транзистор в закрытом состоянии, и ток через  $VT2$  не течет. Тогда весь ток  $i_{RK2}$ , протекающий от  $E_{\Pi}$  через  $R_{K2}$ , ответвляется в цепь, состоящую из  $C_2$  и базо-эмиттерного промежутка  $VT1$ . Его мгновенное значение в любой момент времени может быть рассчитано по формуле  $i_{RK2} = (E_{\Pi} - u_{БЭ1} - u_{C2})/R_{K2}$ . Напряжение на конденсаторе  $C_2$  равно нулю, поэтому  $i_{RK2}$  достигает своего максимального значения и совместно с током  $i_{RB1}$ , протекающим через  $R_{B1}$ , поддерживает  $VT1$  в открытом и насыщенном состоянии.

По мере протекания тока  $i_{RK2}$  через конденсатор  $C_2$  напряжение на нем  $u_{C2}$  возрастает (рис. 7.15,г), стремясь к  $E_{\Pi}$  и уменьшая  $i_{RK2}$  (полярность напряжения  $u_{C2}$  показана на рис. 7.14,а).

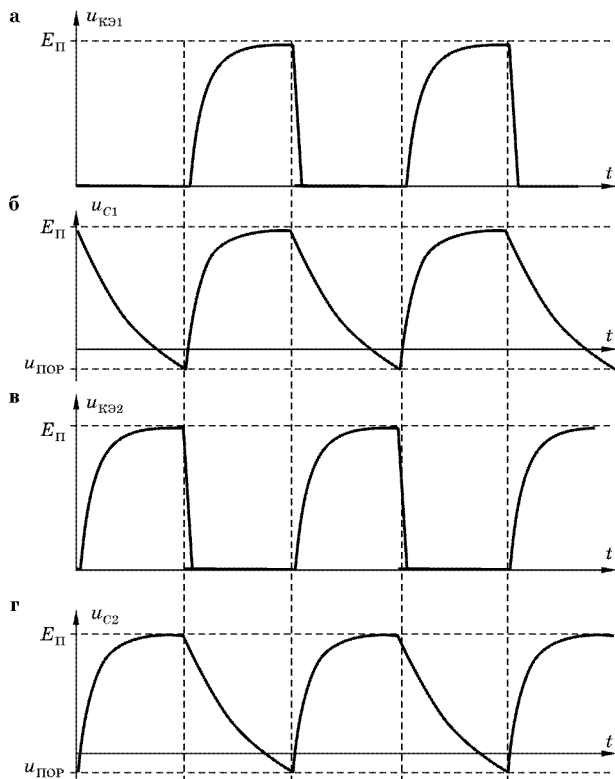


Рис. 7.15

Однако ток  $i_{Б1}$  продолжает сохранять режим насыщения  $VT1$ . Напряжение коллектор–эмиттер  $VT2$  (рис. 7.15, в), определяемое как  $u_{кЭ2} = E_{П} - i_{RК2}R_{К2}$  увеличивается, стремясь к  $E_{П}$ . При этом всегда  $u_{кЭ2} = u_{БЭ1} + u_{с2}$ , а значит, форма напряжения  $u_{кЭ2}$  примерно повторяет форму напряжения на  $C_2$  и величина  $u_{с2}$  несколько меньше (иногда на единицы и доли процента), чем  $u_{кЭ2}$ .

Одновременно от  $E_{П}$  через цепь  $R_{Б2}$  и  $C_1$  протекает ток  $i_{RБ2}$ , компенсирующий заряд конденсатора  $C_1$ , доводя напряжение на нем (рис. 7.15, б) сначала до нуля (полная компенсация), а затем изменяя знак на противоположный (на рис. 7.14, а показано в скобках). Такая полярность напряжения является отпирающей для  $VT2$ , но наличие на его входной характери-

стике (рис. 7.14,б) порога открывания транзистора ( $U_{\text{ПОР}}$ ) не позволяет  $VT2$  сразу же включиться в работу.

При достижении и превышении напряжением на конденсаторе  $C_1$  порога открывания  $VT2$  последний приоткрывается. В этом случае ток  $i_{\text{РК}2}$  начинает частично ответвляться в коллектор  $VT2$ , его величина возрастает, а напряжение  $u_{\text{КЭ}2}$  уменьшается. Напряжение база–эмиттер  $VT1$   $u_{\text{БЭ}1} = u_{\text{КЭ}2} - u_{\text{С}2}$  (знаки напряжений  $u_{\text{КЭ}2}$  и  $u_{\text{С}2}$  показаны на рис. 7.14,а) уменьшается, приоткрывая  $VT1$ . Теперь его коллектор–эмиттерный промежуток уже нельзя представить в виде короткого замыкания, и при дальнейшем рассмотрении нельзя считать, что левая обкладка конденсатора  $C_1$  соединена с эмиттером  $VT2$ . Приоткрывание  $VT1$  приводит к частичному ответвлению тока  $i_{\text{РК}1}$  (ранее полностью протекающего через коллектор  $VT1$ ) в цепь, состоящую из  $C_1$  и база–эмиттерного перехода  $VT2$ , дополнительно приоткрывая этот транзистор. Это, в свою очередь, увеличивает часть тока  $i_{\text{РК}2}$ , протекающую через коллектор  $VT2$ , уменьшает напряжение  $u_{\text{КЭ}2}$ , а значит и  $u_{\text{БЭ}1}$ . Транзистор  $VT1$  дополнительно приоткрывается, увеличивая часть тока, протекающую по цепи  $R_{\text{К}1}$ ,  $C_1$ , база–эмиттерный переход  $VT2$  и приоткрывающую последний. Возникает положительная обратная связь, порождающая лавинообразный процесс, в результате действия которой  $VT2$  открывается полностью, вплоть до насыщения, а  $VT1$  — закрывается.

Процесс перехода  $VT1$  в закрытое, а  $VT2$  — в открытое состояние называется *регенеративным*. Лишь в этом режиме в мультивибраторе оба транзистора находятся в активном состоянии, выполняется баланс амплитуд, и в мультивибраторе действует положительная ОС с петлевым усилением больше единицы. Высокая скорость происходящих при этом переключающих процессов не позволяет напряжению на конденсаторах существенно измениться, и они сохраняют свои значения, существовавшие в момент начала переключения.

После переключения напряжение коллектор–эмиттерного промежутка  $VT2$  (рис. 7.15,в) близко к нулю, и теперь он может быть представлен в виде короткого замыкания. Тогда положительная обкладка конденсатора  $C_2$  (правая на схеме рис. 7.14,а) оказывается присоединенной к эмиттеру  $VT1$ , и напряжение на  $C_2$  начинает поддерживать этот транзистор в закрытом состоянии. Весь ток  $i_{\text{РК}1}$  начинает протекать через  $C_1$



и база–эмиттерный переход  $VT2$ , обеспечивая совместно с током  $i_{РБ2}$  насыщение  $VT2$  и поддержание его в открытом состоянии.

Таким образом, состояния транзисторов и напряжения на конденсаторах изменились на противоположные. Теперь уже транзистор  $VT2$  открыт полностью, вплоть до насыщения, а  $VT1$  — закрыт. Конденсатор  $C_2$  — заряжен, напряжение на нем близко к  $E_{П}$ , а  $C_1$  — разряжен, и напряжение на нем равно  $U_{ПОР}$ , которое значительно меньше  $E_{П}$ , то есть близко к нулю. Все рассмотренные ранее процессы начинают повторяться, но теперь уже в других плечах (рис. 7.15). Из рис. 7.15,а и в видно, что форма генерируемых колебаний близка к прямоугольной. Вершина импульса формируется при закрытом состоянии транзистора, а пауза — при открытом. Фронт импульса определяется как переходом транзистора из открытого состояния в закрытое, так и зарядом конденсатора, подключенного к коллектору этого транзистора; спад — только переходом транзистора из закрытого в открытое состояние, то есть длительностью регенеративного процесса, которая пренебрежимо мала.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Нарисуйте принципиальную схему автоколебательного мультивибратора.
2. Расскажите, как работает мультивибратор.
3. Постройте графики, характеризующие напряжения на конденсаторах и коллектор–эмиттерных промежутках транзисторов.
4. Что в мультивибраторе поддерживает один из транзисторов в открытом, а другой — в закрытом состояниях?
5. Чем определяется длительность фронта генерируемого колебания?
6. Какие процессы определяют продолжительность вершины формируемых импульсов?
7. В чем состоит сущность регенеративного процесса?

#### 7.2.3. ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГЕНЕРИРУЕМОГО КОЛЕБАНИЯ

Найдем величину длительности генерируемого импульса. Как следует из описания работы мультивибратора, она связана с перезарядом конденсатора через резисторы и цепи, которые в простейшем случае могут быть представлены в виде резисторных эквивалентов.

Выше указывалось, что переключение состояния транзисторов происходит, когда напряжение на конденсаторе, поддерживающее транзистор в закрытом состоянии, достигает пороговой величины  $U_{\text{ПОР}}$ . Для определенности рассмотрим режим переключения транзистора  $VT_2$  (рис. 7.14,а) из закрытого состояния в открытое, и происходящий при этом через резистор  $R_{\text{Б2}}$  и открытый транзистор  $VT_1$  перезаряд конденсатора  $C_1$ . Считаем, что перед началом разряда конденсатор заряжен до напряжения  $E_{\text{П}}$ , знаки которого показаны у  $C_1$  на рис. 7.14,а сверху, а транзистор  $VT_1$  открыт полностью, вплоть до насыщения, и сопротивление его коллектор-эмиттерного промежутка равно нулю. В этом случае ток перезаряда будет определяться напряжением, приложенным к  $R_{\text{Б2}}$ . В начале перезаряда его величина, складывающаяся из напряжений на этом конденсаторе и источнике питания, составит  $2E_{\text{П}}$ . Процесс перезаряда закончится, когда  $u_C$  достигнет величины  $U_{\text{ПОР}}$ , имеющей знаки напряжения на конденсаторе, противоположные исходному (на рис. 7.14,а показаны в скобках). Такая ситуация была рассмотрена нами в 7.2.1. Там же показано, что напряжение на конденсаторе в любой момент времени может быть рассчитано с помощью формулы (7.7) при замене в ней  $E_{\text{ЗАР}}$  на  $E_{\text{П}}$ , и  $E_{\text{ПЕР}}$  на  $E_{\text{П}}$ . Тогда  $u_C(t) = E_{\text{П}} - 2E_{\text{П}}[1 - \exp(-t/\tau_{\text{РАЗ}})]$ , где  $\tau_{\text{РАЗ}} = R_{\text{Б2}}C_1$ . Длительность формируемого импульса может быть рассчитана из уравнения  $u_C(t = t_{\text{И}}) = U_{\text{ПОР}} = E_{\text{П}} - 2E_{\text{П}}[1 - \exp(-t_{\text{И}}/\tau_{\text{РАЗ}})]$ . Учитывая, что, как правило,  $U_{\text{ПОР}} \ll 2E_{\text{П}}$ , его величиной можно пренебречь и принять  $U_{\text{ПОР}} = 0$ . Тогда  $t_{\text{И}} = R_{\text{Б2}}C_1 \ln 2 \approx 0,7R_{\text{Б2}}C_1$ .

Одновременно в другом плече происходит заряд конденсатора  $C_2$  через резистор  $R_{\text{К2}}$ . Его длительность  $t_{\text{ЗАР}C_2}$  можно определить из (7.5), приняв, что изменением максимального напряжения на этом конденсаторе после величины  $u_C = 0,9E_{\text{П}}$  можно пренебречь. Тогда  $t_{\text{ЗАР}C_2} \approx 2,3R_{\text{К2}}C_2$ . Входящие в приведенные формулы сопротивления  $R_{\text{Б2}}$  и  $R_{\text{К2}}$  не равны между собой. Ток, протекающий через  $R_{\text{Б2}}$ , во много раз меньше тока коллектора, текущего через  $R_{\text{К2}}$ , поэтому  $R_{\text{К2}} \ll R_{\text{Б2}}$  и процесс заряда конденсатора в симметричных плечах происходит быстрее, чем его разряд, а значит, последний определяет длительность импульса. Во время формирования импульса в одном плече, в другом — в течение всего этого времени поддерживается пауза. Поэтому период повторения колебания может

быть определен как  $T = t_{И1} + t_{И2}$ , где  $t_{И1}$  — длительность импульса, формируемого одним плечом,  $t_{И2}$  — другим. Если мультивибратор симметричный, то есть  $R_1 = R_2$ ,  $C_1 = C_2$  и  $\tau_{РАЗ} = RC$ , то длительности импульсов (и пауз) в обоих плечах будут одинаковы и период повторения  $T = 1,4\tau_{РАЗ}$ .

На рис. 7.15 видно, что фронты генерируемого мультивибратором колебания не идеально крутые. Это обусловлено тем, что выходное напряжение, снимаемое, например, с коллектора транзистора  $VT2$ , равно сумме напряжений на база-эмиттерном переходе транзистора другого плеча ( $VT1$ ) и конденсаторе  $C_2$ , подключенном к коллектору  $VT2$ . Конденсатор заряжается не мгновенно, и это определяет форму выходного напряжения.

Выше было указано, что  $\tau_{ЗАР} \ll \tau_{РАЗ}$ , и напряжение на коллекторе транзистора достигает  $E_{П}$  раньше окончания импульса. Наличие затягивания фронтов является недостатком генерируемого колебания. Для устранения этого схему мультивибратора можно изменить, как показано на рис. 7.16.

Здесь цепи заряда конденсаторов (резисторы  $R_{З1}$ ,  $R_{З2}$ ) отделены от коллекторов соответствующих транзисторов диодами, которые разрывают соединение коллектора с конденсатором на все время заряда последнего. Например, когда конденсатор  $C_2$  разряжен и напряжение на нем близко к нулю, транзистор  $VT2$  заперт и напряжение между его коллектором и эмиттером равно  $E_{П}$ . В этом случае диод  $VD2$  смещен в обратном направлении, ток заряда конденсатора течет только через  $R_{З2}$  и на форму выходного напряжения не влияет. Одновременно транзистор  $VT1$  открыт, его напряжение коллектор-эмиттер пренебрежимо мало, поэтому напряжение на  $C_1$  открывает  $VD1$ , и через него положительная обкладка  $C_1$  оказывается присоединенной к коллектору  $VT1$ , то есть наличие диода не влияет на другие процессы, происходящие в мультивибраторе. Приведенное описание показывает, что в муль-

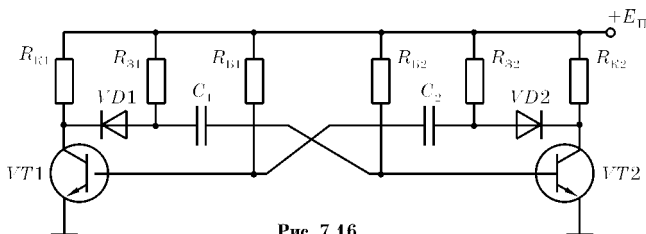


Рис. 7.16

тивибраторе рис. 7.16 цепь заряда конденсатора отключена от выходной цепи устройства, что приводит к уменьшению затягивания фронта и улучшению формы генерируемого импульса.

Еще один вариант симметричного автоколебательного мультивибратора с улучшенной формой выходного напряжения приведен на рис. 7.17.

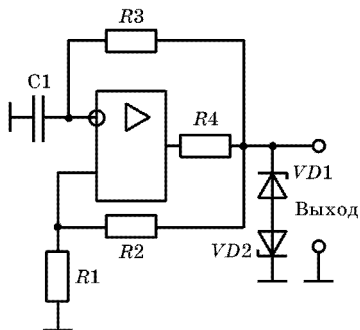


Рис. 7.17

Здесь время переключения ОУ из одного состояния в другое определяется перезарядом конденсатора  $C1$ . При включении напряжения питания за счет положительной обратной связи через резисторы  $R1, R2$  операционный усилитель оказывается в одном из состояний насыщения, формируя выходное напряжение положительной или отрицательной полярности. При этом напряжение на включенных встречно стабилизаторах  $VD1$  и  $VD2$  превышает величину, равную сумме напряжения стабилизации для одного диода и порога открывания — для другого, диоды открываются, фиксируя значение выходного напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}$ . Включение резистора  $R4$  позволяет ограничить величину выходного тока, потребляемого от ОУ.

Рассмотрим работу мультивибратора. Предположим, на выходе ОУ появилось максимальное напряжение положительной полярности. Под действием его на резисторе  $R1$  появляется также положительное напряжение  $E_{\text{ЗАР}} = U_{\text{ВЫХ}} R1 / (R1 + R2)$ , а через цепь  $R3C1$  начинает протекать ток, заряжающий конденсатор  $C1$ . До тех пор, пока напряжение на  $C1$  ( $U_{C1}$ ) будет меньше  $E_{\text{ЗАР}}$ , ОУ за счет большой величины своего коэффициента усиления будет поддерживаться в состоянии насыщения. Как только  $U_{C1}$  превысит  $E_{\text{ЗАР}}$ , дифференциальное напряжение между входами ОУ изменит свой знак и усилитель перейдет в противоположное состояние насыщения, формируя на выходе напряжение отрицательной полярности. При этом стабилизаторы  $VD1$  и  $VD2$  открываются, вновь фиксируя это напряжение, но уже противоположной полярности. Теперь конденсатор  $C1$  начинает перезаряжаться, причем напряжение его

перезаряда равно  $E_{\text{ПЕР}} = U_{\text{ВЫХ}}$ . При достижении  $U_{C1}$  величины напряжения на  $R1$  ОУ вновь переключается, и все процессы повторяются. Для определения времени перезаряда конденсатора можно воспользоваться (7.7), при подстановке в которую  $E_{\text{ПЕР}}$ ,  $E_{\text{ЗАР}}$  и конечного значения  $u_C(t_{\text{И}}) = E_{\text{ЗАР}}$  получим  $t_{\text{И}} = R3C1 \ln [(1 + R1/(R1 + R2))/(1 - R1/(R1 + R2))]$ . Учитывая симметричность происходящих процессов, период повторения импульсов мультивибратора:  $T = 2t_{\text{И}}$ .

#### Контрольные вопросы и задания

1. По какой формуле можно рассчитать длительность формируемого импульса автоколебательного мультивибратора (рис. 7.14)?
2. Чем определяется период повторения колебания?
3. Чему равен период колебания, формируемого симметричным мультивибратором?
4. Расскажите о возможностях улучшения формы колебания генерируемого мультивибратором, выполненным по схеме рис. 7.16.
5. Нарисуйте схему мультивибратора на ОУ и расскажите о его работе.

#### 7.2.4.

#### БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОР

Еще одной разновидностью генераторов прямоугольных импульсов являются **блокинг-генераторы**. Их отличительной особенностью является формирование импульсов в широком диапазоне частот с большой скважностью. Наибольшее распространение такие генераторы нашли в радиолокационной технике, современных стабилизированных источниках питания и т. д. Все блокинг-генераторы представляют собой трансформаторные однокаскадные усилители, работающие в ключевом режиме, положительная обратная связь в которых создается с помощью импульсного трансформатора.

Здесь на транзисторе  $VT$  выполнен усилитель, связь которого с нагрузкой осуществляется с помощью трансформатора  $T$ . Резистор  $R_1$  создает начальное смещение, приоткрывающее тран-

зистора. Принципиальная схема блокинг-генератора приведена на рис. 7.18.

Здесь на транзисторе  $VT$  выполнен усилитель, связь которого с нагрузкой осуществляется с помощью трансформатора  $T$ . Резистор  $R_1$  создает начальное смещение, приоткрывающее тран-

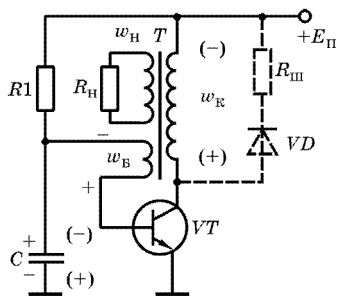


Рис. 7.18

зистор. Трансформатор имеет две вторичные обмотки:  $w_B$  передает часть переменного напряжения в цепь базы транзистора, причем ее фазировка относительно  $w_K$  такова (на схеме рис. 7.18 показана знаками напряжения), что возникающая обратная связь является положительной; обмотка  $w_H$  предназначена для подключения нагрузки  $R_H$ . Эта обмотка может быть как повышающей, так и понижающей, и определяется величиной напряжения, формируемого на  $R_H$ . Конденсатор  $C$  — времязадающий, его емкость определяет как длительность формируемых импульсов ( $t_H$ ), так и период их повторения  $T_H$ .

Рассмотрим работу блокинг-генератора, для простоты считая, что нагрузка ( $R_H$ ) не оказывает влияния на процессы, происходящие в нем, а используемый транзистор идеален (его инерционность и обратный ток коллектора пренебрежимо малы). Предположим, что в исходном состоянии напряжение  $u_C$  на конденсаторе  $C$  (рис. 7.19,а) равно нулю, транзистор  $VT$  закрыт и напряжение на его коллектор-эмиттерном промежутке  $u_{КЭ}$  (рис. 7.19,б) близко к напряжению питания  $E_H$ .

Такое состояние в генераторе возникает сразу после включения питания. В этом случае конденсатор  $C$  начинает заряжаться от источника  $E_H$  через резистор  $R_1$ . Знаки нарастающего на нем напряжения показаны на рис. 7.18 слева от конденсатора. Это напряжение приложено к промежутку база-эмиттер  $VT$  ( $u_C = u_{БЭ}$ ), и как только оно достигнет порога открывания транзистора  $u_C = u_{БЭ} = U_{ПОР}$  (рис. 7.19,в), последний приоткрывается, и через обмотку  $w_K$  начинает протекать ток  $i_L$  (рис. 7.19,г), который в сердечнике создает магнитный поток. Под действием его во вторичных обмотках ( $w_H$  и  $w_B$ ) трансформатора  $T$  наводятся соответствующие ЭДС взаимной индукции, создающие на выводах своих обмоток напряжения, пропорциональные скорости изменения  $i_L$ . Например, на  $w_B$  возникает напряжение  $u_B = M_B di_L/dt$ , где  $M_B$  — взаимная индуктивность обмоток  $w_B$  и  $w_K$ .

