Ю. А. БЫСТРОВ, И. Г. МИРОНЕНКО

ЭЛЕКТРОННЫЕ ЦЕПИ И УСТРОЙСТВА

Допущено
Государственным комитетом СССР
по народному образованию
в качестве учебного пособия
для студентов вузов,
обучающихся по специальности
«Электронные приборы и устройства»,
«Промышленная электроника»

МОСКВА «ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1989

ББК 32.85
Б 95
УДК 621.38

Рецензенты: кафедра электронных приборов Рязанского радиотехнического института (зав. кафедрой д-р техн. наук, проф. *В. П. Панов*); д-р техн. наук, проф. *С. А. Корнилов* (Ленинградский электротехнический институт связи им. М. А. Бонч-Бруевича)

Быстров Ю. А., Мироненко И. Г.

Б 95 Электронные цепи и устройства: Учеб. пособие для электротехн. и энерг. вузов.— М.: Высш. шк., 1989.— 287 с.: ил.

ISBN 5-06-000124-5

В книге рассмотрены вопросы теории и расчета электронных цепей, анализ электрических сигналов и их взаимодействия с линейными, нелинейными и параметрическими цепями, усилители и устройства импульсной техники, генераторы непрерывных, модулированных и импульсных напряжений, устройства на элементах цифровой вычислительной техники.

Б $\frac{2302030000\,(4309000000)-345}{001\,(01)-89}$ 186—89

ББК 32.85
6Ф0.3

ISBN 5-06-000124-5

ПРЕДИСЛОВИЕ

Практическая деятельность специалистов по электронной технике в существенной мере опирается на знания в области электронных цепей и устройств. Знание же принципов использования электронных приборов для усиления, генерирования, преобразования электрических сигналов и владение методами анализа и расчета электронных цепей приобретают особую актуальность с развитием микроэлектроники, когда изделия электронной техники в сущности являются функциональными устройствами, способными выполнять обработку информации по заданной программе.

Настоящее учебное пособие создано на базе курса «Электронные цепи и устройства», читаемого авторами в Ленинградском электротехническом институте имени В. И. Ульянова (Ленина), и предназначено для студентов, обучающихся по специальности 20.04 «Электронные приборы и устройства».

Авторы выражают благодарность коллективу кафедры электронных приборов Рязанского радиотехнического института, возглавляемой д-ром техн. наук, проф. В. П. Пановым, и заведующему кафедрой электронных и квантовых приборов Ленинградского электротехнического института связи имени М. А. Бонч-Бруевича д-ру техн. наук, проф. С. А. Корнилову за ценные замечания, высказанные при рецензировании рукописи. Авторы признательны своим коллегам за обсуждения и деловые предложения, внесенные при написании рукописи.

Главы 1—6 написаны И. Г. Мироненко, главы 7—12 — Ю. А. Быстровым.

Замечания и предложения просьба направлять по адресу: 101430, ГСП-4, Москва, Неглинная ул., 29/14, издательство «Высшая школа».

Авторы

ВВЕДЕНИЕ

Параметры электронного прибора (лампа, транзистор, тиратрон и т. д.), который является элементом электронной цепи, в существенной мере определяют характеристики этой цепи, а технические возможности электронного устройства (ионно-плазменный источник заряженных частиц, электронный микроскоп и т. д.) зависят от параметров схемы, обеспечивающей его работоспособность. Таким образом, при функционировании электронный прибор и устройство неразрывно связаны с электронной цепью.

В настоящее время элементную базу радиоэлектроники наряду с дискретными элементами образуют интегральные схемы (ИС) на биполярных и полевых транзисторах. На основе ИС создаются современная радиоэлектронная аппаратура, средства электронной вычислительной техники. Микроэлектроника еще больше объединила усилия инженеров электронных приборов и устройств и разработчиков микроэлектронной аппаратуры. Можно сказать, что весь цикл от производства изделий микроэлектроники до производства аппаратуры становится единым.

В данном учебном пособии основное внимание уделено изучению схем радиотехнического назначения и импульсных (цифровых) электронных схем. Деление это, конечно, условное, поскольку, например, в радиотехнике широко используется импульсный режим работы приборов и устройств.

Главной задачей радиотехники является передача сообщений на расстояние. Решение этой задачи связано с генерацией электромагнитных колебаний в широком частотном диапазоне (от нескольких герц до сотен гигагерц), модуляцией этих колебаний, излучением и приемом, усилением и выделением сигналов, несущих информацию. Каждое из этих преобразований осуществляется определенной электронной цепью: генератором, модулятором, усилителем, детектором.