Фаза формируемого при этом на обмотке  $w_B$  напряжения такова (знаки его мгновенной полярности показаны у выводов обмотки), что общее напряжение на ней и конденсаторе увеличивается, дополнительно увеличивая  $u_{БЭ}$  и еще больше приоткрывая  $VT$ . Это приводит к увеличению напряжения, приложенного к  $w_K$ , а значит, способствует возрастанию  $i_L$ ,

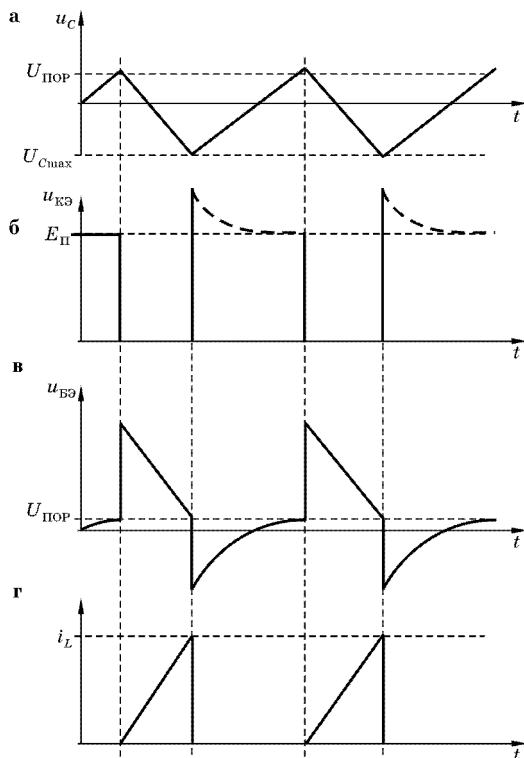


Рис. 7.19

ЭДС взаимной индукции, напряжений на  $w_B$  и промежутке база-эмиттер транзистора  $u_{БЭ}$  (рис. 7.19, в), дополнительно открывая его. Возникает лавинообразный процесс, в результате которого транзистор  $VT$  открывается полностью вплоть до насыщения. Однако ток его коллектора при этом не может мгновенно увеличиться до своего максимального значения.

Действительно, при приложении напряжения (в данном случае  $E_{П}$ ) к катушке индуктивности ток в ней возрастает не мгновенно, а постепенно. Его величина хорошо аппроксимируется функцией  $i_L = I_{\max}[1 - \exp(-t/\tau_L)]$ , где  $I_{\max}$  — ток через катушку по окончании переходного процесса,  $\tau_L = L/R_{П}$  — постоянная времени цепи, вычисляемая как отношение  $L$  — индуктивности катушки к  $R_{П}$  — сопротивлению потерь цепи. Последнее определяется суммой сопротивлений провода об-

мотки  $w_K$  для постоянного тока и коллектор-эмиттерного промежутка транзистора.

Как правило,  $\tau_L \gg t_{И}$ , поэтому во время импульса этот ток ( $i_L = i_K$ ) возрастает линейно, и напряжение на обмотке  $w_B$  остается неизменным. Оно через открытый база-эмиттерный переход  $VT$  начинает сначала разряжать, а затем перезаряжать конденсатор. Возникающая в итоге полярность напряжения на нем указана на рис. 7.18 в скобках. В этом случае сопротивление цепи перезаряда ( $R_{РАЗ}$ ) конденсатора будет в основном определяться сопротивлением провода обмотки  $w_B$  и входным сопротивлением транзистора  $VT$  (величина  $R_1 \gg R_{РАЗ}$  и ее влиянием пренебрегаем), и постоянная времени цепи может быть вычислена как  $\tau_{РАЗ} = CR_{РАЗ}$ .

По мере перезаряда конденсатора  $C$  напряжение на база-эмиттерном переходе  $VT$ , определяемое теперь как разность напряжений на обмотке  $w_B$  и конденсаторе  $C$ , начинает уменьшаться, что выводит  $VT$  сначала из состояния глубокого насыщения, а затем начинает прикрывать его, ограничивая нарастание тока через  $w_K$ . Уменьшение скорости нарастания  $i_L$  вызывает уменьшение магнитного потока трансформатора и напряжения, создаваемого на  $w_B$ . Разность между ним и напряжением на конденсаторе  $C$  уменьшается, дополнительно прикрывая  $VT$ , а значит, еще больше ограничивая нарастание  $i_L$ .

Происходящее замедление нарастания тока  $i_L$ , прекращение нарастания, а затем уменьшение тока через  $w_K$  вызывает соответственно уменьшение напряжения на  $w_B$ , достижения им нулевого значения, а затем смены знака напряжения на противоположный. Это приводит к запираанию транзистора и поддержанию его в этом состоянии. Ток коллектора  $VT$  уменьшается до нуля. Происходящее уменьшение и прекращение тока  $i_K$ , протекающего через  $w_K$ , вызывает в этой обмотке ЭДС самоиндукции противоположной полярности (на схеме рис. 7.18 показано в скобках) и образует всплеск напряжения  $u_{КЭ}$  (на рис. 7.19,б показано штрихами). Его величина может значительно превзойти напряжение питания и вызвать сначала электрический, а затем и тепловой пробой транзистора. Для предотвращения этого параллельно обмотке  $w_K$  обычно подключают либо обратносмещенный диод  $VD$ , либо последовательно соединенные диод и резистор  $R_{Ш}$  (на схеме



рис. 7.18 оба показаны штрихами). При указанных знаках напряжения на  $w_K$  диод  $VD$  открывается, и на нем и  $R_{III}$  высвобождается запасенная в  $w_K$  энергия.

Накопленное на  $C$  запирающее напряжение  $U_{C\max}$  продолжает поддерживать транзистор  $VT$  в закрытом состоянии, и в выходном напряжении формируется пауза между импульсами. Одновременно от источника питания  $E_{II}$  через резистор  $R_1$  начинает протекать ток перезаряда конденсатора, который сначала уменьшает напряжение на нем (рис. 7.19,а), доводя его до нуля, а затем меняет знак на противоположный. При достижении напряжением на  $C$  величины  $U_{ПОР}$  — порога открывания  $VT$ , транзистор приоткрывается, и все рассмотренные процессы повторяются.

Для нахождения численного значения длительности импульса и периода его повторения будем, как и раньше, считать, что  $\tau_L \gg \tau_{РАЗ}$ . Если максимальное значение запирающего напряжения на конденсаторе обозначить  $U_{C\max}$ , то длительность импульса  $t_{II}$ , определяемая временем перезаряда конденсатора от  $U_{ПОР}$  до  $U_{C\max}$ , может быть найдена из уравнения (7.7), в котором вместо  $E_{ЗАР}$  нужно подставить  $U_{ПОР}$ , а вместо  $E_{ПЕР} - U_{C\max}$ . При  $U_{ПОР} \ll U_{C\max}$  длительность импульса  $t_{II}$  может быть определена как время, в течение которого напряжение на конденсаторе изменяется в интервале (0–0,9) своего максимального значения, то есть  $t_{II} \approx 2,3\tau_{РАЗ}$ . Как следует из описания работы блокинг-генератора, длительность паузы между импульсами будет определяться временем перезаряда  $C$ , происходящим под действием напряжения  $E_{II}$ . В этом случае из того же уравнения, подставляя вместо  $E_{ЗАР}$  величину  $U_{C\max}$ , а вместо  $E_{ПЕР}$  подставляя  $E_{II}$ , получим длительность паузы  $t_{II} = R_1 C_1 \ln [(E_{II} + U_{C\max}) / (E_{II} + U_{ПОР})]$ . Если, как и раньше, принять  $U_{ПОР} \ll U_{C\max}$ , то формула упрощается:  $t_{II} = R_1 C_1 \ln (1 + U_{C\max} / E_{II})$ . Период колебания, формируемого блокинг-генератором,  $T_{II} = t_{II} + t_{II}$ . При  $t_{II} \ll t_{II}$ ,  $T_{II} = t_{II}$ .

Если резистор  $R_1$  подключить не к  $E_{II}$ , а к отдельному источнику  $E_B$  (на схеме рис. 7.18 не показано) и менять его величину, то длительность паузы, а значит, и скважность импульса в блокинг-генераторе будут изменяться. Такие режимы широко используются в современных регулируемых источниках питания, в которых изменение выходного напряжения осуществляется за счет изменения скважности фор-

мируемого колебания. Кратковременное подключение  $E_B$  приведет к ждущему режиму работы блокинг-генератора, который начнет вырабатывать импульсы только при наличии этого напряжения.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Нарисуйте принципиальную схему автоколебательного блокинг-генератора.
2. Чем поддерживается транзистор в закрытом состоянии?
3. Расскажите, как возникает и протекает регенеративный процесс.
4. Чем поддерживается транзистор в открытом состоянии?
5. Постройте графики напряжений и токов на основных элементах блокинг-генератора.
6. Чем определяется длительность импульса генерируемого колебания?
7. Чем определяется длительность паузы генерируемого колебания?

#### 7.2.5. ГЕНЕРАТОРЫ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Следующим наиболее распространенным видом импульсных генераторов являются *генераторы линейно изменяющегося напряжения* (ГЛИН). Они наряду с генераторами линейно изменяющегося тока служат для формирования пилообразного колебания и используются в схемах управления, перестройки частоты, широтно-импульсных модуляторах, схемах развертки изображения и т. д. Существует значительное число вариантов построения таких генераторов, но наиболее распространенные из них работают на основе заряда и разряда конденсатора. Рассмотрим принцип их реализации.

Как уже указывалось, мгновенное напряжение, формируемое на конденсаторе, связано с протекающим через него током соотношением:

$$u_C = \frac{1}{C} \int_0^t i_C(t) dt,$$

где  $C$  — емкость конденсатора,  $i_C(t)$  — мгновенный ток, протекающий через конденсатор, в данном случае это ток его заряда  $i_C(t) = i_3(t)$ ,  $t$  — момент времени отсчета напряжения. Если ток заряда конденсатора постоянен ( $i_3 = I_3 = \text{const}$ ), то напряжение на нем  $u_C = I_3 t/C$  линейно зависит от времени. При прерывании заряда конденсатора в момент окончания

длительности импульса  $t_{\text{И}}$  и мгновенном его разряде форма получающегося на конденсаторе напряжения будет идеально пилообразной. Для поддержания постоянным тока заряда необходимо использовать генератор тока. В простейшем случае это может быть транзистор, работающий на линейном участке его выходных характеристик. Здесь ток коллектора транзистора почти не зависит от напряжения, приложенного к промежутку коллектор–эмиттер. Поэтому транзистор эквивалентен генератору тока.

Однако наиболее часто заряд конденсатора осуществляют через резистор, подключенный к источнику постоянного напряжения питания  $E_{\text{П}}$ . В этом случае ток заряда конденсатора не остается постоянным и близок к линейному только начальный участок напряжения, который и используется в качестве пилообразного напряжения. Степень приближения получающегося колебания к идеальной прямой оценивается коэффициентом нелинейности  $\gamma$ , численное значение которого может быть рассчитано по формуле:  $\gamma = U_{\text{ВЫХ max}}/E_{\text{ЗАР}}$ , где  $U_{\text{ВЫХ max}}$  — максимальное напряжение на конденсаторе, используемое при формировании линейно-нарастающего сигнала;  $E_{\text{ЗАР}}$  — напряжение, под действием которого происходит заряд конденсатора. Как уже указывалось, пилообразное напряжение получается при прерывании заряда в момент окончания длительности импульса ( $t_{\text{И}}$ ) и его мгновенном разряде. Для этого обычно применяют активные элементы (транзисторы, электронные лампы и т. д.), которые используют в ключевом режиме.

На рис. 7.20,а приведена простейшая схема ГЛИН.

Здесь резистор  $R_1$  подает на транзистор  $VT$  начальное смещение, поддерживающее его в открытом и насыщенном состоянии. Промежуток коллектор–эмиттер открытого транзистора подключен параллельно конденсатору  $C$  и поддерживает на нем напряжение, близкое к нулю. Если в момент времени  $t_0$  между базой и эмиттером транзистора подать напряжение запирающей полярности ( $u_{\text{БЭ}}$  на рис. 7.20,б), то  $VT$  закрывается, и его шунтирующее действие на конденсатор прекращается. От источника питания  $E_{\text{П}}$  через резистор  $R_3$  начинает протекать ток заряда конденсатора, и напряжение на нем, равное напряжению  $u_{\text{БЭ}} = u_{\text{ВЫХ}}$  (рис. 7.20,б), начинает возрастать. В момент  $t_1$  (рис. 7.20,б) импульс, запирающий  $VT$ , прекращается, и транзистор опять переходит в открытое и насыщенное состояние.

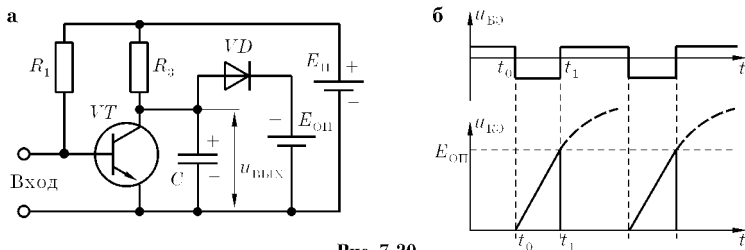


Рис. 7.20

Малое сопротивление коллектор-эмиттерного промежутка разряжает конденсатор, и напряжение на нем в идеальном случае мгновенно падает до нуля. Таким образом, на выходе генератора оказывается сформированным пилообразный импульс напряжения  $u_{кЭ}$  (рис. 7.20,б). При подаче следующего запирающего импульса все процессы повторяются.

Как видно из (7.5), величина линейного участка зависит как от  $\tau_C = \tau_{ЗАР} = R_3 C$  (рис. 7.20,а), так и от  $E_{ЗАР}$ , в данном случае равно  $E_{II}$ . Поэтому для повышения линейности напряжения  $E_{II}$  желательно увеличивать. Однако при значительном его увеличении возникает опасность превышения напряжением коллектор-эмиттер максимально допустимого значения, ограниченного возможностью пробоя  $VT$ . Для предотвращения пробоя промежутка коллектор-эмиттер транзистора подключают через диод  $VD$  к дополнительному источнику опорного напряжения  $E_{ОП}$ , напряжение которого меньше предельно допустимого для данного типа транзистора. В этом случае, как только напряжение  $u_{кЭ}$  превысит величину  $E_{ОП}$ , диод  $VD$  открывается, и ток резистора  $R_3$  начинает ответвляться через него, прекращая заряд конденсатора и увеличение напряжения на нем.

Как видно, длительность формируемого импульса и период его повторения определяются длительностью и периодичностью напряжения запирающего, подаваемого на вход транзистора. Его формируют, обычно используя мультивибраторы или блокинг-генераторы.

*Контрольные вопросы и задания*

1. Нарисуйте принципиальную схему генератора линейно изменяющегося напряжения.
2. Расскажите, как работает ГЛИН.
3. Постройте и объясните график напряжения на конденсаторе.
4. Чем определяется длительность фронта генерируемого импульса?

## ГЛАВА ВОСЬМАЯ

# КАНАЛ СВЯЗИ

### 8.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛА СВЯЗИ

Основной задачей радиотехники является передача сообщений на расстояния, их прием и воспроизведение. Сообщения могут быть различными: звуковыми, телевизионными, представлять собой набор данных и так далее. Для их передачи используют *канал связи* — совокупность технических средств и физической среды распространения, в которой сигналы, отображающие передаваемую информацию, распространяются от ее источника к ее получателю. Существует разветвленная система классификации каналов связи (или телекоммуникаций). Они разделяются: *по виду передаваемых сообщений* — каналы электросвязи (передачи и приема сигналов, отображающих звуки, изображения, письменный текст, знаки или сообщения любого рода по электромагнитным системам), каналы передачи данных, телеметрические и т. д.; *по виду среды распространения* — каналы радиосвязи, проводной, гидроакустической связи, оптико-электронные каналы; *по характеру сигналов на входе и выходе каналов* — непрерывный (аналоговый) канал (на входе и выходе которого сигналы имеют непрерывный вид), дискретный (цифровой) канал (при цифровых сигналах) и дискретно-непрерывные или полунепрерывные каналы (на входе которых действует дискретный, а на выходе — непрерывный сигналы); и другим признакам.

Одним из важных признаков каналов является диапазон используемых в них частот. Например, в каналах радиосвязи его границы составляют  $3 \cdot 10^3 \dots 3 \cdot 10^{12}$  Гц, и весь диапазон радиочастот делится на 9 поддиапазонов (табл. 1). Напомним, что длина волны  $\lambda$  связана с периодом колебания  $T$  (или частотой  $f = 1/T$ ) соотношением  $\lambda = c \cdot T = c/f$ , где  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с — скорость распространения электромагнитных волн в вакууме.

Связь может быть *односторонней*, когда информация передается только в одном направлении (системы оповещения, измерения, управления, пейджерная связь и т. д.) или *двухсторонней*. Последняя наиболее распространена, так как позволяет оперативно обмениваться сообщениями. В этом случае у каждого из абонентов имеется приемник и передатчик. Если для организации двухсторонней связи между корреспондентами передача и прием на каждой радиостанции осуществляется поочередно, то такая связь называется *симплексной*. Если приемник каждого из абонентов с помощью линии связи соединен с передатчиком другого постоянно, и у корреспондентов имеется возможность одновременного радиоприема и передачи сообщений, то такая связь называется *дуплексной*. В этом случае передатчик и приемник у каждого из корреспондентов работают на разных частотах, однако для организации такой связи применение двух антенн необязательно: часто несущие частоты передатчика и приемника отличаются сравнительно мало, и может быть использована одна антенна.

Таблица 1

Классификация поддиапазонов радиочастот

Наименование диапазона волн	Длина волны, $\lambda$	Наименование диапазона частот	Частота колебания, $f$
Сверхдлинные (СДВ)	100 10 км	Очень низкие частоты (ОНЧ)	3...30 кГц
Длинные (ДВ)	10 1 км	Низкие частоты (НЧ)	30...300 кГц
Средние (СВ)	1000 100 м	Средние частоты (СЧ)	300...3000 кГц
Короткие (КВ)	100 10 м	Высокие частоты (ВЧ)	3...30 МГц
Ультракороткие:			
метровые (МВ)	10 1 м	Очень высокие частоты (ОВЧ)	30...300 МГц
дециметровые (ДМВ)	100 10 см	Ультравысокие частоты (УВЧ)	300...3000 МГц
сантиметровые (СМВ)	10 1 см	Сверхвысокие частоты (СВЧ)	3...30 ГГц
миллиметровые (ММВ)	10 1 мм	Крайне высокие частоты (КВЧ)	30...300 ГГц
децимиллиметровые (ДММВ)	1 0,1 мм	Гипервысокие частоты (ГВЧ)	300...3000 ГГц

### Контрольные вопросы и задания

1. Что называется каналом связи?
2. Расскажите о существующей классификации каналов.
3. Какой диапазон частот используется в радиосвязи?
4. Какая связь называется односторонней, двухсторонней, симплексной, дуплексной?

## 8.2. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА РАДИОСВЯЗИ

Одним из наиболее распространенных видов связи является радиосвязь, использующая радиоволны для передачи сигналов электросвязи. Она применяется для передачи сообщений на большие расстояния как непосредственно от передатчика к приемнику, так и с помощью радиорелейных линий — системы маломощных ретрансляторов (приемо-передатчиков), принимающих сообщения от предыдущей станции и передающих их последующей. Упрощенная структурная схема радиосвязи может быть представлена в виде трех основных компонентов — радиопередающего устройства, линии связи и радиоприемного устройства (рис. 8.1). Рассмотрим их подробнее.

Устройство, предназначенное для передачи сообщений с помощью радиоволн, называется **радиопередатчиком**. При построении его структурной схемы руководствуются физиологическими свойствами человека. Человеческие органы чувств позволяют передавать и принимать сообщения (говорить и слушать) лишь на очень небольшом расстоянии. Это связано с быстрым затуханием в атмосфере колебаний звуковых час-

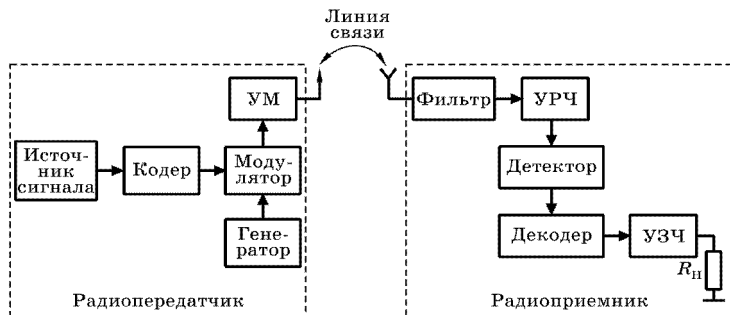


Рис. 8.1

тот, а человеческое ухо имеет порог слышимости, ниже которого звуки не воспринимаются. Из физики известно, что на дальность распространения колебаний сильно влияет их частота, увеличение которой позволяет передавать сигналы на большее расстояние с меньшими потерями. Однако в этом случае колебания выходят за пределы звукового диапазона, и человеческое ухо их уже не слышит. Поэтому для эффективной передачи сообщений целесообразно совместить хорошую передаточную способность высокочастотного колебания с полезным сигналом, то есть использовать первое в качестве переносчика второго. Для этого один из параметров колебания (называемого несущим) изменяют пропорционально сигналу сообщения. Такой процесс называют *модуляцией*, а устройство для преобразования — *модулятором*.

В настоящее время не всегда сигнал сообщения подается непосредственно на модулятор. Часто для повышения помехоустойчивости и упрощения обработки исходное непрерывное колебание преобразуют в цифровой вид, а затем с целью уменьшения занимаемой полосы частот и повышения безошибочности восстановления колебания его *кодируют*. Для этого в радиопередатчик вводят *кодер* (на рис. 8.1 показано штрихами).

Кодирование может происходить различными способами. Например, одним из способов является представление цифрового сигнала *дифференциальной импульсно-кодовой последовательностью*, при которой в сигнале передают не значения всех его отсчетных точек, а разность между последующим и предыдущим их значением. В этом случае лишь первое значение отсчетной точки передают полностью, вместо второго передают разность между второй и первой отсчетными точками, вместо третьей — разность между третьей и второй отсчетными точками и т. д. Это приводит к значительному снижению требуемой скорости цифровой передачи и уменьшению необходимой полосы пропускания. При восстановлении сигнала в *декодере* значение второй отсчетной точки получают сложением значения первой отсчетной точки и переданной разности, третьей — сложением значения второй отсчетной точки и следующей разности и т. д. Кроме того, при кодировании одновременно с сообщением, как правило, передают служебные сигналы, позволяющие, например, исправлять при приеме возникающие ошибки.



Кроме модулятора и кодера радиопередатчик должен включать в себя блок преобразования сообщения (например, акустического сигнала — речи, музыки) в электрический сигнал, который может быть представлен в аналоговом или цифровом виде (на рис. 8.1 этот блок обозначен как «Источник сигнала»); генератор формирования колебания несущей частоты «Генератор»; усилитель мощности радиочастотного диапазона «УМ» и передающую антенну.

*Линия связи* — это среда, которая связывает радиопередающее и радиоприемное устройства. В качестве ее может использоваться атмосфера, оптоволоконный или высокочастотный кабель, провод и т. д.

Задачей *радиоприемного устройства (радиоприемника)* является получение и восстановление исходного сообщения. Для этого принимаемый сигнал нужно отделить от других, что выполняется с помощью входного полосового фильтра, называемого *преселектором* («Фильтр» на рис. 8.1). Затем колебание усиливается в усилителе радиочастоты «УРЧ», достигая значений, необходимых для правильного восстановления сигнала сообщения. Последнее происходит в *демодуляторе (детекторе)* и при необходимости — в декодере. Для получения требуемой мощности выходного колебания используется усилитель звуковых частот «УЗЧ», после чего он выделяется в нагрузку « $R_H$ », например, громкоговорителе, с помощью которого электрический сигнал преобразуется в акустический.

Для обеспечения оперативной связи часто приемник и передатчик объединяют в одном корпусе и используют для них общую антенну, например, так сделано в радиотелефоне. В этом случае передатчик подключается к антенне для излучения колебания только на те интервалы времени, когда абонент говорит. Это позволяет снизить помехи в работе, как собственного радиоприемного устройства, так и других, входящих в состав иных радиотелефонов.

Для обеспечения устойчивой связи совместно работающие передатчик и приемник могут использовать несколько фиксированных частот, на которые они переключаются автоматически в зависимости от уровня принимаемого сигнала. Его величину оценивает базовая станция. Для контроля и переключения тоже применяются служебные управляющие сигналы, которые передаются через радиотелефон вместе с рече-

вым сигналом. При использовании радиотелефонов в составе сотовых сетей их приемо-передатчик работает даже тогда, когда абонент не разговаривает. Это связано со слежением за «переходом» телефона из одной соты в другую и его регистрацией там. Вся эта служебная информация замешивается в сигнал сообщения в кодере канала.

Приемо-передатчики, работающие в диапазонах радиосвязи, называются *трансиверами*.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Нарисуйте структурную схему радиосвязи, объясните назначение ее элементов.
2. Нарисуйте структурную схему радиопередатчика. Какие функции выполняют входящие в нее блоки?
3. Нарисуйте структурную схему радиоприемника, расскажите о назначении входящих в нее элементов.

### 8.3. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СПЕКТРОВ СИГНАЛОВ

Для эффективной передачи сигнала сообщения по каналу радиосвязи его подвергают преобразованию, часто неоднократному, что связано с использованием достоинств, присущих колебаниям различных частот. Например, кроме модуляции несущего колебания для улучшения селекции сигналов применяют их преобразование в промежуточную частоту; для восстановления переданного сообщения (переноса модулированного сигнала в исходный частотный диапазон) — демодуляцию и т. д. Во всех этих случаях происходит преобразование спектра колебания, появление в нем составляющих, которых не было до преобразования. Однако основным условием всех проводимых изменений является необходимость сохранения в сигнале в том или ином виде составляющих исходного сообщения. Рассмотрим некоторые из преобразований.

#### 8.3.1. МОДУЛЯЦИЯ СИГНАЛОВ

Как уже указывалось, *модуляцией* называется процесс изменения одного или нескольких параметров несущего высокочастотного колебания в соответствии с изменением параметров передаваемого сигнала. В качестве несущего обычно

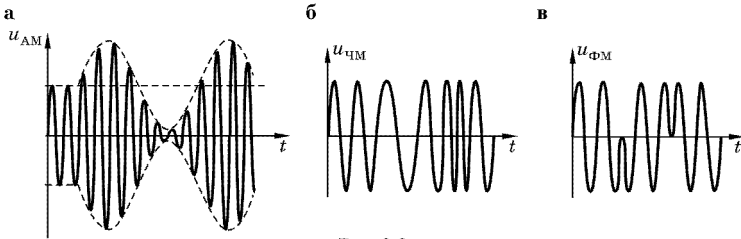


Рис. 8.2

используется гармоническое колебание, которое характеризуется тремя параметрами — амплитудой, частотой и фазой. Если пропорционально передаваемому сигналу изменяется амплитуда, то результирующий сигнал называется *амплитудно-модулированным* (АМ) — рис. 8.2,а, если частота — *частотно-модулированным* (ЧМ) — рис. 8.2,б, если фаза — то *фазомодулированным* (ФМ).

Причем в рассматриваемых случаях при изменении любого из указанных параметров два других остаются неизменными. Частотная модуляция тесно связана с фазовой, так как частота колебания — это скорость изменения его фазы, поэтому вместо ФМ обычно используют фазовую манипуляцию, при которой фаза сигнала изменяется скачками на  $180^\circ$  (рис. 8.2,в). Рассмотрим амплитудную и частотную модуляцию как наиболее широко используемые виды модуляции.

### 8.3.1.1. АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫЕ СИГНАЛЫ

Амплитудная модуляция (АМ) является наиболее простым и распространенным способом передачи сообщений. Рассмотрим ее особенности, для простоты считая, что в качестве несущего используется колебание  $u_{\text{НЕС}}(t) = U_{\text{НЕС}} \cos \omega_{\text{Н}} t$ , а в качестве модулирующего сигнала (сигнала сообщения)  $u_{\text{С}}(t) = U_{\text{С}} \cos \Omega t$  (рис. 8.3).

В результирующем АМ сигнале амплитуда несущего колебания изменяется пропорционально сигналу сообщения  $U_{\text{АМ}} = U_{\text{НЕС}} + U_{\text{С}} \cos \Omega t$ , и мгновенное значение модулированного колебания может быть найдено по формуле  $u_{\text{АМ}}(t) = U_{\text{АМ}} \cos \omega_{\text{Н}} t$ . В этом случае:

$$\begin{aligned} u_{\text{АМ}}(t) &= (U_{\text{НЕС}} + U_{\text{С}} \cos \Omega t) \cos \omega_{\text{Н}} t = \\ &= U_{\text{НЕС}} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_{\text{Н}} t, \end{aligned} \quad (8.1)$$

где  $m = U_C/U_{\text{HEC}}$  — коэффициент глубины модуляции, показывающий, во сколько раз различаются амплитуды сигналов сообщения и несущего колебания. Вид АМ колебания показан на рис. 8.3,а, причем его начальные периоды показаны немодулированными. На рис. 8.3,а видно, что сигнал, модулированный по амплитуде, симметричен, и для него  $0 \leq m \leq 1$ , так как амплитуда модулирующего колебания не может быть больше амплитуды несущего, то есть переходить за его линию нуля.

Наличие в АМ колебании периодического изменения амплитуды показывает, что спектр такого сигнала уже не может быть представлен одной составляющей, а значит, сигнал с АМ занимает определенный участок частотного диапазона, то есть его передача требует некоторой полосы частот. Для ее нахождения выполним в (8.1) тригонометрические преобразования и в результате получим:

$$u_{\text{AM}}(t) = U_{\text{HEC}} \left[ \cos \omega_H t + \frac{m}{2} \cos (\omega_H + \Omega)t + \frac{m}{2} \cos (\omega_H - \Omega)t \right]. \quad (8.2)$$

Отсюда следует, что АМ сигнал состоит из трех гармонических колебаний: с частотой несущей ( $\omega_H$ ), верхней ( $\omega_H + \Omega$ ) и нижней ( $\omega_H - \Omega$ ) боковых, имеющих амплитуды, которые составляют  $m/2$  от амплитуды несущего колебания (рис. 8.3,б). Если модуляция происходит сложным сигналом, представленным суммой гармонических колебаний, максимальная частота которых равна  $\Omega_{\text{max}}$ , то спектр АМ сигнала занимает диапазон частот от  $(\omega_H - \Omega_{\text{max}})$  до  $(\omega_H + \Omega_{\text{max}})$ , то есть полоса частот,

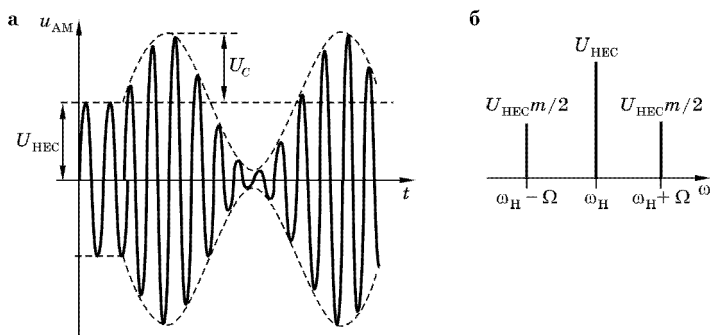


Рис. 8.3

необходимая для неискаженной передачи сообщения, составляет  $\Pi_{AM} = 2\Omega_{max}$ .

Известно, что в радиовещательном сигнале для удовлетворительного качества его воспроизведения можно верхнюю частоту ограничить 4,5 кГц (а при передаче речи по телефону — даже 3,4 кГц). В этом случае полоса частот, необходимая для передачи такого сообщения с помощью АМ, составит  $\Pi_{AM} = 9$  кГц. Именно она выделяется для организации одного радиоканала в диапазонах ДВ, СВ и КВ. Спектр музыкального сигнала в основном сосредоточен в полосе частот 10 кГц, а при высококачественном воспроизведении — до 15 кГц. Следовательно, при передаче таких сигналов с помощью амплитудной модуляции соответствующая полоса частот должна составлять 20 и 30 кГц.

Наиболее простым и наглядным способом получения амплитудно-модулированного сигнала является модуляция по питанию, которая при использовании транзисторов называется *коллекторной*, а электронных ламп — *анодной*. На рис. 8.4, а приведена упрощенная принципиальная схема реализации коллекторной модуляции. В ней на транзисторе  $VT$  собран резонансный усилитель, работающий обычно в ключевом режиме или в режиме С. На его вход подается напряжение с постоянной амплитудой и частотой несущего колебания, которое выделяется и восстанавливается в колебательном контуре  $L_K, C_K$ , настроенном на эту частоту. Как уже отмечалось (глава 5), выходное напряжение усилителя определяется величиной напряжения

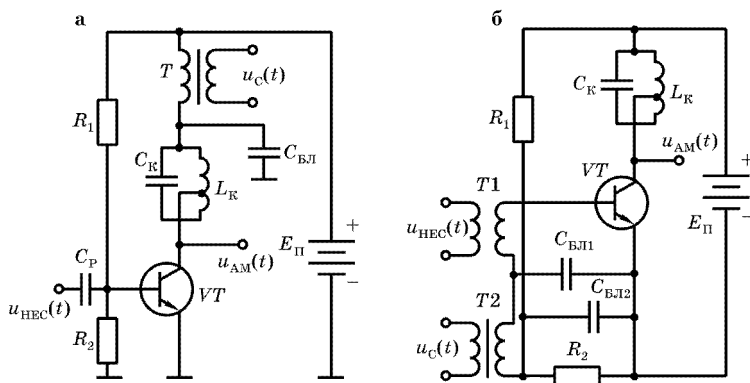


Рис. 8.4

питания. Если модулирующего сигнала нет, то напряжение питания равно  $E_{\text{П}}$ . При подаче через трансформатор  $T$  модулирующего сигнала  $u_{\text{С}}(t)$  напряжение питания усилителя начинает изменяться: в одну полуволну оно складывается с  $E_{\text{П}}$ , в другую — вычитается. В этом случае пропорционально изменяется выходное напряжение усилителя, а значит, формируется АМ колебание. Конденсатор  $C_{\text{БЛ}}$  замыкает (блокирует) верхний вывод резонансного контура для АМ колебания на эмиттер  $VT$ , устраняя протекание токов несущей частоты через трансформатор модулятора  $T$  и вызванные этим дополнительные потери.

На рис. 8.4,б приведен другой способ получения АМ колебаний, при котором его формирование происходит по управляющей цепи. При применении биполярных транзисторов такая модуляция называется *базовой*. Здесь с помощью трансформатора  $T1$  подается несущее колебание  $u_{\text{НЕС}}(t)$  с постоянной амплитудой  $U_{\text{НЕС}}$ , причем рабочая точка транзистора  $VT$  выбрана так, что ток через него протекает только в течение части периода этого колебания. Колебательный контур  $L_{\text{К}}, C_{\text{К}}$  настроен на эту частоту и восстанавливает несущее колебание также с постоянной амплитудой. Если одновременно с помощью трансформатора  $T2$  подать напряжение модулирующего сигнала  $u_{\text{С}}(t)$ , амплитуда которого  $U_{\text{С}}$  меньше  $U_{\text{НЕС}}$ , то за счет перемещения рабочей точки транзистора происходит изменение величины его коллекторного тока, а значит, в восстановленном в контуре колебания амплитуда изменяется пропорционально модулирующему сигналу, то есть на выходе усилителя формируется АМ сигнал. Конденсаторы  $C_{\text{БЛ1}}$  и  $C_{\text{БЛ2}}$  блокировочные. Они закорачивают нижние выводы трансформаторов  $T1$  и  $T2$  для несущего колебания и модулирующего сигнала на эмиттер  $VT$ , чтобы соответствующие напряжения подводились к промежутку база–эмиттер транзистора с минимальными потерями, то есть обеспечивалось для них наибольшее усиление каскада.

### 8.3.1.2.

#### ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫЕ СИГНАЛЫ

Вид частотно-модулированного сигнала еще раз приведен на рис. 8.5.

Его амплитуда остается постоянной, а частота меняется пропорционально мгновенному значению сигнала сообщения  $u_{\text{С}}(t)$ . Такие колебания по сравнению с АМ колебаниями

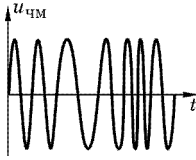


Рис. 8.5

обладают повышенной помехозащищенностью. Действительно, если по каким-либо причинам амплитуда АМ сигнала будет искажена или ограничена (обрезана), то информация об этих участках колебания полностью утрачивается, и восстановить первоначальный вид сигнала невозможно. В ЧМ

колебании информация о мгновенном (в том числе и амплитудном) значении сигнала сообщения заложена в изменении частоты, то есть определяется моментами перехода колебания через нуль. Поэтому амплитудное ограничение ЧМ сигнала до уровня выделения его на фоне помехи не влияет на точность восстановления первоначального сообщения.

По самой форме ЧМ сигнала уже можно предположить, что его спектр имеет больше гармонических составляющих, чем при АМ. Действительно, частота несущего колебания  $\omega_H$ , изменяясь пропорционально мгновенному значению модулирующего сигнала, последовательно проходит несколько подряд идущих частот, а значит, все они должны быть представлены в спектре колебания (напомним, что спектр АМ сигнала в простейшем случае состоит только из трех составляющих). Для аналитического нахождения спектра ЧМ сигнала учтем, что угловая частота колебания представляет собой скорость изменения его фазы, а следовательно, при гармоническом представлении  $u_{\text{ЧМ}}(t) = U_{\text{НЕС}} \cos \varphi(t)$  полная фаза колебания (определяющая его мгновенное значение) должна находиться как:

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \varphi_0,$$

где  $\varphi_0$  — начальная фаза колебания. Предположим, что мгновенное значение частоты колебания изменяется по гармоническому закону  $\omega(t) = \omega_H + \omega_D \cos \Omega t$ . Тогда, выполнив интегрирование, получаем:

$$u_{\text{ЧМ}}(t) = U_{\text{НЕС}} \cos [\omega_H t + (\omega_D/\Omega) \sin \Omega t + \varphi_0].$$

Здесь  $\omega_D$  называется *девиацией частоты* (или просто *девиацией*) и показывает, на сколько изменяется частота несущего колебания под воздействием амплитуды сигнала сообщения. Величина  $m = \omega_D/\Omega$  называется *индексом модуляции* и показывает, во сколько раз девиация превышает максималь-

ную частоту сигнала сообщения. Этим параметром и определяется в основном ширина спектра ЧМ колебания. При его нахождении начальной фазой  $\varphi_0$  можно пренебречь. Тогда:

$$u_{\text{ЧМ}}(t) = U_{\text{НЕС}} \cos [\omega_{\text{Н}} t + m \sin \Omega t] = \\ = U_{\text{НЕС}} \cos \omega_{\text{Н}} t \cos (m \sin \Omega t) - U_{\text{НЕС}} \sin \omega_{\text{Н}} t \sin (m \sin \Omega t). \quad (8.3)$$

Разложение функций  $\cos (m \sin \Omega t)$  и  $\sin (m \sin \Omega t)$  в ряд Фурье содержит  $J_n(m)$  — функции Бесселя первого рода  $n$ -го порядка от аргумента  $m$ :

$$\cos (m \sin \Omega t) = J_0(m) + 2J_2(m) \cos 2\Omega t + 2J_4(m) \cos 4\Omega t + \dots, \\ \sin (m \sin \Omega t) = 2J_1(m) \sin \Omega t + 2J_3(m) \sin 3\Omega t + 2J_5(m) \sin 5\Omega t + \dots$$

Тогда при преобразовании (8.3) получаем, что спектр колебания содержит бесконечное число составляющих, частоты которых равны  $\omega_{\text{Н}} \pm n\Omega$ , а их амплитуды пропорциональны значениям  $J_n(m)$ , причем соотношение амплитуд несущего колебания и боковых частот зависит от индекса модуляции  $m$ , и при  $m > 1$  амплитуда несущей не превышает (как и у АМ) амплитуды боковых. Исследования показывают, что реальный спектр ЧМ колебания может быть ограничен полосой частот, в которой сосредоточена основная часть энергии колебания, и ее величина также определяется значением индекса модуляции  $m$ :  $P_{\text{ЧМ}} = 2(m + 1)\Omega$ . Если  $m \ll 1$ , то  $P_{\text{ЧМ}} \approx 2\Omega$ , если  $m \gg 1$ , то  $P_{\text{ЧМ}} \approx 2m\Omega = 2\omega_{\text{Д}}$ . Если вместо угловой частоты  $\omega_{\text{Д}}$  воспользоваться циклической  $f_{\text{Д}} = \omega_{\text{Д}}/2\pi$ , то  $P_{\text{ЧМ}} = 2(m + 1)f_{\text{Д}}$ . В России значение девиации при передаче реальных радиовещательных сигналов принято  $f_{\text{Д}} = 50$  кГц. В этом случае для высококачественной передачи музыкального сигнала (при полосе сигнала до  $f_{\text{В}} = 15$  кГц) индекс модуляции  $m = \omega_{\text{Д}}/\Omega = 2\pi f_{\text{Д}}/2\pi f_{\text{В}} = 3,33$  и  $P_{\text{ЧМ}} = 130$  кГц.

Сравнение АМ и ЧМ сигналов показывают, что вторые из них обладают улучшенной помехозащищенностью, но занимают значительно более широкую полосу частот, поэтому используются в диапазонах УКВ и выше, где требуемая полоса пропускания составляет единицы процентов от частоты несущего колебания. В нижних диапазонах радиочастот применяется АМ.

Простейшим способом получения ЧМ колебания является использование варикапа, подключаемого параллельно колебательному контуру  $L_{\text{Р}}, C_{\text{К}}$  (см. рис. 8.6).



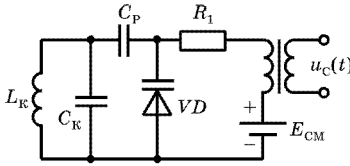


Рис. 8.6

В этом случае общая емкость контура равна сумме емкостей  $C_K$  и варикапа  $VD$ . При подаче модулирующего сигнала  $u_C(t)$  емкость варикапа меняется, изменяя резонансную частоту контура. Для того чтобы варикап использовался как конденсатор переменной емкости, необходимо приложить к нему напряжение, смещающее этот диод в обратном (запирающем) направлении. Это обеспечивается введением источника постоянного напряжения  $E_{CM}$ . Однако для постоянного тока, протекающего под действием  $E_{CM}$ , катушка  $L_K$  представляет собой короткое замыкание, что закорачивает  $VD$ . Для предотвращения этого вводят разделительный конденсатор  $C_P$ , емкость которого много больше  $C_K$ . Резистор  $R_1$  предотвращает замыкание варикапа по переменному току через цепь его управления. Если такой контур использовать в качестве задающего частоту в генераторе гармонических колебаний (например, в одном из рассмотренных в главе 7), то полученное устройство будет способно формировать ЧМ сигнал.

#### 8.3.1.3. ДРУГИЕ ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ

Рассмотренные виды модуляции широко используются в технике радиовещания и телевидения, однако в некоторых других сферах применения они оказываются недостаточно эффективными. Необходимость повышения помехоустойчивости и эффективности радиоэлектронной аппаратуры привело к разработке и использованию разновидностей АМ и ЧМ. Остановимся на некоторых из них.

Из рассмотрения спектра АМ сигнала видно, что значительную долю его мощности составляет несущее колебание. Его мощность  $P_{НЕС} = U_{НЕС}^2/2R_H$ , в то время как мощности боковых равны по  $P_{БОК} = m^2 U_H^2/8R_H$  (амплитуды боковых составляют по  $m/2$  от амплитуды несущей,  $m < 1$ ), то есть даже при  $m = 1$  мощность каждой боковой не превышает 25% от мощности несущей ( $R_H$  — сопротивление нагрузки, на котором выделяется АМ сигнал). В процессе передачи сигнала несущее колебание неизменно, малоинформативно (оно необходимо только при восстановлении исходного модулирующе-

го сигнала), но на него передатчиком расходуется большая мощность.

Для повышения эффективности работы передатчика можно использовать *балансную амплитудную модуляцию*, в которой несущее колебание значительно или полностью подавлено. Однако и при такой модуляции полоса частот, занимаемая сигналом, продолжает оставаться равной удвоенному значению максимальной частоты спектра модулирующего сигнала, что ограничивает число каналов в диапазоне передаваемых частот. Для увеличения числа каналов, особенно в условиях низких требований к качеству передаваемого сигнала (например, при любительской радиосвязи) используют *однополосную амплитудную модуляцию* (или SSB-сигналы — от английских слов *single side band*). В них одну из боковых частотных полос (обычно для частот, не превышающих 10 МГц, — нижнюю, а выше — верхнюю) подавляют, убирая зачастую и колебание несущей частоты. В этом случае обеспечивается не только двукратное сокращение полосы занимаемых частот, а значит, такое же увеличение числа одновременно работающих радиостанций, но и лучше используется мощность радиопередатчика.

Необходимость обеспечения устойчивой радиосвязи, полного восстановления переданной информации делает важными вопросы помехоустойчивости работы каналов связи. Наибольшей помехозащищенностью при любых видах модуляции обладают сигналы, имеющие только два заранее известных состояния и переходящие из одного в другое скачком. Например, амплитуда, меняющаяся скачком от нулевой до максимальной величины; частота, принимающая только два значения; фаза, мгновенно меняющаяся на  $180^\circ$ . Такие колебания называются соответственно *амплитудно-, частотно- и фазоманипулируемыми*. В них модулирующая функция представлена в двоичном коде, то есть имеет только два значения, одно из которых называется логическим нулем, а другое — логической единицей. Как уже указывалось, для этого сигналы подвергаются кодированию. Они используются в телеграфии, телефонии, в компьютерных сетях передачи информации и т. д. В телеграфии такое кодирование осуществляется представлением всех буквенно-цифровых символов с помощью азбуки Морзе в виде «точек» (импульсов одинаковой

длительности) и «тире» — (импульсов, имеющих удвоенную длительность «точки»). В телефонии и при передаче информации по компьютерным сетям передаваемое колебание преобразуется в цифровой сигнал, под действием которого происходит изменение (манипуляция) несущей частоты.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Какие виды модуляции вы знаете, в чем сущность каждого из них?
2. Нарисуйте АМ колебание. Какими параметрами оно характеризуется, какой вид имеет его спектр?
3. Нарисуйте ЧМ колебание. Какими параметрами оно характеризуется, какой вид имеет его спектр?
4. Какие другие виды модуляции вы знаете? В чем их достоинства?