С известной долей условности все многообразие электрических сигналов можно разделить на две группы — непрерывные (аналоговые) и импульсные. Характеристики сигнала связаны с видом электронной цепи, генерирующей или преобразующей сигнал,— с сосредоточенными и распределенными параметрами. Если отношение линейных размеров элементов электронной цепи к длине волны сигнала меньше единицы, то в цепи всегда можно выделить области с преимущественной локализацией электрической и магнитной энергии, и таким цепям соотносят модели — принципиальные электрические схемы. Если данное отношение больше единицы, то цепь представляет собой систему с распределенными параметрами. Устройства высокочастотного диапазона, а также сверхбыстродействующие ИС представляют собой цепи с распределенными параметрами. В этом случае анализ цепи осуществляется на основе волновых процессов, и реальной цепи соотносят ее эквивалентную схему.

В электронной цепи наряду с полезным сигналом действуют помехи, возникающие по различным причинам. Способность цепи противостоять помехам и обеспечивать высокую работоспособность называют помехоустойчивостью. Методы повышения эффективности обработки информации в электронных цепях при наличии помех связаны с селекцией, фильтрацией и помехоустойчивой модуляцией сигналов.

Импульсный режим работы электронной схемы характеризуется тем, что электрические сигналы, генерируемые ею или воздействующие на нее, представляют собой импульсы различной формы. Под формой импульсного сигнала понимается закон изменения во времени напряжения или тока. Наиболее широко в радиоэлектронных устройствах и цифровой технике используют импульсы прямоугольной, линейно изменяющейся и экспоненциальной формы. Параметры применяемых на практике импульсов лежат в широких пределах. Так, длительность их изменяется от 10^{-9} до 10^{-1} с, а импульсная мощность составляет 10^{-5}...10^{6} Вт. Импульсные электронные цепи малочувствительны к разбросу параметров входящих в них элементов, временно́му и температурному дрейфу, а также к внешним электромагнитным помехам.

В данном учебном пособии рассмотрены основные вопросы схемотехники в объеме, достаточном для подготовки инженеров электронной техники. Более полное изложение теории цепей, сигналов и отдельных разделов радиотехники можно найти в учебниках и учебных пособиях, список которых приведен в конце книги.

ГЛАВА 1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЯХ И УСТРОЙСТВАХ

Изменение во времени таких физических величин, как напряжение, ток или заряд, называют электрическими колебаниями. Колебание, предназначенное для передачи информации, называют сигналом. Те же колебания или сигналы, которые мешают приему и обработке сигнала, относят к помехам.
Электронные цепи и устройства осуществляют прием и обработку сигналов. По функциональному назначению и принципам действия электронные цепи и устройства чрезвычайно разнообразны. Так, преобразования сигналов осуществляют с помощью линейных, нелинейных и параметрических цепей. Кроме того, цепи и устройства подразделяют по виду осуществляемой обработки сигнала—усиление, модуляция, фильтрация и др. Поэтому прежде чем перейти к изучению конкретных типов электронных цепей и устройств, которые являются объектами изучения в данной дисциплине, целесообразно рассмотреть применение электронных цепей и устройств различного функционального назначения в радиотехнических системах.

§ 1.1. ЭЛЕКТРОННЫЕ ЦЕПИ И УСТРОЙСТВА В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Радиотехническую систему образуют: радиопередающее устройство (РПД), среда передачи электромагнитных волн и радиоприемное устройство (РПУ) (рис. 1.1). Средой передачи может быть как свободное пространство, так и специальные технические устройства — линии передачи (кабельные, световодные и др.). Передача

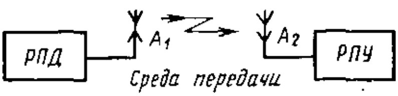


Рис. 1.1. Структурная схема радиотехнической системы

сообщения от передатчика к приемнику может происходить только на достаточно высоких частотах, а передаваемый сигнал (сигнал микрофона, передающей телевизионной камеры, радиотелеграфный), как правило, низкочастотный. Чтобы передать низкочастотный сигнал с помощью радиоволн, его надо «наложить» на относительно высокочастотное несущее колебание, излучаемое антенной передатчика. Такой процесс называется *модуляцией* высокочастотного колебания.

Сигнал от источника сообщений обычно мал. Поэтому, прежде чем осуществить модуляцию высокочастотного колебания, сигнал должен быть усилен. Таким образом, структурная схема радиопередающего устройства представляется достаточно простой (рис. 1.2) и содержит генератор — источник высокочастотных колебаний, модулятор и усилитель. Из структурной схемы понятно, каким преобразованиям подвергается сигнал при формировании в радиопередающем устройстве. Эти процессы являются обязательными для большинства радиотехнических систем независимо от их назначения и характера передаваемых сообщений.