#### 8.3.2.

#### ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА

Другим видом преобразования спектра сигнала является его перенос с одной частоты на другую, из одного диапазона в другой. Необходимость в таком переносе часто возникает в технике радиосвязи, причем такое преобразование должно сохранять неискаженными исходные компоненты колебания. Для этого используют *преобразователь частоты (смеситель)* — двухвходовое устройство, на один вход которого подается сигнал одной частоты, на второй — другой. В преобразователе используются в основном два способа получения требуемого колебания — применение элементов с нелинейной ВАХ (что искажает сигнал, а значит, обогащает его спектр) и параметрическое преобразование сигнала (один из сигналов усиливается линейно, а коэффициент его передачи изменяется пропорционально амплитуде второго колебания). В обоих случаях в спектре результирующего сигнала появляются составляющие, частоты которых отличаются от исходных, то есть возникает их преобразование.

Для обеспечения линейного преобразования, не изменяющего структуру спектра исходного сигнала, необходимо в смесителе выполнить перемножение двух гармонических колебаний. В результате этого на выходе смесителя появятся составляющие, частоты которых равны сумме и разности частот воздействующих сигналов. Подбирая одну из частот воздействующих сигналов, можно получить колебание требуемой частоты. Для ее выделения на выход преобразователя подклю-

чают полосовой фильтр, отфильтровывающий (убирающий) все остальные составляющие. В простейшем случае перемножение происходит при использовании элементов с характеристиками, имеющими квадратичные участки, например, когда их ток и напряжение связаны между собой зависимостью типа  $i = a_2 u^2$  (диоды, транзисторы и т. д.). Покажем математически возможность получения в этом случае линейного преобразования. Предположим, что на такой элемент подано одновременно два сигнала:  $u_1(t) = U_1 \cos \omega_1 t$  и  $u_2(t) = U_2 \cos \omega_2 t$  (для упрощения формул начальные фазы сигналов примем  $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$ ). Тогда:

$$i = a_2(u_1 + u_2)^2 = a_2 U_1^2 \cos^2 \omega_1 t + a_2 U_2^2 \cos^2 \omega_2 t + 2a_2 U_1 \cos \omega_1 t U_2 \cos \omega_2 t = a_2 U_1^2 \cos^2 \omega_1 t + a_2 U_2^2 \cos^2 \omega_2 t + a_2 U_1 U_2 \cos [(\omega_1 - \omega_2)t] + a_2 U_1 U_2 \cos [(\omega_1 + \omega_2)t]. \quad (8.4)$$

Здесь появились составляющие, отличающиеся по частоте на величины  $(\omega_1 - \omega_2)$  и  $(\omega_1 + \omega_2)$ , амплитуды которых пропорциональны исходным колебаниям. Если один из сигналов имеет сложный спектр, состоящий из суммы колебаний, то все они будут сдвинуты на одну и ту же величину, то есть искажения спектра не происходит. Поэтому для получения требуемого колебания достаточно выделить (отфильтровать) соответствующую компоненту.

В реальных условиях (например, при аппроксимации ВАХ диодов или входной характеристики биполярного транзистора) зависимость тока от приложенного напряжения имеет вид:  $i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2$ . Тогда при подаче  $u_1(t) = U_1 \cos \omega_1 t$  и  $u_2(t) = U_2 \cos \omega_2 t$  получим:

$$i = a_0 = a_1(u_1 + u_2) + a_2(u_1 + u_2)^2 = a_0 + a_1 U_1 \cos \omega_1 t + a_1 U_2 \cos \omega_2 t + a_2 U_1^2 \cos^2 \omega_1 t + a_2 U_2^2 \cos^2 \omega_2 t + 2a_2 U_1 \cos \omega_1 t U_2 \cos \omega_2 t = a_0 + a_1 U_1 \cos \omega_1 t + a_1 U_2 \cos \omega_2 t + a_2 U_1^2 \cos^2 \omega_1 t + a_2 U_2^2 \cos^2 \omega_2 t + a_2 U_1 U_2 \cos [(\omega_1 - \omega_2)t] + a_2 U_1 U_2 \cos [(\omega_1 + \omega_2)t]. \quad (8.5)$$

Если, например,  $u_1(t) = U_{\text{НЕС}} \cos \omega_{\text{Н}} t$  будет соответствовать несущему колебанию, а  $u_2(t) = U_{\text{С}} \cos \Omega t$  — модулирующему и выделить фильтром полосу частот от  $\omega_{\text{Н}} - \Omega$  до  $\omega_{\text{Н}} + \Omega$ , то получим сигнал, спектр которого соответствует АМ колебанию,

а значит, такое преобразование можно использовать для его формирования.

При параметрическом преобразовании сигнала коэффициент передачи устройства изменяется пропорционально амплитуде одного из колебаний, например,  $K(t) = K \cos \omega_1 t$ . Тогда при подаче на вход такого устройства сигнала  $u_2(t) = U_2 \cos \omega_2 t$  на его выходе получим:

$$\begin{aligned} u_{\text{ВЫХ}}(t) &= K(t)U_2 \cos \omega_2 t = K \cos \omega_1 t U_2 \cos \omega_2 t = \\ &= 0,5KU_2 \cos [(\omega_1 - \omega_2)t] + 0,5KU_2 \cos [(\omega_1 + \omega_2)t], \quad (8.6) \end{aligned}$$

то есть вновь осуществляется преобразование спектра колебания. При использовании в качестве входного сигнала сложного колебания искажения спектра здесь также не происходит.

Если здесь выбирать  $K(t) = K_0 + K \cos (\omega_1 t + \varphi_1)$ , то в выходном сигнале появляется составляющая с частотой несущего колебания, а значит, формируется полный спектр АМ сигнала.

С помощью таких преобразований могут осуществляться различные изменения спектра колебания, не только модуляция, но и детектирование сигнала. Например, если  $\omega_1 = \omega_2$ , то в (8.4)–(8.6) появляются составляющие с нулевой  $\omega = \omega_1 - \omega_2$  и удвоенной  $\omega = 2\omega_1$  частотами, последняя из которых может быть подавлена фильтром, включенным на выходе преобразователя. Если при этом одно из колебаний, например,  $u_1(t)$ , представляет собой АМ-сигнал  $u_1(t) = u_{\text{АМ}}(t) = U_{\text{АМ}} \cos \omega_{\text{НТ}} t$  (8.1), то оставшееся после фильтрации колебание будет изменяться пропорционально закону модуляции  $i(t) = a_2 U_{\text{АМ}} U_2 \cos \theta = a_2 U_2 (U_{\text{НЕС}} + U_C \cos \Omega t)$ . Такое детектирование называется *синхронным*.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Какие способы преобразования сигнала вы знаете?
2. С помощью чего из выходного напряжения преобразователя выделяются колебания нужных частот?
3. Расскажите, при каких условиях происходит линейное преобразование спектра сигнала.
4. Расскажите о параметрическом преобразовании сигнала.
5. Что такое синхронное детектирование?

---

## ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

# РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

### 9.1. ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

Радиоприемные устройства (кратко — радиоприемники) характеризуются многими показателями, основными из которых для вещательных приемников являются следующие:

*диапазон принимаемых частот;*

*чувствительность приемника* — минимальная ЭДС в антенне, при которой на выходе воспроизводится сигнал стандартной выходной мощности;

*избирательность по соседнему (зеркальному) каналу*, показывающая, во сколько раз изменяется напряжение на выходе приемника при перестройке его на соседний (зеркальный) канал. *Соседним* называется канал, несущая частота которого отличается от рабочей для приемников АМ сигналов на  $\pm 9$  кГц, для ЧМ сигналов — на  $\pm 200$  кГц, а *зеркальным* — частота которого превышает рабочую на удвоенное значение промежуточной частоты;

*помехоустойчивость*, показывающая, во сколько раз на выходе приемника эффективное напряжение сигнала больше эффективного напряжения помехи при заданном отношении сигнал/шум на входе приемника;

*показатели качества*, характеризующие УЗЧ, входящий в состав приемника.

Радиоприемные устройства делятся на два класса — *приемники прямого усиления* и *супергетеродинные*. В первых — усиление модулированного сигнала в УРЧ происходит на несущей частоте; во вторых — принимаемый сигнал преобразуется в сигнал промежуточной частоты, на которой и происходит основное усиление тракта радиочастоты.

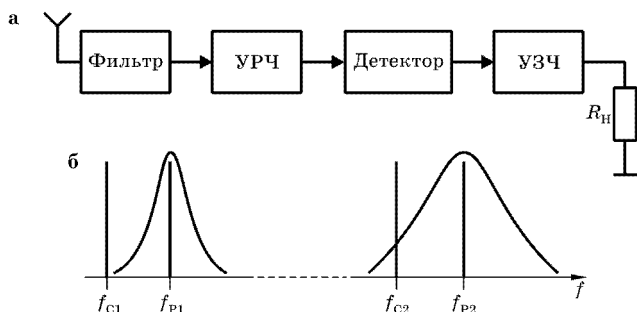


Рис. 9.1

Структурная схема приемника прямого усиления приведена на рис. 9.1, а.

Его достоинством является максимальная простота, недостатками — зависимость избирательности приемника от частоты принимаемого сигнала и низкая чувствительность. При работе радиоприемного устройства в широком диапазоне частот (когда отношение верхней граничной частоты диапазона к нижней составляет  $\geq 3$ ) один и тот же колебательный контур на разных частотах может иметь разные эквивалентные параметры: например, в верхнем частотном диапазоне начинает сказываться межвитковая емкость его катушки и эквивалентная индуктивность выводов конденсатора. В этом случае характеристическое сопротивление  $\rho$  и добротность контуров  $Q$  уменьшаются, а полоса пропускания расширяется, то есть избирательность ухудшается. Тогда с перестройкой приемника на сигналы высокочастотной части диапазона соседние радиостанции подавляются недостаточно и прослушиваются одновременно с принимаемой. Такая ситуация проиллюстрирована на рис. 9.1, б, на котором изображена фильтрация несущих частот соседних станций  $f_{c1}$  и  $f_{c2}$  от рабочих  $f_{p1}$  и  $f_{p2}$  на нижнем и верхнем участках диапазона принимаемых частот.

Низкая чувствительность приемника прямого усиления связана со склонностью его к самовозбуждению. Приемник — компактное устройство, все каскады которого питаются от общего источника, поэтому через него и эфир может возникнуть цепь обратной связи. При работе в широком диапазоне частот всегда есть частота, на которой может выполняться баланс фаз — одно из условий самовозбуждения. Если при этом по-

вышать коэффициент усиления приемника, то можно превысить порог, соответствующий балансу амплитуд. Тогда оба условия самовозбуждения оказываются выполненными, и приемник переходит в режим автогенератора. Для предотвращения этого коэффициент передачи тракта приемника прямого усиления ограничивают, и его чувствительность оказывается не превышающей  $\approx 1$  мВ. Указанные недостатки приводят к тому, что приемники прямого усиления используются только в средне- и длинноволновом диапазонах принимаемых частот и только для приема местных станций (например, в качестве сувенирных изделий).

Структурная схема супергетеродинного приемника приведена на рис. 9.2, а.

В нем основное усиление в УРЧ происходит на одной и той же (промежуточной) частоте (ПЧ), для которой параметры контура остаются одними и теми же, что позволяет обеспечить требуемую избирательность приемника. Для предотвращения выполнения в радиоприемнике баланса фаз достаточно введения в усилитель промежуточной частоты (УПЧ), где происходит это усиление, простейшей коррекции, которая снимает ограничения на его коэффициент усиления, а значит, чувствительность радиоприемника.

Для получения сигнала промежуточной частоты используют преобразователь частоты (смеситель) — двухвходовое

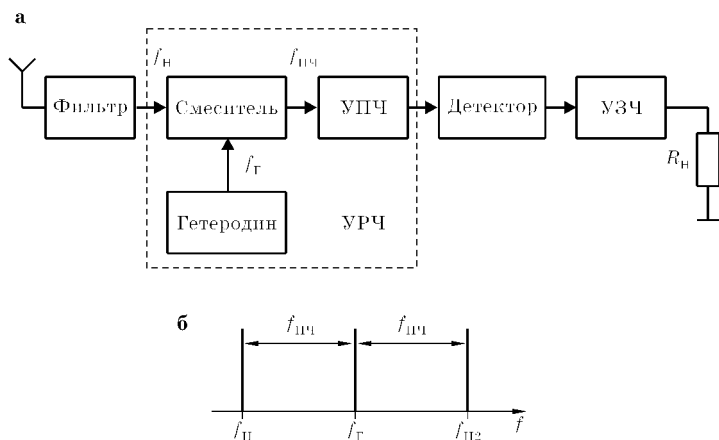


Рис. 9.2



устройство, на один вход которого подается сигнал несущей частоты  $f_H$ , а на другой — гетеродина (маломощного генератора)  $f_G$ , частота которого выше несущей. При этом на выходе смесителя появляется колебание с частотой, равной разности подаваемых частот  $f_{ПЧ} = f_G - f_H$ , которое усиливается УПЧ. В качестве его используется, как правило, высокоизбирательный усилитель с большим коэффициентом усиления, нагрузкой которого является фильтр сосредоточенной селекции, имеющий близкую к прямоугольной частотную характеристику. Это позволяет обеспечить большой коэффициент усиления и высокую избирательность УПЧ. При перестройке приемника на другую станцию одновременно перестраивается его входной контур (преселектор) и частота гетеродина так, чтобы при всех принимаемых станциях сохранялось неизменным значение  $f_{ПЧ} = f_G - f_H$ . Для вещательных приемников с амплитудной модуляцией промежуточная частота составляет 465 кГц, с частотной модуляцией — 10,7 МГц.

Введение преобразования сигнала на промежуточную частоту создает в супергетеродинном радиоприемном устройстве канал, называемый *зеркальным*. Действительно, при фиксированной частоте  $f_G$  существуют две частоты, разность которых с  $f_G$  дают  $f_{ПЧ}$  — это  $f_H$ , расположенная ниже  $f_G$ , и  $f_{H2}$ , расположенная выше частоты гетеродина тоже на величину промежуточной частоты  $f_{ПЧ}$  (рис. 9.2,б). Такой сигнал после преобразования в смесителе тоже будет иметь частоту, равную промежуточной, усиливаться УПЧ так же, как полезное колебание, и может существовать одновременно с ним, создавая помехи приему. Это является недостатком супергетеродинного приемника. Подавление зеркального канала в приемнике осуществляется преселектором на входе приемника, который подавляет (отсеивает) частоты, превышающие частоту гетеродина. Для улучшения подавления в связанных приемниках применяют двойное преобразование частоты.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Какими параметрами характеризуются радиоприемные устройства?
2. Что называется приемником прямого усиления?
3. Каковы достоинства и недостатки приемника прямого усиления?
4. Что называется супергетеродинным приемником?
5. Каковы преимущества и недостатки супергетеродинного приемника?

## 9.2. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Восстановление исходного сигнала сообщения из модулированного колебания происходит в *демодуляторе*, который в случае вещательных приемников называется *детектором*. Для каждого вида модуляции используется свой тип детектора. Для амплитудно-модулированного колебания простейшей схемой детектора является так называемая последовательная схема (рис. 9.3,а), представляющая собой диод, в нагрузку которого включены параллельно соединенные резистор  $R_H$  и конденсатор  $C_H$ .

Целесообразность такого построения амплитудного детектора обусловлена следующим. В разделе 8.3.1 показано, что АМ сигнал представляет собой симметричное двухполярное колебание. Поэтому при непосредственном воздействии его на человеческое ухо происходит компенсация изменений, вызванных влиянием одной полуволны сигнала на ухо другой полуволной, то есть среднее значение воздействия равно нулю, а значит, сигнал человеком восприниматься не будет.

Для устранения этого используют диод  $VD$ . Он пропускает только одну из полуволн колебания, задерживая другую. Предположим, что диод имеет линейную ВАХ, тогда прошедший через него сигнал представляет собой отрезки гармонического колебания  $u_{AM}(t)$ , изменение амплитуд которого повторяет сигнал сообщения  $u_C(t)$  (рис. 9.3,б). Для восстановления  $u_C(t)$  нужно заполнить пустоты между этими отрезками, что достигается использованием энергоемкого элемента — конденсатора  $C_H$ , подключенного параллельно резистору нагрузки  $R_H$ . В этом случае ток, протекающий через диод  $VD$  при его открывании, делится на две части, одна из которых создает

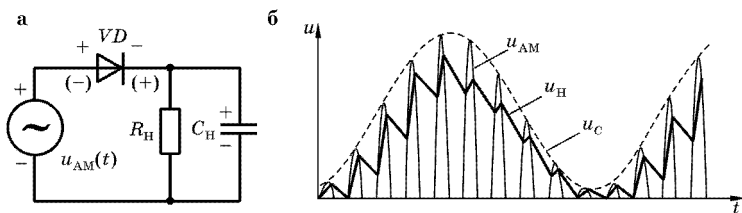


Рис. 9.3

напряжение на  $R_H$ , а другая — заряжает конденсатор  $C_H$ . При закрывании диода конденсатор разряжается через нагрузку  $R_H$ , поддерживая напряжение на ней. Рассмотрим это более подробно.

Предположим, что конденсатор  $C_H$  разряжен, и напряжение на нем  $u_H$  равно нулю. Тогда для первой положительной полуволны модулированного сигнала ( $u_{AM}$  на рис. 9.3,б) диод  $VD$  открыт (полярности мгновенных значений напряжений на элементах указаны на рис. 9.3,а), и через него от источника АМ сигнала ( $u_{AM}$  на рис. 9.3,а) по цепи, состоящей из параллельно соединенных  $R_H$  и  $C_H$ , протекает ток, который заряжает  $C_H$ . Напряжение на нем  $u_H$  увеличивается (рис. 9.3,б). Одновременно с этим полуволна входного сигнала, продолжая увеличиваться, достигает своего наибольшего значения, а затем начинает уменьшаться. Как только входное напряжение  $u_{AM}$  окажется равным выходному  $u_H$ , их разность, приложенная к диоду, станет равной нулю, диод закроется и отключит нагрузку от источника входного сигнала. Теперь конденсатор  $C_H$  начинает разряжаться через  $R_H$ , продолжая поддерживать на нем выходное напряжение.

При дальнейшем уменьшении входного сигнала разность  $u_{AM}$  и  $u_H$  для диода  $VD$  становится запирающей (на рис. 9.3,а показано у диода в скобках), поддерживает  $VD$  в запертом состоянии, и входной сигнал не влияет на происходящие процессы. Так происходит и во всю отрицательную полуволну сигнала до тех пор, пока напряжение  $u_{AM}$  не достигнет величины напряжения на нагрузке, превысит его, создавая вновь на диоде напряжение отпирающей полярности, и возобновит рассмотренные процессы.

Формируемое в этом случае напряжение на нагрузке имеет пульсирующий вид, что связано с зарядом и разрядом конденсатора  $C_H$ . Для снижения амплитуды пульсаций необходимо увеличивать постоянную времени цепи разряда ( $\tau_{РАЗ} = R_H C_H$ ). При этом скорость разряда уменьшается и напряжение  $u_H$  спадает медленнее, то есть желательно, чтобы постоянная времени цепи разряда значительно превышала период несущего колебания  $\tau_{РАЗ} \gg T_{\omega}$ . Сопротивление нагрузки  $R_H$ , как правило, нельзя сделать произвольным, поэтому для уменьшения пульсаций увеличивают емкость конденсатора  $C_H$ . Однако ее чрезмерное увеличение приводит к тому, что форма на-

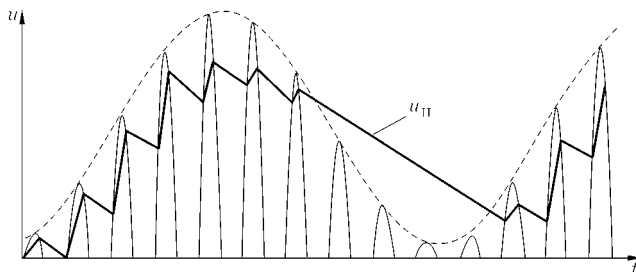


Рис. 9.4

пряжения на нагрузке перестает повторять форму огибающей АМ сигнала, то есть возникают его нелинейные искажения (рис. 9.4).

Это происходит из-за того, что напряжение на конденсаторе начинает уменьшаться медленнее, чем изменяется амплитуда сигнала. Поэтому при снижении амплитуды входного колебания диод продолжает оставаться запертым, и соответствующая часть огибающей сигнала оказывается невоспроизведенной. Чтобы этого не произошло, необходимо, чтобы конденсатор  $C_H$  разряжался быстрее, чем изменяется огибающая АМ колебания, то есть требуется  $\tau_{PA3} < T_{\Omega}$ . Таким образом, при выборе номиналов элементов  $R_H$  и  $C_H$  необходимо обеспечить  $T_{\omega} \ll \tau_{PA3} < T_{\Omega}$ .

Реальная вольт-амперная характеристика диода (зависимость его тока  $i_D$  от величины приложенного к диоду напряжения  $u_D$ , совпадающая с прямой ветвью ВАХ  $p$ - $n$ -перехода, рис. 3.14,б) имеет не только линейный участок. Ее условно можно представить как состоящую из двух областей: *линейной* — для больших значений напряжения, и *нелинейной (квадратичной)* — для малых. Если амплитуда АМ сигнала находится в основном на первом участке, то такие детекторы называют *линейными*; если на втором — *квадратичными*. Рассмотрим подробнее работу каждого из видов этих детекторов.

Предположим, что  $U_{AM}$  велико, диод работает в линейном режиме, и характеристика начинается из начала координат. Тогда при  $u_{AM}(t) > 0$  его ток  $i_D = au_D$ , а при  $u_{AM}(t) < 0$  — ток диода  $i_D = 0$ . Будем считать, что постоянная времени  $\tau_{PA3}$  выбрана правильно, нелинейные искажения отсутствуют, и среднее значение напряжения на нагрузке при протекании через диод импульса тока остается неизменным (см. рис. 9.5).

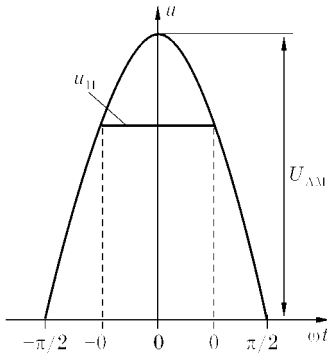


Рис. 9.5

В этом случае при  $u_{AM} > u_H$  разность этих напряжений открывает диод, создавая ток заряда и нагрузки. Половина длительности импульса тока диода ( $t_{ИД}$ ), выраженная в единицах текущей фазы (радианах или градусах), называется *углом отсечки* ( $\theta = \omega t_{ИД}/2$ ). При подаче на вход линейного детектора АМ колебания  $u_{AM}(t) = U_{AM} \cos \omega t$  среднее значение тока диода:

$$I_{CP} = \frac{aU_{AM}}{\pi} \int_0^{\omega t_{ИД}/2} (\cos \omega t - \cos \omega t_{ИД}/2) d(\omega t) = \\ = aU_{AM}(\sin \theta - \theta \cos \theta) / \pi.$$

Подставляя сюда  $U_{AM} = U_H(1 + m \cos \Omega t)$  и отделяя составляющую, содержащую исходное сообщение ( $\cos \Omega t$ ), получим, что на  $R_H$  выходное напряжение

$$u_{\Omega} = U_{\Omega} \cos \Omega t = aU_H m R_H (\sin \theta - \theta \cos \theta) \cos \Omega t / \pi.$$

Отсюда следует, что восстанавливаемое в детекторе напряжение сигнала сообщения пропорционально амплитуде несущего колебания  $U_H$  и глубине модуляции  $m$ . Одним из основных параметров детектора является его *коэффициент передачи*, показывающий во сколько раз амплитуда восстановленного детектором напряжения  $U_{\Omega}$  отличается от амплитуды сигнала сообщения, модулирующей несущее колебание  $K_D = U_{\Omega}/mU_H$ . Подставляя соответствующее значение  $U_{\Omega}$ , получим, что для линейного детектора  $K_D = a(\sin \theta - \theta \cos \theta)R_H/\pi$ , то есть остается постоянным. Действительно, в линейном детекторе одинаковым приращением напряжения на диоде соответствуют одинаковые приращения тока диода, а значит, коэффициент передачи линейного детектора не зависит от амплитуды входного сигнала.

Для квадратичного детектора вольтамперная характеристика диода имеет вид:  $i_D = I_0 + au_D + bu_D^2$  (рис. 9.6).

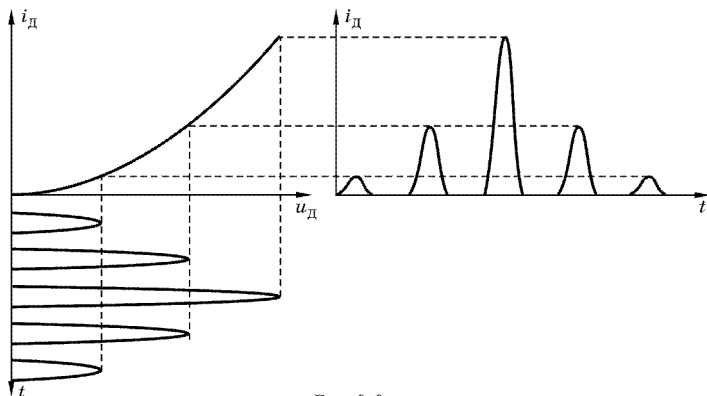


Рис. 9.6

При подаче на вход детектора амплитудно-модулированного колебания  $u_{AM}(t) = U_{AM} \cos \omega_H t$  протекающий через диод ток будет иметь следующие составляющие:

$$i_D(t) = I_0 + aU_{AM} \cos \omega_H t + bU_{AM}^2 \cos^2 \omega_H t = I_0 + aU_{AM} \cos \omega_H t + (bU_{AM}^2 \cos 2\omega_H t) / 2 + bU_{AM}^2 / 2.$$

Компоненты с частотами  $\omega_H$  и  $2\omega_H$  будут отфильтрованы в цепи нагрузки, а на выходе детектора формируется напряжение, обусловленное лишь слагаемым  $bU_{AM}^2 / 2$ , то есть пропорциональное квадрату амплитуды модулированного сигнала.

При принятом законе модуляции  $U_{AM} = U_H(1 + m \cos \Omega t)$ , а значит, возникающий при этом ток диода:

$$i_{HЧ} = bU_{AM}^2 / 2 = 0,5bU_H^2(1 + m \cos \Omega t)^2 = 0,5bU_H^2(1 + 2m \cos \Omega t + m^2 / 2 + 0,5m^2 \cos 2\Omega t),$$

содержит две низкочастотные составляющие (с частотами  $\Omega$  и  $2\Omega$ ). Однако только первая из них будет полезной, восстанавливающей на  $R_H$  напряжение сигнала сообщения

$$u_\Omega = U_\Omega \cos \Omega t = bU_H^2 m R_H \cos \Omega t,$$

а вторая  $u_{2\Omega} = 0,25bU_H^2 m^2 R_H \cos 2\Omega t$  создает нелинейные искажения. Их коэффициент может быть найден по формуле  $K_\Gamma = U_{2\Omega} / U_\Omega = m / 4$  и при 100%-й модуляции ( $m = 1$ ) составляет 25%. При модуляции сигналом со сложным спектром коэффициент нелинейных искажений будет еще больше, так как подача на элемент с квадратичным участком характеристики

двух и более колебаний приводит к появлению в результирующем сигнале комбинационных частот (раздел 8.3).

Коэффициент передачи квадратичного детектора  $K_D = U_{\Omega}/mU_H = bU_H R_H$ , то есть не постоянен, а зависит от амплитуды несущего колебания. Это легко можно проследить по рис. 9.6, на котором приведена вольтамперная характеристика диода и построены графики токов, протекающих под действием АМ колебания. Из их рассмотрения видно, что одинаковым приращениям напряжения на диоде соответствуют различные приращения тока через него, а значит, и напряжения на нагрузке, то есть коэффициент передачи детектора зависит от величины приложенного напряжения, поэтому в выходном колебании появляются дополнительные нелинейные искажения.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Нарисуйте принципиальную схему амплитудного детектора и расскажите назначение его элементов.
2. Расскажите о нелинейных искажениях линейного амплитудного детектора.
3. Чем квадратичный детектор отличается от линейного?

### 9.3. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Для детектирования частотно-модулированных колебаний применяются частотные детекторы, которые могут строиться по разным принципам. В простейшем случае в них осуществляется преобразование ЧМ сигнала в АМ сигнал и детектирование его с помощью обычного линейного детектора АМ колебаний. Наиболее просто такое преобразование реализуется в детекторе на расстроенном контуре, принципиальная схема которого приведена на рис. 9.7,а.

В нем преобразование ЧМ в АМ происходит при прохождении ЧМ сигнала через контур, резонансная частота  $\omega_0$  которого отличается от частоты несущего колебания  $\omega_H$ . При этом контур выбирается таким, чтобы  $\omega_H$  соответствовала середине линейного участка склона его частотной характеристики (рис. 9.7,б).

При модуляции различным мгновенным значениям частоты (на рис. 9.7,б она принята изменяющейся по гармониче-

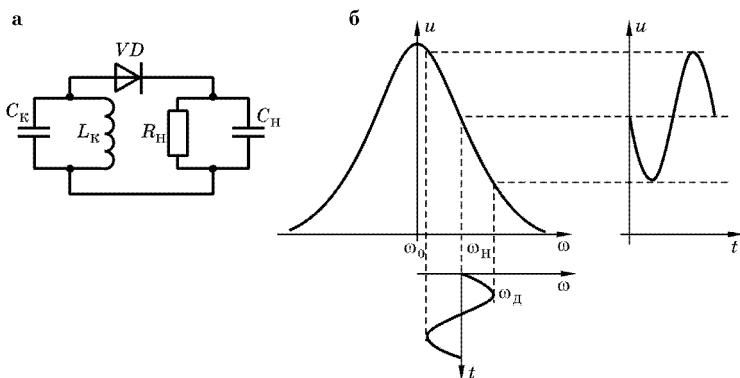


Рис. 9.7

скому закону) соответствуют разные коэффициенты передачи контура, то есть амплитуды выходного сигнала для колебания с различными частотами будут разные, а значит, произойдет преобразование ЧМ колебания в АМ. Затем полученное колебание подается на обычный амплитудный детектор, на выходе которого восстанавливается форма сигнала сообщения.

Недостатком такого детектора является не только сложность его настройки, требующая, чтобы несущее колебание находилось на середине линейного участка амплитудно-частотной характеристики контура, но и повышенные искажения, возникающие за счет паразитной амплитудной модуляции частотно-модулированного сигнала. Действительно, в таком детекторе напряжение на его выходе будет изменяться пропорционально не только частоте, но и амплитуде исходного модулированного сигнала, создавая дополнительные искажения. Для устранения этого на входе детектора необходимо устанавливать амплитудные ограничители, подавляющие паразитную АМ.

Но преобразование ЧМ в АМ можно производить и другими способами. Например, в дробном детекторе (детекторе отношений) оно возникает за счет сдвига фаз между током и напряжением, существующем в колебательном контуре и способным вблизи резонансной частоты изменять свой знак. Рассмотрим подробнее работу такого детектора (см. рис. 9.8).

При индуктивной (трансформаторной) связи катушек ( $L_1$  и  $L_2$ , рис. 9.8,а) колебательный контур  $L_2, C_2$  по отношению к ЭДС, наводимой в катушке  $L_2$ , представляет собой



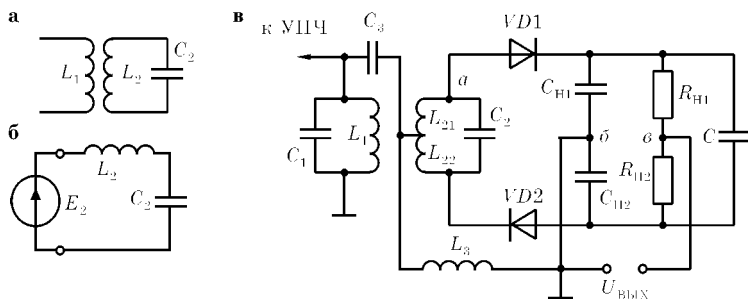


Рис. 9.8

последовательный колебательный контур (рис. 9.8,б). В нем на частоте резонанса  $\omega_0$  вектор ЭДС, действующей на входных зажимах контура, совпадает с вектором тока, протекающего через контур. Если текущая частота ( $\omega$ ) больше резонансной частоты ( $\omega_0$ ), то общее сопротивление контура имеет индуктивный характер, и протекающий через него ток отстает от ЭДС. Если частота меньше резонансной, то общее сопротивление контура имеет емкостной характер, и протекающий через него ток опережает ЭДС. Именно на этом основано преобразование ЧМ сигнала в АМ.

Принципиальная схема дробного детектора приведена на рис. 9.8,в. Из ее рассмотрения видно, что схема симметрична относительно горизонтали, проходящей через средний вывод катушки  $L_2$  (точки соединения  $L_{21}$  и  $L_{22}$ ), и каждую ее половину можно рассмотреть отдельно. Поэтому рассмотрим верхнюю половину, включающую  $L_{21}$ ,  $L_3$ ,  $C_{Н1}$ ,  $VD1$ . Элементы  $VD1$  и  $C_{Н1}$  относятся уже к детектору АМ колебаний, а преобразование ЧМ колебания в АМ происходит на его входе, то есть между точками  $a$  и  $b$ . Все три катушки индуктивности, используемые в детекторе ( $L_1$ ,  $L_2$  и  $L_3$ ), намотаны на общем сердечнике и являются индуктивно связанными. При этом связь между катушками  $L_1$  и  $L_3$  является наиболее сильной, что дополнительно обеспечивается соединением их параллельно с помощью конденсатора  $C_3$ , в результате чего напряжения на этих катушках оказываются синфазными.

Построим векторную диаграмму напряжений и токов, действующих в таком детекторе. В качестве базового выберем вектор напряжения  $\underline{U}_1$  на контуре  $L_1 C_1$ , совпадающий с напряжением  $\underline{U}_3$  на катушке  $L_3$  (рис. 9.9,а).

Под действием напряжения  $\underline{U}_1$  через катушку контура  $L_1$  протекает ток  $\underline{I}_1$ , отстающий от напряжения  $\underline{U}_1$  на угол, равный  $90^\circ$ . Этот ток наводит в контуре  $L_2C_2$  ЭДС самоиндукции  $\underline{E}_2$ , отстающую от  $\underline{I}_1$  также на  $90^\circ$  ( $\underline{E}_2 = -j\omega M_{12}\underline{I}_1$ , где  $M_{12}$  — коэффициент взаимной индуктивности между  $L_2$  и  $L_1$ ). Как указывалось выше, по отношению к этой ЭДС контур  $L_2C_2$  может быть рассмотрен как последовательный, и при совпадении частот поданного сигнала с резонансной частотой контура  $\omega_0$  ток в нем  $\underline{I}_2$  совпадает по фазе с  $\underline{E}_2$ . Этот ток создает на  $L_{21}$  напряжение  $\underline{U}_{21}$ , опережающее  $\underline{I}_2$  на угол, равный  $90^\circ$ . Тогда напряжение  $\underline{U}_{VD1}$ , действующее на входе детектора АМ колебаний ( $VD1$ ), равно векторной сумме  $\underline{U}_{21}$  и  $\underline{U}_3$  (рис. 9.9,а).

Напряжения на противоположных выводах  $L_2$  по отношению к ее среднему выводу противофазны, и к этому же выводу подключена катушка  $L_3$ , поэтому на векторной диаграмме рис. 9.9,а по отношению к  $\underline{U}_3$  напряжение  $\underline{U}_{22}$ , наводимое на катушке  $L_{22}$ , должно быть отложено в противоположную от  $\underline{U}_{21}$  сторону. Оно совместно с  $\underline{U}_3$  образует напряжение  $U_{VD2}$  на входе второго детектора АМ колебаний ( $VD2$ ).

Рассмотрим изменения, происходящие с изменением частоты подаваемого сигнала ( $\omega$ ). Предположим  $\omega > \omega_0$ . Первоначальный этап построения векторной диаграммы (вплоть до  $\underline{E}_2$ ) остается тем же самым. Как правило, добротность контура  $L_1C_1$  выбирается достаточно низкой, поэтому для простоты считаем в полосе ЧМ сигнала сопротивление контура чисто активным, то есть пренебрегаем изменением сдвига фаз между  $\underline{U}_1$  и  $\underline{I}_1$ . Но в контуре  $L_2C_2$  все иначе: его общее сопротивление при  $\omega > \omega_0$  имеет индуктивный характер, поэтому ток  $\underline{I}_2$  отстает от ЭДС  $\underline{E}_2$  (рис. 9.9,б). Тогда напряжение  $\underline{U}_{21}$ , опережающее  $\underline{I}_2$

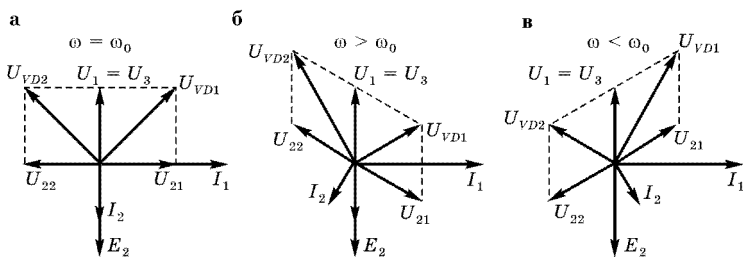


Рис. 9.9

на  $90^\circ$ , уже не совпадает с  $I_1$ , и напряжение  $U_{VD1}$  на детекторе АМ колебаний ( $VD1$ ), определяемое векторной суммой  $U_3$  и  $U_{21}$ , становится меньше первоначального. Следовательно, произошло преобразование изменения частоты в изменение амплитуды сигнала, действующего на детекторе АМ колебаний, то есть ЧМ в АМ. Напряжение  $U_{22}$  все так же сдвинуто относительно  $U_{21}$  на  $180^\circ$ , что приводит к увеличению напряжения  $U_{VD2}$ .

Аналогично, при уменьшении частоты подаваемого сигнала по сравнению с частотой резонанса контура  $\omega_0$  общее сопротивление последовательного контура имеет емкостной характер, и ток  $I_2$  опережает ЭДС  $E_2$  (рис. 9.9, в). В этом случае напряжение  $U_{21}$ , опережающее  $I_2$  на  $90^\circ$ , опережает ток  $I_1$ , и напряжение  $U_{VD1}$  на детекторе АМ колебаний ( $VD1$ ) становится больше первоначального. Соответствующим образом изменяется и напряжение  $U_{VD2}$ .

При происходящих изменениях длин векторов  $U_{VD1}$  и  $U_{VD2}$  их сумма остается одной и той же, что позволяет соединять между собой катод диода  $VD1$  с анодом  $VD2$  конденсатором большой емкости  $C$ . При этом напряжения на нем, а значит, и на резисторах  $R_{H1}$  и  $R_{H2}$  остаются неизменными. Выходное напряжение детектора формируется между точками  $b$  и  $v$  (рис. 9.8, в) и равно разности напряжений на конденсаторе  $C_{H1}$  и резисторе  $R_{H1}$  (или параллельно соединенных им конденсаторе  $C_{H2}$  и резисторе  $R_{H2}$ ). При подаче на детектор немодулированного колебания эти напряжения равны между собой, и выходное напряжение детектора равно нулю. При ЧМ колебании увеличение напряжения на  $C_{H1}$  формирует положительную полуволну выходного напряжения детектора, а уменьшение — отрицательную. Неизменность напряжения на конденсаторе  $C$  приводит к возможности автоматического подавления в дробном детекторе паразитной АМ, существующей в исходном ЧМ сигнале. Действительно, если за счет наличия паразитной АМ амплитуда ЧМ сигнала увеличится, то возрастет длительность пропускания тока обоими диодами ( $VD1$  и  $VD2$ ). Это увеличивает шунтирующее влияние нагрузки на колебательный контур  $L_2C_2$ , снижает его добротность, а значит, формируемое на контуре напряжение. И, наоборот, при уменьшении амплитуды ЧМ сигнала длительность протекания тока через диоды уменьшается, шунтирующее влия-

ние нагрузки ослабляется, добротность и напряжение на контуре возрастают.

В настоящее время в связи с широким развитием интегральных технологий в детекторах ЧМ колебаний все больше используют преобразование ЧМ колебаний в импульсное напряжение с переменной скважностью. Такие детекторы схемотехнически более сложны, используют элементы цифровой техники, однако не имеют катушек индуктивности и очень удобны при изготовлении в интегральных микросхемах.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Расскажите об известных вам способах построения детекторов ЧМ колебаний.
2. Нарисуйте схему дробного детектора, постройте векторные диаграммы, поясняющие его работу.
3. Чем детектор на расстроенном контуре отличается от дробного детектора?

---

## ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

# ТЕЛЕВИДЕНИЕ

**В**сю полноту окружающего мира человек воспринимает с помощью зрения, слуха, осязания, обоняния и вкуса, преобладающим из которых является зрение.

Через зрение, по данным специалистов, человек воспринимает 80–85% всех ощущений. Именно поэтому человечество в течение почти всего времени своего развития создавало и совершенствовало зрительные образы воспроизведения окружающей среды: наскальные рисунки, картины, фотографии, кино. Однако первые из них являются статическими, а последнее, учитывая длительность процесса обработки пленки, не позволяет оперативно передавать зрительную информацию. Решение этих вопросов оказалось возможным с изобретением телевидения.

*Телевидением* называется область современной радиоэлектроники, обеспечивающая оперативную передачу и прием движущихся (изменяющихся) изображений предметов, расположенных в пространстве, электрическими средствами связи.

Передать полностью зрительный образ слитного предмета средствами радиотехники невозможно: по горизонтали и вертикали он представляет собой сочетание участков различной световой интенсивности, которые не могут быть переданы одновременно. Поэтому задачей телевидения является создание техническими средствами иллюзии целостности воспроизводимого зрительного образа исходного предмета. Органом, получающим зрительную информацию, является глаз, поэтому телевизионная система должна строиться с учетом свойств нашего зрения.

#### 10.1. СВОЙСТВА ГЛАЗА И ИХ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ В ТЕЛЕВИДЕНИИ

Человеческий глаз представляет собой сложную систему восприятия зрительной информации. Он включает в себя оптическую систему, с помощью которой изображение окружающих предметов формируется на сетчатке (сетчатой оболочке глаза). Последняя состоит из светочувствительных нервных окончаний — *фоторецепторов*. Существуют два вида фоторецепторов: колбочки и палочки. *Колбочки* характеризуются большой разрешающей способностью, светочувствительностью (способностью различать цвета), но малой светочувствительностью. Для их возбуждения необходим значительный световой поток, поэтому колбочки воспринимают зрительную информацию только днем или при значительной освещенности предметов.

*Палочки* — наоборот, имеют большую световую чувствительность, но не обладают способностью различать цвета и имеют малую разрешающую способность. Поэтому они являются аппаратом сумеречного видения, когда недостаточная освещенность не позволяет воспринимать цветовую зрительную информацию колбочками. Именно поэтому известная пословица гласит: ночью все кошки серые. Переход при восприятии изображения с палочек на колбочки мы можем легко наблюдать, если, например, будем идти по дороге к лесу. Сначала, когда он далеко, лес будет казаться однообразной темной массой — этот образ воспринимается палочками сетчатки. По мере приближения мы начинаем различать цвет деревьев, а затем и сами деревья — теперь отраженного от леса света достаточно для возбуждения колбочек сетчатки глаза. Поэтому для создания ощущения цвета предмета необходимо либо мелкие предметы передавать с повышенной интенсивностью, либо с меньшей интенсивностью передавать крупные изображения с тем, чтобы возбудить наибольшее количество колбочек.

При разработке систем цветного телевидения используется трехкомпонентная теория цветового восприятия, по которой допускается существование трех видов колбочек, каждый из которых реагирует только на один из цветов: красный,

синий или зеленый. Эти цвета являются *основными, взаимонезависимыми*, и любой из них не может быть получен смешением остальных двух цветов. Другие же цвета, воспринимаемые нашим глазом, могут быть получены возбуждением этих колбочек световым потоком различной интенсивности. Чувствительность глаза к различным цветам неодинакова, например, наиболее интенсивно он реагирует на зеленый цвет. Зрительное восприятие всех остальных цветов резко падает. Если же колбочки возбуждаются всеми волнами оптического диапазона (380...780 нм), имеющими одинаковую интенсивность, то у человека возникает ощущение белого цвета.

Центральная часть сетчатки (с угловыми размерами  $1...3^\circ$ ) содержит только колбочки, вся остальная — и колбочки и палочки, причем по мере удаления от центра плотность колбочек падает, а палочек — остается примерно постоянной. Поле зрения глаза достаточно велико и составляет  $120...130^\circ$ , однако наибольшая зрительная информация поступает с небольшого участка, называемого *пространственным углом ясного зрения*. Это площадка, на которую направлен взгляд прямо смотрящего человека, имеющая угловые размеры по вертикали  $12^\circ (\pm 6^\circ$  от направления взгляда), а по горизонтали  $16^\circ (\pm 8^\circ)$ .

Следующим свойством глаза является его *разрешающая способность* ( $\delta$ ) — наименьшее угловое расстояние между двумя светящимися точками, при котором наблюдатель видит эти точки раздельно.