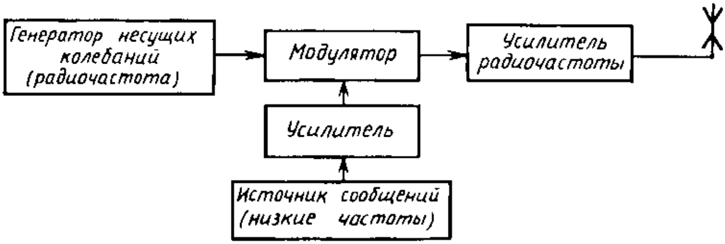


Рис. 1.2. Структурная схема радиопередающего устройства

Назовем их основными радиотехническими процессами. Таким образом, *основные радиотехнические процессы*, протекающие в передатчике: генерация несущих колебаний, модуляция и усиление.

Назначение радиоприемного устройства состоит в преобразовании сигнала, поступившего на вход приемника в форме модулированного радиочастотного колебания, в низкочастотный сигнал. В радиоприемном устройстве осуществляются основные радиотехнические процессы: преобразование электромагнитного поля излучения в напряжение, селекция сигнала с данной несущей частотой, усиление радиосигнала, детектирование, усиление низкочастотного сигнала.

Преобразование электромагнитного поля излучения в напряжение происходит в приемной антенне. На антенну воздействуют электромагнитные поля различных частот, соответствующие разным передатчикам. Выделение «нужного» сигнала — с данной радиочастотой — осуществляется с помощью *селективных (избирательных) цепей*, образующих входные цепи радиоприемного устройства. Простейшей селективной цепью является перестраиваемый параллельный колебательный контур. Когда резонансная частота контура совпадает с несущей частотой, на нем возникает напряжение несущей частоты и тем самым выделяется колебание заданной частоты. Усиление выделенного радиосигнала происходит в последующих каскадах радиоприемного тракта.

Для нормальной работы детектора принятый сигнал должен быть усилен до напряжения около 1 В. Напряжение радиочастоты во входных цепях не превышает нескольких десятков микровольт. Поэтому коэффициент усиления высокочастотного тракта должен быть порядка $10^5 \ldots 10^6$. Обеспечить такой коэффициент усиления можно в супергетеродинном приемнике (рис. 1.3). Он содержит преобразователь частоты сигнала, включенный между усилителем радиочастоты и детектором. Усиление в таком приемнике осуществляется на двух частотах — на радиочастоте и промежуточной частоте, что обеспечивает устойчивую работу при сохранении требуемого усиления.

На преобразователь поступает сигнал с частотой f_c и гармоническое колебание частоты $f_г$ от маломощного стабильного генератора — гетеродина, и в нем происходит снижение частоты

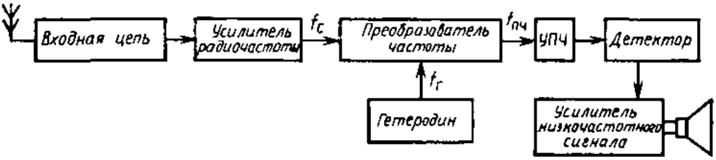


Рис. 1.3. Структурная схема супергетеродинного приемника

сигнала до постоянной промежуточной частоты $f_{пч}$. Промежуточная частота равна разности частот гетеродина и сигнала $f_{пч}=f_г-f_c$. Чтобы частота $f_{пч}$ оставалась постоянной при изменении частоты сигнала f_c, очевидно, необходимо подстраивать частоту гетеродина.

Детектор служит для выделения низкочастотного сигнала из сигнала промежуточной частоты.

Телевизионная система является частным случаем радиотехнической системы и, следовательно, между ними много общего. Однако есть и определенные особенности, которые позволяют выделить телевизионную систему. Телевизионный сигнал в передатчике формируется построчным преобразованием яркости изображения в электрическое напряжение. Из этого следует, что сигнал изображения — *видеосигнал* — представляет непрерывно изменяющееся во времени электрическое напряжение.

Для построчной и кадровой развертки изображения на передающую трубку подают периодическое линейно нарастающее (пилообразное) напряжение от генератора строчной и кадровой развертки. Пилообразное напряжение вызывает относительно медленное движение луча по строке (от начала к концу) и по кадру (сверху вниз), а затем быстрое обратное перемещение по строке и по кадру.