Разрешающая способность в значительной степени зависит от яркости точек и контрастности их с фоном. Исследования показывают, что среднее значение  $\delta = 1'$  (одна угловая минута). Таким образом, если нарисовать две параллельные линии и смотреть на них с расстояния, при котором угол между ними составит  $1'$ , то человеческий глаз воспримет эти линии как единое целое. Следовательно, все передаваемое изображение можно представить состоящим из отдельных линий, угловое расстояние между которыми меньше  $1'$ , а значит, можно передавать не целиком изображение, а только его участки, находящиеся на этих линиях. Если учесть, что по вертикали границы зоны ясного зрения изображения составляют  $12^\circ$ , то число строк, на которые должно быть разделено изображение, составляет  $n_c = 12 \times 60' / 1' = 720$ . У нас в стране

в качестве стандарта принято  $n_c = 625$  строк разложения изображения. Возникающее при этом увеличение углового расстояния до  $1,15'$  еще не влияет на качество восприятия изображения. Для обеспечения нахождения изображения телевизионного экрана в пределах угла ясного зрения телезритель должен находиться от экрана на расстоянии  $l_{\text{опт}} \approx 5h$ , где  $h$  — высота экрана. При меньшем расстоянии часть изображения экрана выходит за зону зрения с максимальной разрешающей способностью, при большем — в нее попадают предметы, окружающие экран.

Принятое число строк разложения изображения (625) позволяет достичь компромисса между противоречивыми требованиями необходимости сужения полосы частот, занимаемой телевизионным сигналом, воспринимаемой слитностью изображения, необходимостью использования нечетного числа строк разложения, и уменьшает заметность помехи питающей сети на воспроизведение изображения. Последнее обусловлено тем, что при частоте строчной развертки, кратной кадровой (раздел 10.2), помеха, имеющая частоту, равную частоте питающей сети, создает на экране кинескопа изменение яркости сигнала, которое всегда будет находиться на одном и том же месте, то есть неподвижно, а значит, ее мешающее действие будет слабо заметно.

Необходимость сужения полосы частот, занимаемой телевизионным сигналом, и использования нечетного числа строк разложения изображения будут рассмотрены далее, в соответствующих разделах.

Следующей характеристикой зрения является его *инерционность* — способность зрения сохранять ощущение объекта в течение некоторого времени после прекращения его воздействия. В этом случае глаз продолжает как бы «видеть» источник света после его выключения, то есть когда в действительности его излучение прекратилось. В инерционности зрения легко убедиться на простом примере: при освещении помещения обычной лампой накаливания человек не замечает пульсаций света, хотя ее разогрев происходит гармоническим колебанием с частотой питающей сети в 50 Гц. Если последовательно с лампой включить диод, который устраняет (обрезает) одну полуволну колебания (а значит, уменьшает частоту до 25 Гц), то пульсации накаливания становятся видны. Частота, при



которой мелькание яркости источника становится заметным, зависит от величины яркости. Исследования показывают, что для яркостей современных телевизоров частота повторений засветки точки экрана, при которой зритель перестает замечать изменение светового потока и воспринимает его как непрерывное излучение, составляет 46...48 Гц. Таким образом, если любую точку экрана засвечивать с такой частотой, то создается иллюзия ее постоянного свечения.

Другой важной особенностью телевизионных изображений, связанной с инерционностью зрения, является обеспечение слитности движения перемещающихся объектов. Так же, как и в кино, изображение в телевидении передается кадрами, поэтому и здесь для обеспечения восприятия естественной плавности движения его разбивают на отдельные фазы, передаваемые кадрами. Если в одну секунду передавать 16...24 таких фаз (наблюдаемых человеком в естественных условиях за это же время), то создается иллюзия непрерывности движения.

Еще одной особенностью зрения является его *контрастная различительная способность* — способность глаза воспринимать приращение яркости изображения. Отношение максимальной яркости изображения ( $L_{\max}$ ), воспринимаемой глазом, к минимальной ( $L_{\min}$ ), ограниченной собственными шумами зрительной системы человека, характеризуется *контрастом* ( $k = L_{\max}/L_{\min}$ ). Способность глаза различить изменение яркости ( $\Delta L$ ) зависит от яркости фона  $L_{\Phi}$ , на котором рассматривается ее приращение. Исследования показывают, что величина приращения яркости относительно яркости фона  $\sigma = \Delta L/L_{\Phi}$  остается примерно одинаковой, она называется *дифференциальным порогом* или *пороговым контрастом* и в среднем составляет  $\sigma = 0,02...0,05$ . Число градаций яркости ( $A$ ) определяется по формуле  $A = \ln(L_{\max}/L_{\min})/\ln(1 + \sigma)$ .

Средний диапазон изменений яркости, который способен воспринимать одновременно человек (максимальный контраст), составляет примерно  $L_{\max}/L_{\min} = 100$ . В этом случае максимальное число градаций яркости, которое будет различать глаз при  $\sigma = 0,05$ , равно  $A = 94$ . Эта способность глаза используется в цифровом телевидении при определении числа квантований яркости изображения.

*Контрольные вопросы и задания*

1. Какие виды фоторецепторов вы знаете? Чем «колбочки» отличаются от «палочек»?
2. Какие цвета называются основными, взаимонезависимыми?
3. Что такое пространственный угол ясного зрения?
4. Что такое разрешающая способность глаза?
5. Что такое инерционность зрения?
6. Расскажите о контрастной различительной способности глаза.

## 10.2. ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ ВИДЕОСИГНАЛ И ЕГО СОСТАВЛЯЮЩИЕ

Рассмотренные выше свойства человеческого глаза показывают, что для передачи телевизионного изображения достаточно разделить его по вертикали на 625 строк и по очереди передавать их по каналу связи. Каждая из строк будет представлять собой сочетание участков различной световой интенсивности, которые необходимо преобразовать в последовательно и пропорционально изменяющуюся величину электрического напряжения. Для этих целей применяют *опто-электрические преобразователи*, входящие в состав передающих телевизионных трубок.

Большинство преобразователей используют явление *внешнего и внутреннего фотоэффекта*. Сущность фотоэффекта заключается в том, что в веществе под воздействием световых лучей электроны получают дополнительную энергию, позволяющую им оторваться от атомов. В устройствах с *внешним фотоэффектом* происходит испускание электронов, которые создают фотоэмиссионный ток, протекающий по нагрузке, подсоединенной к такому устройству. В устройствах с *внутренним фотоэффектом* электроны остаются в веществе, увеличивая его электропроводность. Последовательное соединение такого устройства с нагрузкой и источником питания позволяет пропорционально световому потоку изменять напряжение на нагрузке.

Если последовательно измерять и передавать напряжения, соответствующие световой интенсивности различных последовательных участков строки, то получится сигнал, называемый *яркостным*. В нем участкам максимальной световой интенсивности соответствуют участки с максимальным напряжением (уровень белого), участкам с минимальной интенсивностью —

минимальное напряжение (уровень черного), все остальные соответствуют промежуточным интенсивностям света (рис. 10.1).

В электронно-лучевой трубке телевизионного приемника, называемой кинескопом, луч, последовательно перемещаясь по строке, меняет свою интенсивность пропорционально этому напряжению, создавая участки различной световой интенсивности и восстанавливая первоначальный вид строки. Например, показанный на рис. 10.1 телевизионный сигнал  $u_{TC}$  создаст на экране кинескопа поле с линейно изменяющейся интенсивностью света от черного (левый край экрана) до белого (правый край).

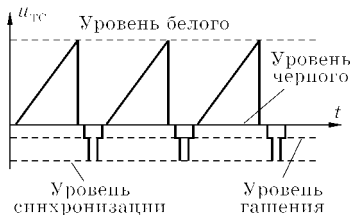


Рис. 10.1

Процесс последовательного, поочередного прохождения участков изображения называется *разверткой*. Развертка используется и при разложении оптического изображения на строки, и при его восстановлении. Для получения

в телевизионном приемнике изображения, совпадающего с исходным, законы обеих разверток должны быть одинаковыми. В качестве развертывающего элемента в настоящее время используется электронный луч (электронная развертка), световой (лазерный) луч, светочувствительные элементы твердотельных датчиков видеосигнала и т. д. Однако пока в телевидении наиболее часто используется электронная развертка, когда и при формировании яркостного сигнала, и при восстановлении изображения в кинескопе телевизионного приемника используется перемещение электронного луча.

Прохождение участков изображения вдоль строки называется *строчной разверткой*. В телевидении используется линейно-строчная периодическая развертка (рис. 10.2, а), когда перемещение луча происходит с постоянной скоростью слева направо, аналогично чтению письма (*прямой ход* развертки, длительность которого  $T_{ПР}$  — рис. 10.2, б).

После прохождения одной строки начинается формирование следующей. При этом луч перемещается влево к началу строки. Процесс возврата луча от конца предыдущей строки к началу следующей называется *обратным ходом луча*. Длительность его  $T_{ОБР}$  должна быть минимальной, так как он не

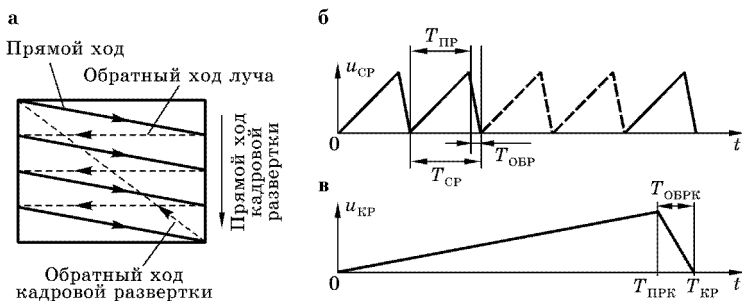


Рис. 10.2

участвует в обработке изображения. Кроме того, при перемещении луча по экрану электронно-лучевой трубки телевизионного приемника на нем появляется светящаяся линия, которая ухудшает качество воспроизведения изображения, поэтому на время обратного хода луча трубку запирают, подавая на ее модулятор напряжение гашения, меньшее, чем соответствующее уровню черного (чернее черного, рис. 10.1). На рис. 10.2,б приведена форма напряжения, формируемого генератором строчной развертки  $u_{ср}$ . Время, в течение которого луч проходит от начала одной строки к началу следующей, называется *периодом строчной развертки*  $T_{ср}$ .

После развертки очередной строки луч каждый раз перемещается на строку ниже (рис. 10.2,а). Процесс последовательного, поочередного прохождения участков изображения от строки к строке называется *кадровой разверткой*. Вместе строчная и кадровая развертки образуют *растр*. После прохождения всех строк (в течение времени прямого хода кадровой развертки  $T_{прк}$ ) луч возвращается к началу первой строки, и весь процесс повторяется. Возврат луча от конца последней строки разложения изображения к началу первой называется *обратным ходом кадровой развертки*, на его время  $T_{обрк}$  электронно-лучевая трубка тоже запирается, для чего в телевизионный сигнал вводится *кадровый гасящий импульс*. Форма напряжения, формируемого генератором кадровой развертки  $u_{кр}$ , показана на рис. 10.2,в. В телевидении кадровая развертка, так же как и строчная, линейная, поэтому на луч действуют сразу два напряжения, смещающие его как по горизонтали, так и по вертикали, а, следовательно, разворачивающаяся строка не может быть горизонтальной, а смещается

вниз. Время, в течение которого луч производит развертку всех строк и возвращается к началу первой строки, называется *периодом кадровой развертки*  $T_{\text{кр}}$ .

Период повторения и начало строчной и кадровой разверток при формировании из передаваемого изображения яркостного сигнала и восстановлении изображения должны совпадать. Для этого в телевизионный сигнал вводят строчные и кадровые синхронизирующие импульсы. При их отсутствии или недостаточно эффективной работе синхронизаций качество восстановления изображения будет ухудшаться: при сбоях синхронизации по строкам появляется размытость контуров изображения, по кадрам — хаотичное перемещение изображения сверху вниз. Все это приводит к невозможности правильного восстановления передаваемого изображения. Например, на рис. 10.3,а показан вид нескольких строк телевизионного сигнала, формирующих на экране изображение буквы «П», а на рис. 10.3,б — воспроизведение их при отсутствии строчной синхронизации, когда начало развертки строки происходит в произвольное время.

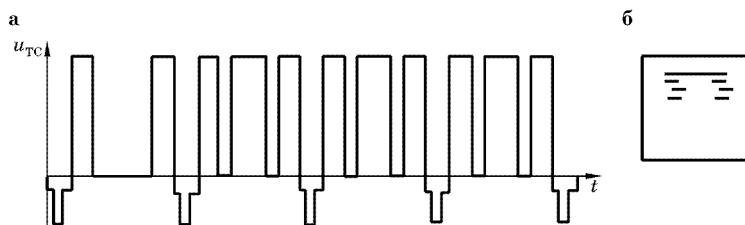


Рис. 10.3

Длительность обратного хода кадровой развертки много больше длительности строчной развертки, и на этот промежуток времени генератор строчной развертки телевизионного приемника может оказаться без синхронизации. Тогда начала первых строк строчной развертки приемника окажутся не совпадающими с передаваемыми строками. Чтобы этого не произошло, генератор строчной развертки приемника должен продолжать синхронно работать и при прохождении кадрового синхронизирующего импульса, для чего в нем делают врезки, обеспечивающие строчную синхронизацию. Совокупность строчных и кадровых гасящих и синхронизирующих импуль-

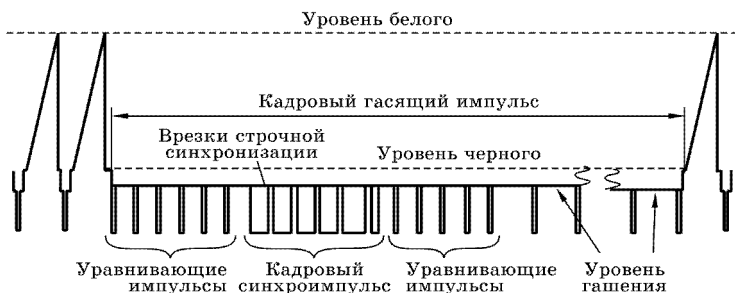


Рис. 10.4

сов иногда называют *синхросмесью*. Вид полного телевизионного сигнала показан на рис. 10.4.

Строчная развертка, при которой последовательно разворачиваются очередные строки (1-я, 2-я, 3-я и т. д.) называется *построчной* или *прогрессивной*. При ее осуществлении за один период кадровой развертки (перемещении луча по вертикали) передаются все элементы разложения изображения. Если принять, что луч кинескопа имеет в сечении форму круга, а отношение горизонтального размера изображения к вертикальному соответствует зоне ясного видения человека (4:3), то число элементов по вертикали будет равно числу строк развертки  $n_c$ , а по горизонтали —  $n_c \times 4/3$ , тогда общее число элементов разложения изображения  $N_{из} = 625 \times 625 \times 4/3 = 5\,212\,500$ . Оно определяет точность воспроизведения изображения, так как один элемент является минимальной засвечиваемой площадкой. Выделить ее можно только на фоне соседней черной (то есть незасвеченной), а значит, наибольшая точность воспроизведения будет достигаться при чередовании черных и белых площадок. Для создания такой картины частота модуляции яркости луча  $f_{max}$  определяется произведением  $N_{из}/2$  (засвечивается каждая вторая площадка) на  $f_{кадр}$  — число кадров, воспроизводимых за секунду, при  $f_{кадр} = 50$  Гц величина  $f_{max} = f_{кадр} N_{из}/2 \approx 13$  МГц. Это максимальная частота, которая должна быть передана телевизионным каналом при построчной развертке изображения и принята телевизионным приемником. Если число строк разложения изображения увеличить, сделать больше 625, то общее число элементов разложения изображения  $N_{из}$  и максимальная частота  $f_{max}$  также увеличатся.

Столь большая частота  $f_{\max}$  показывает, что телевизионные сигналы с построчной разверткой целесообразно использовать только тогда, когда для передачи и воспроизведения изображения не используются эфирные каналы связи, например, при формировании изображения в компьютерах. При использовании радиоканалов передача телевидения может осуществляться только в диапазоне очень высоких частот, чтобы такое значение частоты составляло лишь единицы процентов от несущей частоты радиопередатчика. Для снижения максимальной частоты в телевидении используется чересстрочная развертка.

Развертка, при которой сначала разворачиваются все нечетные строки (1-я, 3-я, 5-я и т. д.), а затем все четные (2-я, 4-я, 6-я и т. д.), называется *чересстрочной*. В этом случае полный кадр изображения разделяется на два поля (два полукадра), передаваемые по очереди, один из которых содержит нечетные, а в другой — четные строки. У нас в стране в качестве стандарта принята длительность поля — время, в течение которого на экране телевизора воспроизводится каждый полукадр изображения, равная 20 мс, то есть в секунду воспроизводится 50 полей (50 Гц). Такую же частоту имеет питающая сеть, поэтому помеха, создаваемая сетью, вызывает на экране кинескопа изменение яркости сигнала, находящееся на одном и том же месте, то есть оно неподвижно, а значит, мешающее действие помехи будет слабо заметно. Кроме того, при такой частоте смены полей мелькания яркости изображения глазом не воспринимаются.

Как указывалось выше, для обеспечения слитности движения перемещающихся объектов достаточно в одну секунду передавать лишь 16...24 отдельных фаз, что тоже обеспечивается. Однако сокращенное в два раза число строк (а значит, и элементов) разложения, передаваемых за один полукадр, позволяют вдвое уменьшить максимальную частоту, которая должна быть передана через телевизионный канал и принята телевизионным приемником. В этом случае она составляет 6,5 МГц. Это очень важно для эфирной передачи телевизионного сигнала, так как позволяет не только передавать вместо одной телевизионной программы две, но и понизить диапазон частот, используемых для телевизионного вещания. Такое решение проблемы было особенно актуальным в начале разви-

тия телевидения, когда диапазон очень высоких частот был недостаточно освоен.

Уменьшение в каждом полукадре числа строк вдвое приводит при линейной развертке по вертикали к понижению ее скорости, а значит, угол наклона строки увеличится. Чтобы компенсировать потерю изо-

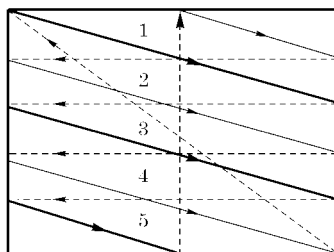


Рис. 10.5

бражения из-за увеличения угла наклона первой строки при чересстрочной развертке один полукадр должен начинаться с половины строки, а второй — закончиться на ее половине, поэтому число строк разложения изображения должно быть нечетным. На рис. 10.5 показан процесс формирования полукадров, в котором строки отдельных полей показаны линиями различной толщины.

В этом случае строки одного полукадра будут ложиться в середине строк другого полукадра и обеспечат за два периода вертикальной развертки полный растр, аналогичный по числу строк растру построчной развертки. Необходимое смещение начала развертки строк полукадров достигается соответствующим взаимным расположением кадрового и строчного синхроимпульсов. В одном полукадре они совпадают, и развертка начинается из левого верхнего угла экрана; в другом — кадровый синхроимпульс начинается на середине длительности строки, и начало развертки смещается на середину экрана. Для того чтобы это различие не влияло на выделение из синхросмеси кадрового синхроимпульса, до него и после вводят уравнивающие импульсы (рис. 10.4).

При чересстрочной развертке частота строк может быть найдена по формуле  $f_{CP} = f_{КАДР}n_C/2$ . Для параметров, используемых в отечественном телевидении,  $f_{CP} = 50 \times 625/2 = 15\ 625$  Гц, а соответствующий ей период повторения — 64 мкс.

#### Контрольные вопросы

1. Какой сигнал называют яркостным?
2. Что такое развертка?
3. Чем кадровая развертка отличается от строчной?
4. В чем особенности построчной и чересстрочной разверток?



### 10.3. ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ РАДИОСИГНАЛ

В системах вещательного телевидения телевизионный сигнал передают с помощью радиостанций, используя, как и обычно, модуляцию несущей частоты передатчика. Как уже указывалось в разделе 8.3.1, наиболее распространенными видами модуляции являются амплитудная (АМ) и частотная (ЧМ). Последняя наиболее помехоустойчива, но требует значительно большую, чем при АМ, полосу пропускания. Телевизионный видеосигнал очень широкополосный (его максимальная частота близка к 6,5 МГц), поэтому для его передачи используется модуляция, требующая наименьшую полосу, то есть АМ. Однако при прохождении АМ колебания по эфирным каналам связи оно очень часто подвергается искажениям, причем наиболее уязвимыми являются участки, соответствующие пикам сигнала. Информационная ценность различных составляющих телевизионного видеосигнала неодинакова. Яркий сигнал несет информацию о передаваемом изображении и является наиболее ценным. Сигнал синхросмеси — является стандартным, параметры которого заранее известны, а значит, его легко восстановить. Поэтому модуляцию осуществляют так, чтобы в результирующем сигнале синхросмесь соответствовала максимальной амплитуде несущего колебания — его пикам (рис. 10.6,а).

Такую модуляцию иногда называют *негативной*.

Другой особенностью вещательного телевидения является информационная неодинаковость различных составляющих яркостного сигнала. Действительно, при просмотре телевизионных передач зритель обычно следит за разворачивающимся сюжетом: людьми, событиями, декорациями и т. д., которые, как правило, представлены крупным планом. Однако при передаче крупных объектов соответствующие им составляющие яркостного сигнала находятся в более низкочастотной области. Мелкие детали и элементы, которым соответствуют более высокие частоты, обычно зрителем опускаются, поэтому частичная их потеря слабо влияет на информационную ценность просматриваемой передачи. При амплитудной модуляции полоса частот результирующего колебания, как известно, равна удвоенному значению максимальной частоты модулирующего колебания и для телевизионного видео-

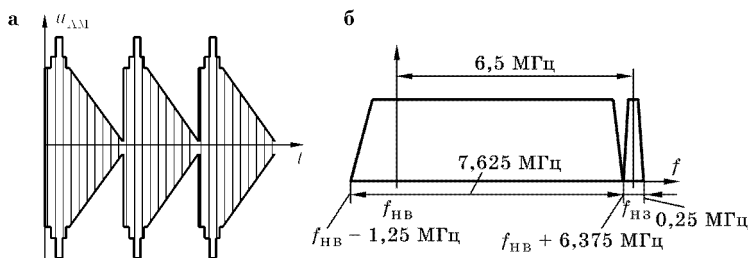


Рис. 10.6

сигнала, максимальная частота которого близка к 6,5 МГц, должна быть 13 МГц. Однако рассмотренная информационная неодинаковость яркостного сигнала позволяет ее уменьшить за счет частичного подавления одной боковой полосы АМ колебания для частот, превышающих 1,25 МГц. На рис. 10.6,б показан спектр стандартного телевизионного радиосигнала, принятого в отечественном телевидении, из которого видно, что его низкочастотные участки, соответствующие передаче крупных деталей изображения, имеют обе боковые полосы, а высокочастотные, соответствующие мелким деталям, — только одну.

При приведенном расчете максимальной частоты видеосигнала считалось, что все 625 строк формируют изображение экрана. В действительности часть из них попадает на обратный ход кадровой развертки, да и в самой строке часть элементов ее разложения приходится на обратный ход строчной развертки. Все это приводит к уменьшению реального числа элементов разложения, формирующих изображение, и понижению до 6,375 МГц максимальной частоты спектра видеосигнала. В результате полоса частот, отводимая для передачи телевизионного видеосигнала, составляет 7,625 МГц (рис. 10.6,б).

Одновременно с видеосигналом в вещательном телевидении передается и звук. Верхняя граничная частота используемого диапазона звукового сопровождения составляет 15 кГц, то есть небольшая по сравнению с видеосигналом, поэтому передача звука без значительного расширения общей полосы частот спектра телевизионного радиосигнала может осуществляться с помощью частотной модуляции. В телевидении для этого отводится полоса частот в 0,25 МГц. Повышенная

помехозащищенность ЧМ позволяет выбирать мощность передатчика звукового сопровождения в 5–10 раз меньше мощности передатчика видеосигнала. Несущая частота звукового канала  $f_{НЗ}$  отличается от несущей частоты передатчика изображения  $f_{НВ}$  на 6,5 МГц (рис. 10.6,б).

Полная ширина радиоканала вещательного телевидения составляет 7,875 МГц, но для улучшения помехозащищенности несущие частоты, используемые для передачи соседних каналов вещательного телевидения, выбирают отличающимися друг от друга на частоту 8 МГц. В настоящее время для вещания используются следующие частотные диапазоны:

- I диапазон — 48,5...66 МГц (1 и 2 каналы);
- II диапазон — 76...100 МГц (3–5 каналы);
- III диапазон — 174...230 МГц (6–12 каналы);
- IV диапазон — 470...582 МГц (21–34 каналы);
- V диапазон — 582...790 МГц (35–60 каналы).

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Какие виды модуляции используются при передаче телевизионного сигнала и для чего?
2. Чем определяется полоса пропускания телевизионного видеосигнала?
3. Расскажите об особенностях вещательного телевидения, позволяющих сократить требуемую полосу частот радиосигнала.
4. Почему мощность передатчика звукового сопровождения выбирают значительно меньше, чем мощность передатчика изображения?

## 10.4.

### ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

Принципы построения систем цветного телевидения основаны на теории трехкомпонентности цветового восприятия человеческого зрения, предполагающей существование в глазу трех видов колбочек, каждая из которых реагирует только на один из основных цветов: красный, синий или зеленый. Поэтому исходное цветное изображение разлагается на эти три составляющие, передающиеся в телевизионный приемник, где они совмещаются в одно, восстанавливая первоначальное изображение.

Для цветоразделения, как правило, используют цветоизбирательные (так называемые дихроические) зеркала, харак-

терной особенностью которых является высокий коэффициент отражения в определенном участке спектра колебаний и почти полное пропускание колебаний всех остальных частот. Упрощенная структурная схема цветоделения в цветной передающей камере приведена на рис. 10.7.

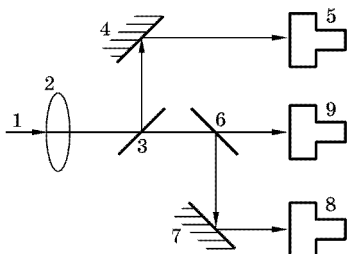


Рис. 10.7

Отраженный от передаваемого объекта световой поток 1, проходя через объектив 2, попадает на первое цветозбирательное зеркало 3, которое отражает красную компоненту светового потока, попадающую через обычное зеркало 4 к соответствующему оптоэлектрическому преобразователю 5, преобразующему изображение в электрический сигнал. Оставшаяся часть светового потока проходит через зеркало 3 к цветозбирательному зеркалу 6. Последнее отражает синюю компоненту, передающуюся через другое обычное зеркало 7 к оптоэлектрическому преобразователю синего цвета 8. В проходящем сквозь цветозбирательное зеркало 6 световом потоке остается только зеленая компонента, которая попадает в соответствующий оптоэлектрический преобразователь 9.

В результате формируются три электрических сигнала, соответствующие трем компонентам исходного цветного изображения. При одновременной передаче по линиям связи каждой из полученных компонент в телевизионный приемник в нем создается возможность полного восстановления исходного цветного изображения.

Однако в вещательном телевидении отдельная передача всех трех полученных цветов не используется. Это связано не только с усложнением системы, но и с невозможностью совмещения ее с системой черно-белого телевидения. В совместимых системах должна быть обеспечена возможность приема цветного изображения черно-белым телевизионным приемником в монохроматическом (черно-белом) виде, а телевизор цветного изображения должен принимать программу черно-белого телевидения. Но для воспроизведения изображения в черно-белом телевизоре необходим яркостный сигнал, а значит, его тоже нужно передавать одновременно с передачей сигналов

цвета. Поэтому при разработке систем цветного вещательного телевидения идут другим путем.

В соответствии с трехкомпонентностью зрения яркостный сигнал может быть получен суммированием с соответствующими коэффициентами сигналов трех основных цветов [8]:

$$E_Y = 0,3E_R + 0,59E_G + 0,11E_B, \quad (10.1)$$

где  $E_Y$  — яркостный сигнал,  $E_R$  — сигнал красного,  $E_G$  — зеленого и  $E_B$  — синего цветов. Учитывая, что для обеспечения совместимости с системой черно-белого телевидения необходима передача яркостного сигнала, для нормальной работы систем цветного телевидения достаточно одновременно с ним передавать сигналы двух любых других цветов, а затем в декодирующем устройстве по (10.1) восстановить сигнал третьего цвета. Человеческий глаз наиболее чувствителен к зеленому цвету, поэтому при передаче красного и синего цветов их возможные искажения будут заметны слабо. Это позволяет снизить требования к качеству их передачи, например, сократить необходимую полосу частот. Причем, учитывая (как было показано выше), что на цвет мелких деталей человеческий глаз реагирует слабо, — они могут быть переданы черно-белыми.

Особенностью яркостного сигнала является то, что он несет в себе информацию об яркостных соотношениях всех цветов, поэтому ее из самих сигналов цвета можно исключить и дополнительно сократить требуемую для них полосу частот. Следовательно, можно передавать не сигналы цвета, а цветоразностные сигналы: красный  $E_{R-Y} = E_R - E_Y$  и синий  $E_{B-Y} = E_B - E_Y$ . Они несут в себе информацию обо всех основных цветах, поэтому цветоразностные сигналы часто называют *сигналами цветности*:

$$\begin{aligned} E_{R-Y} &= E_R - E_Y = 0,7E_R - 0,59E_G - 0,11E_B, \\ E_{B-Y} &= E_B - E_Y = -0,3E_R - 0,59E_G + 0,89E_B. \end{aligned}$$

Зеленый цветоразностный сигнал  $E_{G-Y} = E_G - E_Y$  может быть получен на основании (10.1), из которой следует  $0,3E_{R-Y} + 0,59E_{G-Y} + 0,11E_{B-Y} = 0$ . Тогда зеленый цветоразностный сигнал определяется по формуле  $E_{G-Y} = -0,51E_{R-Y} - 0,19E_{B-Y}$ .

Для восстановления сигналов всех основных цветов в телевизионном приемнике цветного изображения сначала с помощью матрицы синтезируют зеленый цветоразностный сигнал,

а затем суммированием цветоразностных и яркостного сигналов восстанавливают  $E_R$ ,  $E_G$  и  $E_B$ , которые подают на соответствующие электронные прожекторы трехцветного кинескопа.

Передача цветоразностных сигналов предпочтительна еще и тем, что уменьшает помехи приему яркостного сигнала. Действительно, при передаче белого цвета и серого, который представляет собой белый цвет меньшей интенсивности,  $E_R = E_G = E_B$  и амплитуда цветоразностных сигналов обращается в ноль.

### *Контрольные вопросы и задания*

1. Нарисуйте структурную схему и поясните принцип цветоделения изображения.
2. Как определяется яркостный сигнал через сигналы основных цветов?
3. Что такое цветоразностные сигналы? Чем при передаче они предпочтительнее сигналов основных цветов?

## **10.5. ВЕЩАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ**

Все наиболее распространенные в настоящее время системы вещательного цветного и черно-белого телевидения совместимы. Для приема и передачи изображения они используют три сигнала: яркостный, красный цветоразностный и синий цветоразностный, причем последние два передаются в спектре яркостного сигнала. Однако способ кодирования и восстановления цветоразностных сигналов у систем различный, поэтому полный цветной телевизионный сигнал, сформированный одной системой, не может быть правильно воспроизведен в телевизионном приемнике, предназначенном для работы с другой системой. Сейчас наибольшее распространение получили три системы цветного телевидения: NTSC, SECAM и PAL.

### **10.5.1. СИСТЕМА ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ NTSC**

Система цветного телевидения NTSC была разработана Национальным Комитетом Телевизионных систем США, и ее название представляет собой аббревиатуру наименования Комитета (*National Television System Committee*). Система используется в США, Канаде, странах американского континента, Японии, Корее, Тайване и некоторых других странах.

Принципом построения системы NTSC является применение одновременной передачи обоих цветоразностных сигналов. Для этого используется дополнительная частота, которая называется *поднесущей частотой*. Для объединения двух цветоразностных сигналов в один применен способ, называемый *квадратурной амплитудной модуляцией*. В этом случае каждый из цветоразностных сигналов модулирует по амплитуде свое несущее колебание, частоты которых совпадают, а фазы взаимно сдвинуты на  $90^\circ$ . Затем полученные красный  $u_{AMR-Y}$  и синий  $u_{AMB-Y}$  амплитудно-модулированные цветоразностные колебания суммируются, формируя результирующий сигнал  $u_S$ .

На практике для идентичности частот несущих колебаний оба они создаются одним генератором, но на один из амплитудных модуляторов колебание подается непосредственно, а на другой — через фазосдвигающую цепь, обеспечивающую сдвиг фазы на  $90^\circ$  (рис. 10.8,а).

Векторная диаграмма получающегося результирующего сигнала цветности  $u_S$  приведена на рис. 10.8,б. Из ее рассмотрения видно, что значение  $u_S$  и фазовый сдвиг  $\varphi_S$  результирующего колебания зависят от величин красного  $u_{AMR-Y}$  и синего  $u_{AMB-Y}$  амплитудно-модулированных цветоразностных сигналов и определяются по формулам:

$$u_S = \sqrt{u_{AMR-Y}^2 + u_{AMB-Y}^2}, \quad \varphi_S = \arctg \frac{u_{AMR-Y}}{u_{AMB-Y}}.$$

Для обеспечения совместимости с черно-белым телевидением такое колебание передают одновременно с яркостным сигналом, в его спектре, причем используют для этого высокочастотную часть полосы частот видеосигнала (в системе NTSC частота поднесущей выбрана  $f_S = 3,579545$  МГц). В этом

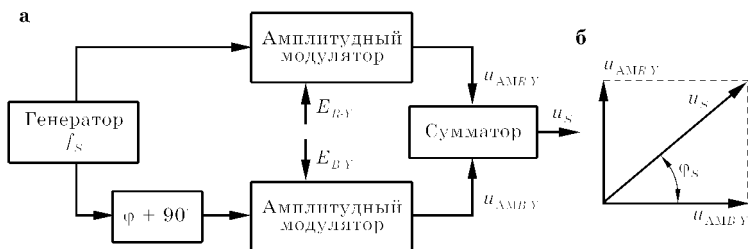


Рис. 10.8

случае сигналы цветности не будут влиять на воспроизведение крупных объектов, на рассмотрении которых, как уже упоминалось, обычно сосредоточивается телезритель. Они будут воздействовать на мелкие детали, обычно опускаемые при просмотре передач. Однако присутствие поднесущей частоты все-таки создает помехи, поэтому при разработке систем цветного телевидения стремятся ее воздействие уменьшить. Для этого в системе NTSC применяется балансная амплитудная модуляция с подавлением поднесущей.

Значение поднесущей частоты заранее известно, поэтому ее можно убрать (подавить) полностью. Это позволяет в ярком сигнале уменьшить помеху, создаваемую сигналами цветности: амплитуда модулированного сигнала с подавлением поднесущей уменьшается, как минимум, вдвое (а при слабоокрашенных изображениях, когда  $m \ll 1$ , — в большее число раз); кроме того, при передаче черно-белых деталей, когда сигналы цветности отсутствуют, помеха исчезает совсем.

Для восстановления (демодуляции) модулируемых сигналов из АМ-колебания с подавленной поднесущей используются *синхронные детекторы*. В них (см. раздел 8.3.2) происходит перемножение модулированного колебания с другим, опорным — гармоническим колебанием, частота которого совпадает с частотой подавленной поднесущей. В рассматриваемом случае это  $\omega_S(f_S)$ . Тогда, если опорное колебание  $u_{OP} = U_{OP} \sin \omega_S t$ , а сигнал цветности  $u_S = U_S \sin (\omega_S t + \varphi_S)$ , то на выходе синхронного детектора появится колебание:

$$\begin{aligned} u_{ВЫХ} &= U_S \sin (\omega_S t + \varphi_S) U_{OP} \sin \omega_S t = \\ &= 0,5 U_S U_{OP} \cos \varphi_S - 0,5 U_S U_{OP} \cos (2\omega_S t + \varphi_S). \end{aligned}$$

Применение фильтра нижних частот позволяет исключить составляющую, соответствующую второму слагаемому, и на выходе детектора получается напряжение, пропорциональное синему цветоразностному сигналу:

$$u_{ВЫХ} = 0,5 U_S U_{OP} \cos \varphi_S = u_{АМ\ B-Y}.$$

Если опорное колебание будет иметь начальную фазу, равную  $90^\circ$  ( $u_{OP} = U_{OP} \sin (\omega_S t + 90^\circ)$ ), то на выходе детектора появляется напряжение, пропорциональное красному цветоразностному сигналу:

$$u_{ВЫХ} = 0,5 U_S U_{OP} \sin \varphi_S = u_{АМ\ R-Y}.$$



Следовательно, для правильного восстановления исходных цветоразностных сигналов необходимо знать не только точное значение частоты, но и фазы подавленного поднесущего колебания. Для этого его восемь периодов с фиксированной начальной фазой передаются в интервале обратного хода строчной развертки, сразу же за синхроимпульсом. Такой пакет колебаний называется *сигналом цветовой синхронизации* или, иногда, *цветовой вспышкой*. По нему в телевизионном приемнике производится синхронизация частоты и фазы генератора поднесущего колебания.

Для передачи яркостного сигнала в системе NTSC используется полоса частот  $0...4,18$  МГц.

Таким образом, особенностью системы NTSC является передача цветоразностных сигналов с использованием одного поднесущего колебания, модулированного квадратурной амплитудной модуляцией с подавленной поднесущей. Для ее нормальной работы необходимо выполнять жесткие требования к частоте и фазе исходного и синтезируемого в телевизионном приемнике поднесущих колебаний, а также к амплитуде и фазе передаваемого модулированного колебания, так как изменение любого из них приводит к возникновению искажений при цветопередаче. Кроме того, совместная передача цветоразностных сигналов приводит к влиянию их друг на друга. Все это является недостатком системы, приведшим к разработке других систем.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. В чем состоит принцип построения системы NTSC?
2. Что такое квадратурная модуляция? Нарисуйте структурную схему устройства ее получения и расскажите о его работе.
3. Для чего нужен синхронный детектор, и как он работает?
4. Что такое цветовая вспышка?
5. Какие недостатки системы NTSC вы знаете?

#### **10.5.2.**

#### **СИСТЕМА ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ SECAM**

Разработка системы цветного телевидения SECAM была начата во Франции, затем система доработана совместно с советскими специалистами и в настоящее время используется Францией, странами бывшего СССР, Болгарией, Венгрией, Чехией, Словакией, Польшей, Люксембургом, Грецией, ря-

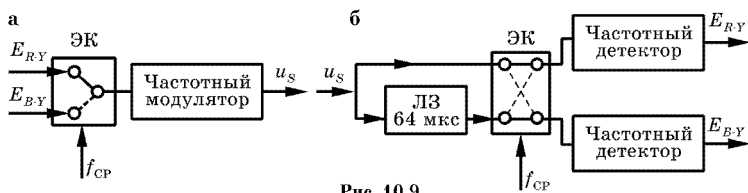


Рис. 10.9

дом стран Африки, Ближнего и Среднего Востока. Ее название представляет собой сокращение слов *Sequentiel Couleur a Memoire*, означающих «поочередность цветов и память».

Особенностью построения системы является поочередность передачи цветоразностных сигналов, осуществляемых на различных поднесущих частотах с помощью ЧМ. При этом в течение одной строки передается один из цветоразностных сигналов, а в течение следующей строки — другой. Упрощенные структурные схемы кодирующего и декодирующих устройств системы SECAM приведены на рис. 10.9.

При кодировании (рис. 10.9,а) электронный коммутатор ЭК переключается с частотой строк, подавая поочередно на частотный модулятор красный или синий цветоразностные сигналы. На выходе модулятора формируется результирующий сигнал цветности  $u_S$ , который в дальнейшем суммируется с яркостным сигналом. Таким образом, в полном цветном телевизионном сигнале красный и синий цветоразностные сигналы одновременно не присутствуют.

Однако, как указывалось выше, для восстановления основных цветových сигналов необходимо именно одновременное присутствие всех трех цветоразностных сигналов (напомним, что зеленый цветоразностный сигнал синтезируется суммированием с соответствующими коэффициентами красного и синего цветоразностных сигналов). Для одновременности присутствия сигналов в декодирующем устройстве (рис. 10.9,б) используется линия задержки ЛЗ и электронный коммутатор ЭК.

Выделенный из яркостного сигнала сигнал цветности  $u_S$  подается одновременно на первый (верхний, на рис. 10.9,б) вход электронного коммутатора и линию задержки, которая задерживает входящий сигнал на длительность одной строки (64 мкс). В этом случае на выходе ЛЗ всегда присутствует сигнал, пришедший с предыдущей строкой. Например, если

на первом входе коммутатора действует сигнал, соответствующий красному цветоразностному сигналу, то в это время на выходе ЛЗ присутствует сигнал, пропорциональный синему цветоразностному сигналу, и наоборот.

Выход ЛЗ соединен со вторым входом коммутатора, который переключается так, что на каждый из его выходов (изображенных на рис. 10.9,б справа) поступает сигнал то текущей, то предыдущей (прошедшей линию задержки) строк. Один из выходов подключен к частотному детектору красного, а другой — синего цветоразностных сигналов, на выходах которых они и восстанавливаются. Для правильного восстановления этих сигналов коммутатор должен быть синхронизирован по частоте и фазе переключения с коммутатором кодирующего устройства (рис. 10.9,а).

Недостатком такого способа передачи цветоразностных сигналов является одновременное выделение частотными детекторами сигналов, относящихся к разным передаваемым строкам, что приводит при восстановлении изображения к пространственному смещению и усреднению цветовой информации о деталях, переданных двумя соседними строками. Однако, как показывает эксплуатация, это незаметно при просмотре телепередач.

Для обеспечения синхронности и синфазности переключения электронного коммутатора используют сигналы цветовой синхронизации, которые иногда называют *сигналами опознавания*. Они представляют собой серию из 9 чередующихся импульсов, амплитуда и частота которых соответствуют для одних — красному, а для других — синему цветоразностным сигналам. Сигналы синхронизации передаются вместо сигналов цветности с 7 по 15 строку одного полукадра и с 320 по 328 строку второго полукадра. Выделение их и соответствующая обработка позволяют формировать управляющий сигнал, обеспечивающий правильную работу электронного коммутатора, кроме того, при черно-белых передачах он выключает канал цветности.

Использование для передачи цветоразностных сигналов частотной модуляции позволяет повысить помехозащищенность системы от амплитудных и фазовых искажений передающего тракта, что выгодно отличает систему SECAM от NTSC. Применение для этого поднесущих колебаний различ-

ных частот (для красного цветоразностного — 4,40625 МГц, для синего — 4,25 МГц) улучшает восстановление сигналов. Недостатком использования такого вида модуляции является постоянство амплитуды ЧМ колебания, приводящее к увеличенной заметности помехи, наблюдаемой на экранах черно-белых телевизоров. Для снижения заметности фазу поднесущего колебания в начале каждой строки изменяют по определенному закону.

Применение последовательной передачи цветоразностных сигналов и использование для этого частотной модуляции позволило улучшить разделение сигналов, повысить их помехозащищенность, уменьшить влияние АЧХ тракта на качество цветопередачи. Все это обеспечивает уменьшение цветовых искажений при восстановлении передаваемого изображения. К недостаткам системы можно отнести увеличенную заметность помехи от цветовой поднесущей, которая особенно проявляется в черно-белых телевизорах, а также появление некоторых дополнительных искажений, связанных со специфическими особенностями, обусловленными реализацией этого способа передачи цветоразностных сигналов.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. В чем состоит принцип построения системы SECAM?
2. Нарисуйте упрощенные структурные схемы кодирующего и декодирующих устройств системы SECAM и расскажите о его работе.
3. Что такое сигналы опознавания?
5. Какие недостатки у системы SECAM?

#### **10.5.3. СИСТЕМА ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ PAL**

Система PAL разработана немецкой фирмой Telefunken и в настоящее время используется в большинстве стран Западной Европы (Германии, Великобритании, Швеции, Австрии, Норвегии, Бельгии, Дании, Испании, Италии), Африки, Азии, Австралии и др. Ее название составлено из начальных букв английской фразы, отражающей сущность построения системы «*Phase Alternation Line*» (чередование фазы по строкам).

В ней так же, как в системе NTSC, цветоразностные сигналы передаются одновременно с помощью квадратурной амплитудной модуляции на одной поднесущей, но в отличие от NTSC, фаза красного модулированного цветоразностного

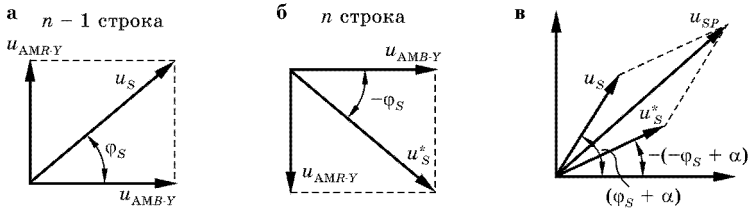


Рис. 10.10

сигнала  $u_{AMR-Y}$  от строки к строке меняется на противоположную (рис. 10.10,а и б).

Результирующий сигнал цветности  $u_S$  от строки к строке будет изменять знак фазового угла (векторы  $u_S$  и  $u_S^*$  на рис. 10.10). Для восстановления в каждой строке исходного (до изменения фазы) сигнала  $u_{AMR-Y}$  необходимо фазу опорного напряжения поднесущей частоты, подаваемого на второй вход синхронного детектора, в начале каждой строки менять скачком на  $180^\circ$ .

При таком способе модуляции существует возможность пространственной компенсации фазовых искажений, которые могут возникнуть при передаче сигнала цветности. Действительно, при их возникновении к фазам обоих сигналов  $u_S$  и  $u_S^*$  (рис. 10.10,а и б) будет добавлен одинаковый фазовый сдвиг  $\alpha$ , но у одного сигнала (рис. 10.10,а) общую фазу он увеличит, а у другого (рис. 10.10,б) — уменьшит. При детектировании в синхронном детекторе (с изменением фазы на  $180^\circ$ ) сигнал  $u_S^*$  переходит в верхнюю полуплоскость с сохранением полученной фазы (на рис. 10.10,в это показано знаком минус перед результирующей фазой колебания  $u_S^*$ ). Следовательно,  $u_S$  и  $u_S^*$  окажутся сдвинутыми относительно первоначального положения на одинаковый угол  $\alpha$ , но в противоположных направлениях, и их векторное сложение его скомпенсирует (рис. 10.10,в). При этом длина результирующего вектора  $u_{SP}$  окажется меньше, чем при синфазном сложении (то есть в отсутствии дополнительного фазового сдвига  $\alpha$ ), а значит, фазовые искажения переходят в искажения амплитуды сигнала цветности. Но это менее заметно для телевизора, так как изменение фазы приводит на экране телевизора к изменению цвета, а изменение длины вектора — к изменению цветовой насыщенности, и это менее заметно, чем изменение цвета.

Как видно из приведенного описания, для компенсации необходимы две соседние строки. Компенсация может быть пространственной, вызывая усреднение цветоощущения непосредственно у зрителя, смотрящего на экран, либо осуществляться с помощью соответствующего устройства. В этом случае, как и в системе SECAM, используется линия задержки сигнала цветности на одну строку.

Применение ЛЗ позволяет не только компенсировать фазовые сдвиги, но и эффективно разделить модулированные цветоразностные сигналы еще до подачи их на синхронные детекторы. Упрощенная структурная схема такого устройства и поясняющие ее работу векторные диаграммы приведены на рис. 10.11.

Предположим, что на входе устройства (рис. 10.11,а) действует сигнал, соответствующий  $n$ -й строке (рис. 10.11,б). Тогда векторная диаграмма сигнала на выходе линии задержки будет иметь вид, показанный на рис. 10.11,в. Эти сигналы подаются на сумматор  $u_{AMB-Y}$ , в котором направленные в противоположные стороны векторы  $u_{AMR-Y}$  вычитаются, и на выходе сумматора выделяется удвоенное значение вектора  $u_{AMB-Y}$  (рис. 10.11,г).

Входной сигнал (рис. 10.11,а), кроме указанных выше блоков, подается еще и на инвертор, в котором его фаза меняется

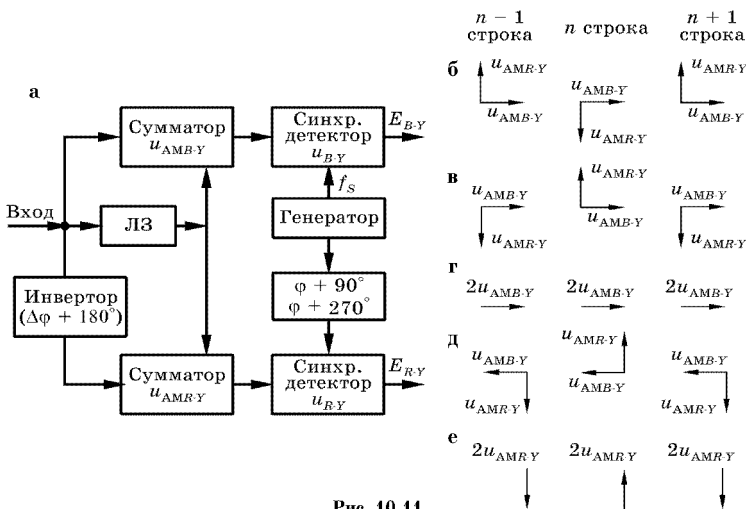


Рис. 10.11

на противоположную (рис. 10.11,д). Тогда на входах сумматора  $u_{AMR-Y}$  действуют колебания, векторные диаграммы которых приведены на рис. 10.11,в и д. В них противоположно направлены векторы  $u_{AMB-Y}$  и, следовательно, они вычитаются. Тогда на выходе сумматора действует удвоенное значение  $u_{AMR-Y}$ . Таким образом, на выходе сумматоров выделяются напряжения  $u_{AMB-Y}$  и  $u_{AMR-Y}$ , которые полностью разделены между собой, ортогональны, но фаза  $u_{AMR-Y}$  продолжает от строки к строке меняться на противоположную. Для восстановления цветоразностных сигналов  $E_{B-Y}$  и  $E_{R-Y}$  колебания с сумматоров подаются на первые входы соответствующих синхронных детекторов, а на их вторые входы подается напряжение с частотой поднесущего колебания. При этом для детектирования красного цветоразностного сигнала фаза опорного колебания сдвинута по отношению к колебанию используемого для детектирования синего цветоразностного сигнала в одной строке на  $90^\circ$  ( $u_{AMB-Y}$  и  $u_{AMR-Y}$  ортогональны), в другой — на  $270^\circ$  (начальная фаза  $u_{AMR-Y}$  от строки к строке меняется на  $180^\circ$ ).

Для правильной работы декодирующего устройства телевизионного приемника необходимо, как и в системе NTSC, знать точное значение частоты и фазы исходного поднесущего колебания. Такая информация передается сигналом цветовой синхронизации (цветовой вспышки). В ней фаза колебания от строки к строке изменяется на противоположную, и это используется для переключения фазы синхронного детектора красного цветоразностного сигнала. Этот же сигнал позволяет отключать канал цветности при черно-белой передаче.

Для передачи яркостного сигнала в системе PAL используется полоса пропускания  $0...5$  МГц, частота поднесущей сигнала цветности равна  $4,43$  МГц.

Таким образом, система PAL отличается от NTSC пониженным значением чувствительности к фазовым искажениям. Это требует определенного усложнения устройств. Кроме того, усреднение цветности двух соседних строк приводит к уменьшению цветовой четкости по вертикали (от строки к строке), но проявление этих искажений на качестве просмотра программ сказывается в значительно меньшей степени, чем искажения цветопередачи.

*Контрольные вопросы и задания*

1. В чем состоит особенность построения системы PAL?
2. Нарисуйте векторные диаграммы и поясните используемый принцип компенсации фазовых искажений цветоразностных сигналов.
3. Нарисуйте упрощенную структурную схему использованного в системе PAL разделения модулированных цветоразностных сигналов и поясните ее работу.
5. Какие недостатки у системы PAL?

### 10.6. ЦИФРОВОЕ ТЕЛЕВИДЕНИЕ

Рассмотренные выше способы создания систем вещательного телевидения предполагают передачу в течение одной строки непрерывного (аналогового) сигнала. Однако такой сигнал имеет малую помехозащищенность: при действии различного рода шумов, помех, замираний в линии связи сигнал искажается, и восстановить его исходное значение невозможно. Для обеспечения телевидением отдаленных населенных пунктов телевизионный сигнал передается по радиорелейным линиям и с помощью телевизионных ретрансляторов, в которых он подвергается многочисленным преобразованиям, добавляющим накапливающиеся шумы и помехи. Эти недостатки в значительной степени уменьшены при передаче цифровых сигналов, в которых число градаций амплитуды заранее известно (например, две) и воздействие на которые помех значительно ослаблено. Поэтому в настоящее время (особенно в связи с развитием цифровой техники и компьютерных сетей передачи информации) все большее развитие получает цифровое телевидение. **Цифровое телевидение** — это область телевизионной техники, в которой операции обработки и передачи телевизионного сигнала связаны с его преобразованием в цифровую форму.

Упрощенная структурная схема тракта цифрового телевидения приведена на рис. 10.12.

Исходный, сформированный с использованием рассмотренных выше методов, аналоговый телевизионный сигнал

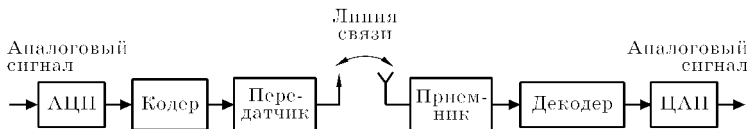


Рис. 10.12



с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) преобразуется в цифровую форму. Получающийся при этом цифровой поток велик, для его уменьшения сигнал обрабатывают (кодируют). Затем передают по каналам связи к телевизионному приемнику, в котором происходит процесс восстановления (декодирования) цифровой формы сигнала, преобразуемой с помощью цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) в исходный аналоговый вид.

При преобразовании аналогового сигнала в цифровой он, как и обычно, подвергается дискретизации по времени и квантованию по амплитуде. Затем полученное значение каждой квантованной выборки сигнала преобразуют в двоичный код (импульсно-кодовая модуляция). Напомним, что одной из основных характеристик такого сигнала является скорость цифрового потока, определяемая произведением частоты дискретизации (количества отсчетов за секунду) на разрядность числа (число двоичных символов его представления). Как известно (раздел 1.6), частота дискретизации должна быть, по крайней мере, вдвое больше верхней частоты спектра телевизионного сигнала, а значит, иметь значение более 13 МГц (например, в студийном цифровом оборудовании она равна 13,5 МГц).

При определении числа уровней квантования используется рассмотренная выше контрастная различительная способность глаза. В разделе 10.1 приведено, что в среднем человек воспринимает 94 градации яркости. Для их представления в двоичном коде требуется  $k = \log_2 94 \approx 6,6$  (то есть 7) двоичных разрядов. Однако достаточно большое количество людей воспринимают вдвое большее число градаций яркости, а значит, разрядность двоичных чисел целесообразно увеличить до 8. Таким образом, телевизионный видеосигнал должен быть представлен 7 или 8 разрядным двоичным кодом. В этом случае скорость цифрового потока составит  $13,5 \text{ МГц} \times 8 \text{ бит} = 108 \text{ Мбит/с}$ . Учитывая, что кроме сигнала яркости должна быть передана информация о цвете изображения, требуемая скорость потока возрастает вдвое и достигает 216 Мбит/с. Столь большая скорость ограничивает возможности применения цифрового телевидения для массового вещания, поэтому основной задачей при проектировании таких систем является уменьшение цифрового потока. Рассмотрим пути ее решения, используемые при построении систем цифрового вещательного телевидения.

Частота дискретизации определяет число засвечиваемых на экране точек. Если их количество в каждой строке будет одним и тем же, то точки окажутся расположенными друг под другом. В этом случае при уменьшении числа точек разложения в строке на экране телевизора все явственнее будет проявляться линейчатость структуры формируемого изображения (расположенные одинаково относительно начала строки точки в соседних строках образуют все более заметные вертикальные линии). Однако, если отсчетные точки (по которым на экране засвечивается элемент изображения) выбирать расположенными не друг под другом, а в шахматном порядке, то есть в соседних строках их сместить друг относительно друга на половину размера одного элемента изображения, то заметность этого вида искажений резко уменьшается. Это позволяет без существенного ухудшения качества воспроизводимого изображения снизить частоту дискретизации до 8...8,5 МГц.

Следующей возможностью снижения цифрового потока является уменьшение числа уровней квантования. Для этого используют нелинейную шкалу квантования, то есть когда один уровень квантования отстоит от другого на неодинаковое значение. Это основывается на том, что человек ощущает одинаковое изменение яркости двух светящихся точек по-разному в зависимости от абсолютного значения яркости, и это ощущение пропорционально логарифму отношения яркости свечения точек. Поэтому шаг квантования с увеличением яркости можно увеличить. Как показывают исследования, качество изображения при 7-ми разрядном логарифмическом и 8-разрядном равномерном квантовании остается одинаковым.

Другой возможностью уменьшения цифрового потока является применение кодирования яркостного телевизионного сигнала, при котором из него удаляется часть информационной избыточности. Используют различные методы кодирования, но наиболее распространены из них: кодирование с предсказанием, групповое кодирование с преобразованием и адаптивное групповое кодирование. При кодировании с предсказанием (дифференциальная импульсно-кодовая последовательность) первой в последовательности передается полное значение первой выборки сигнала, а в дальнейшем передаются только разности между каждой последующей и предыдущей выборкой. Восстановление происходит обратным

способом: к значению первой выборки добавляется переданная разность, к полученной величине добавляется следующая разность и т. д. Достигаемое в этом случае значительное уменьшение разрядности передаваемого сигнала связано с тем, что обычно рядом расположенные элементы изображения имеют близкие значения яркости и резко изменяющиеся ее градации встречаются редко.

При групповом кодировании все изображение разделяют на небольшие участки (группы), состоящие из нескольких элементов. Колебание яркости внутри каждой группы разлагают в ряд Фурье. Полученные коэффициенты передают, и по их значениям в приемном декодирующем устройстве восстанавливают исходное изображение. Различные коэффициенты разложения имеют разные числовые значения, и те из них, величина которых мала, передают с меньшим числом разрядов или вообще не передают. Это позволяет существенно сократить объем передаваемого цифрового потока.

Адаптивное групповое кодирование использует особенность адаптации человеческого глаза к средней яркости изображения. При рассмотрении небольшого участка изображения глаз сначала усредняет его яркость, а затем уже выделяет на нем яркости отдельных элементов. Причем различие в изменении яркости в группе размерами  $4 \times 4$  телевизионных элемента разложения глаз не ощущает. Поэтому передается информация о средней яркости участка изображения и средней яркости контуров и мелких деталей указанного размера.

Применение рассмотренных методов кодирования позволяет снизить информационную емкость телевизионного видеосигнала до 1...2 бит на элемент разложения изображения.

#### *Контрольные вопросы и задания*

1. Что такое цифровое телевидение?
2. Нарисуйте упрощенную структурную схему цифрового телевидения и расскажите о назначении ее элементов.
3. Расскажите о методах снижения цифрового потока в телевидении.
4. Каким способом можно уменьшить требуемую частоту дискретизации сигнала?
5. Каким способом можно уменьшить необходимое число уровней квантования сигнала?
6. Каким способом можно снизить необходимую разрядность представления выборки яркостного сигнала?

---

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Бакалов В. П., Дмитриков В. Ф., Крук Б. И.* Основы теории цепей: Учебник для вузов / Под ред. В. П. Бакалова. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 2003.
2. *Гершензон Е. М., Полянина Г. Д., Соина Н. В.* Радиотехника. М.: Просвещение, 1986.
3. *Головин О. В., Чистяков Н. И., Шварц В., Хардон Агиляр И.* Радиосвязь / Под ред. О. В. Головина. М.: Горячая линия-Телеком, 2004.
4. *Гоноровский И. С., Демин М. П.* Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. пособие для вузов. 5-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1994.
5. *Ногин В. Н.* Аналоговые электронные устройства: Учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1992.
6. *Павлов В. Н., Ногин В. Н.* Схемотехника аналоговых электронных устройств: Учебник для вузов. Изд. 3-е, исправл. М.: Радио и связь, 2003.
7. Радиоприемные устройства: Учебник для вузов / Н. Н. Фомин, Н. Н. Буга, О. В. Головин и др. Под ред. Н. Н. Фомина. М.: Радио и связь, 2003.
8. Телевидение: Учебник для вузов / В. Е. Джакония, А. А. Гоголь, Я. В. Друзин и др.; Под ред. В. Е. Джаконии. Изд. 3-е. М.: Горячая линия-Телеком, 2004.

---

## ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>Предисловие</b> .....	3
<b>Список принятых сокращений</b> .....	5
<b>Введение</b> .....	6
<i>Глава первая</i>	
<b>Сигналы сообщения и радиосигналы.</b>	
<b>Основные радиотехнические сигналы и их параметры</b> .....	8
1.1. Классификация сигналов .....	8
1.2. Гармонический сигнал .....	13
1.3. Импульсные сигналы .....	16
1.4. Спектральное представление сигнала .....	18
1.5. Дискретизация сигналов .....	23
<i>Глава вторая</i>	
<b>Радиотехнические цепи и методы их исследования.</b>	
<b>Линейные радиотехнические цепи</b> .....	26
2.1. Расчет цепей при стационарных режимах .....	27
2.2. Анализ переходных процессов в радиотехнических цепях .....	30
<i>Глава третья</i>	
<b>Электронные приборы и компоненты</b> .....	35
3.1. Электронные лампы .....	35
3.1.1. Принцип действия и конструктивные особенности электронных ламп .....	35
3.1.2. Диод .....	37
3.1.3. Триод .....	39
3.1.4. Тетрод .....	44
3.1.5. Пентод .....	46
3.1.6. Электронно-лучевая трубка .....	47
3.1.7. Электровакуумные приборы, используемые в телевизионных приемниках .....	50
3.2. Полупроводниковые приборы .....	53
3.2.1. Электронно-дырочный переход .....	53
3.2.2. Полупроводниковые диоды .....	57
3.2.3. Биполярный транзистор .....	58
3.2.3.1. Схема с общим эмиттером .....	61
3.2.3.2. Схема с общей базой .....	63
3.2.3.3. Основные параметры биполярных транзисторов .....	65

3.2.3.4. Эквивалентная схема транзистора .....	69
3.2.4. Полевые транзисторы .....	71
3.3. Операционный усилитель .....	76
3.4. Жидкокристаллические индикаторы .....	80
<i>Глава четвертая</i>	
<b>Избирательные четырехполюсники .....</b>	<b>83</b>
4.1. Основные характеристики .....	83
4.2. Фильтры нижних частот .....	85
4.3. Фильтры верхних частот .....	88
4.4. Полосовые фильтры .....	90
4.4.1. Фильтрующие свойства последовательного колебательного контура .....	91
4.4.2. Фильтрующие свойства параллельного колебательного контура .....	93
4.5. Заграждающие фильтры .....	96
4.6. Характеристическое уравнение фильтра .....	97
4.7. Активные <i>RC</i> -фильтры .....	101
4.7.1. Звенья первого порядка .....	101
4.7.2. Звенья второго порядка .....	103
<i>Глава пятая</i>	
<b>Электронные усилители .....</b>	<b>107</b>
5.1. Принцип работы усилителя .....	109
5.2. Схемы смещения и стабилизации рабочей точки биполярного транзистора .....	113
5.3. Цепи смещения в каскадах на полевых транзисторах и лампах .....	115
5.4. Частотная характеристика резисторного усилительного каскада .....	116
5.4.1. Область верхних частот .....	118
5.4.2. Область нижних и средних частот .....	121
5.5. Дифференциальный усилительный каскад .....	122
5.6. Усилители мощности .....	126
5.6.1. Однотактный трансформаторный каскад .....	126
5.6.1.1. Энергетические характеристики каскада, работающего в режиме <b>A</b> .....	130
5.6.2. Двухтактный усилитель. Принцип работы и основные свойства трансформаторного усилителя ..	131
5.6.2.1. Энергетические характеристики двухтактного каскада в режиме <b>B</b> .....	137
5.6.3. Двухтактные каскады с бестрансформаторным выходом .....	139
5.6.3.1. Двухкаскадные усилители с двухтактным бестрансформаторным выходом .....	143
5.6.4. Энергетически высокоэффективные усилители .....	144
5.6.5. Усилители радиочастоты ( <i>УРЧ</i> ) .....	149
<i>Глава шестая</i>	
<b>Обратная связь в усилителях .....</b>	<b>152</b>
6.1. Виды обратных связей .....	152
6.2. Влияние ОС на основные характеристики усилителей .....	154
6.3. Схемотехнические варианты введения обратных связей. Повторители напряжения .....	160

*Глава седьмая*

<b>Электронные автогенераторы</b> .....	163
7.1. Генераторы гармонических колебаний .....	163
7.1.1. Условия самовозбуждения .....	163
7.1.2. Режимы работы автогенератора .....	167
7.1.3. Мягкий и жесткий режимы самовозбуждения .....	172
7.1.4. Генератор гармонических колебаний с трансформаторной обратной связью .....	173
7.1.5. Трехточечный генератор гармонических колебаний .....	176
7.1.6. RC-генераторы гармонических колебаний .....	179
7.2. Импульсные генераторы .....	183
7.2.1. Вреязадающие RC-цепи .....	184
7.2.2. Автоколебательные мультивибраторы .....	188
7.2.3. Временные характеристики генерируемого колебания .....	192
7.2.4. Блокинг-генератор .....	196
7.2.5. Генераторы линейно изменяющегося напряжения .....	204

*Глава восьмая*

<b>Канал связи</b> .....	204
8.1. Характеристики канала связи .....	204
8.2. Структурная схема радиосвязи .....	206
8.3. Преобразование спектров сигналов .....	209
8.3.1. Модуляция сигналов .....	209
8.3.1.1. Амплитудно-модулированные сигналы .....	210
8.3.1.2. Частотно-модулированные сигналы .....	213
8.3.1.3. Другие виды модуляции .....	216
8.3.2. Преобразование частоты сигнала .....	218

*Глава девятая*

<b>Радиоприемные устройства</b> .....	221
9.1. Технические характеристики и классификация радиоприемных устройств .....	221
9.2. Детектирование амплитудно-модулированных сигналов .....	225
9.3. Детектирование частотно-модулированных сигналов .....	230

*Глава десятая*

<b>Телевидение</b> .....	236
10.1. Свойства глаза и их использование в телевидении .....	237
10.2. Телевизионный видеосигнал и его составляющие .....	241
10.3. Телевизионный радиосигнал .....	248
10.4. Принципы построения систем цветного телевидения .....	250
10.5. Вещательные системы цветного телевидения .....	253
10.5.1. Система цветного телевидения NTSC .....	253
10.5.2. Система цветного телевидения SECAM .....	256
10.5.3. Система цветного телевидения PAL .....	259
10.6. Цифровое телевидение .....	263

<b>Список литературы</b> .....	267
--------------------------------	-----

*Николай Борисович ДОГАДИН*  
**ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИКИ**  
УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

Генеральный директор *А. Л. Кноп*  
Директор издательства *О. В. Смирнова*  
Художественный редактор *С. Ю. Малахов*  
Редактор *Н. М. Баскакова*  
Корректор *И. А. Короткова, Р. В. Лободина*  
Подготовка иллюстраций *В. В. Воскресенская*  
Выпускающие *Н. К. Белякова, О. В. Шилкова*

ЛР № 065466 от 21.10.97

Гигиенический сертификат 78.01.07.953.П.004173.04.07  
от 26.04.2007 г., выдан ЦГСЭН в СПб

**Издательство «ЛАНЬ»**  
lan@lpbl.spb.ru  
www.lanbook.com  
192029, Санкт-Петербург, Общественный пер., 5.  
Тел./факс: (812) 567-29-35, 567-05-97, 567-92-72;  
print@lpbl.spb.ru

Сдано в набор 25.01.07. Подписано в печать 20.09.07.  
Бумага офсетная. Гарнитура Обыкновенная. Формат 84×108<sup>1/32</sup>.  
Печать офсетная. Усл. п. л. 14,28. Тираж 2000 экз.

Заказ № 165.

Отпечатано с готовых диапозитивов в ООО «Первая типография».  
195237, г. Санкт-Петербург, ул. Руставели, д. 13.