Передача изображения существенно усложняется по сравнению, например, с передачей речевого сигнала. Это вызвано тем, что каждая строка изображения на передающей стороне должна вызвать свечение соответствующей строки в приемной трубке. Иначе говоря, передача и воспроизведение строк должно происходить синхронно и синфазно (начало и конец развертки строки во времени должны совпадать). Для этого в телевизионном передатчике формируются и вместе с сигналом изображения передаются импульсы строчной и кадровой синхронизации. Кроме того, необходимо сформировать строчные и кадровые гасящие импульсы для гашения луча трубки при возврате его от конца строки к началу. Синхронизирующие (СИ) и гасящие импульсы должны быть согласованы во времени, поэтому они создаются от одного высокостабильного задающего генератора. В результате в телевизионном передатчике формируется сложный модулирующий сигнал. После модуляции и усиления радиосигнал направ-

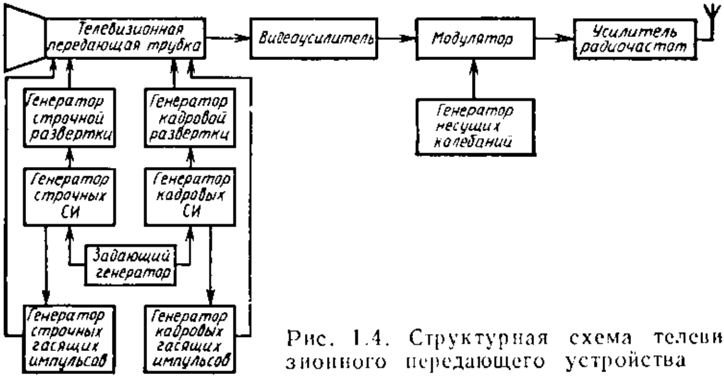


Рис. 1.4. Структурная схема телевизионного передающего устройства

ляется к приемнику. На рис. 1.4 приведена структурная схема телевизионного передающего устройства без звукового канала.

В телевизионном приемнике (рис. 1.5) осуществляется обратный процесс преобразования радиосигнала в изображение на

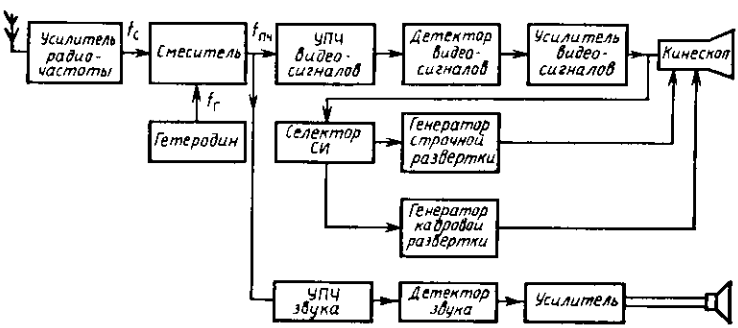


Рис. 1.5. Структурная схема телевизионного приемника

экране телевизионной трубки. Электромагнитное поле преобразуется антенной в высокочастотное напряжение, которое затем усиливается. С помощью гетеродина частота радиосигнала снижается до значения $f_{пч}$. С помощью фильтров происходит разделение сигналов изображения и звука и их усиление на промежуточной частоте. После детектирования и усиления видеосигнал поступает на телевизионную приемную трубку, а звуковой — в громкоговоритель.

§ 1.2. ОСНОВНЫЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ

Основные радиотехнические процессы осуществляются с помощью активных электронных цепей, т. е. цепей, в состав которых обязательно входят активные элементы — электронные лампы и транзисторы. Принцип работы транзисторов и ламп хорошо известен. То общее, что их объединяет и позволяет рассматривать работу различных типов активных элементов в составе цепи с единых позиций, заключается в эффективном управлении выходным током $i_{вых}$ (анодным током лампы $i_а$, коллекторным

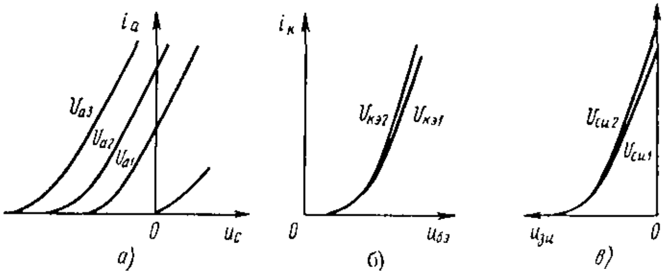


Рис. 1.6. Передаточные (усилительные) характеристики электронной лампы (*а*), биполярного (*б*) и полевого (*в*) транзисторов

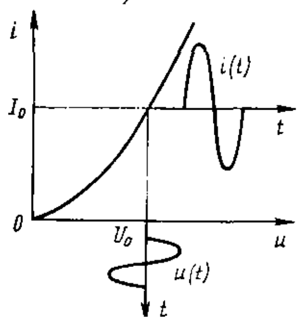


Рис. 1.7. Вольт-амперная характеристика нелинейного двухполюсника

током биполярного транзистора $i_к$, током стока полевого транзистора $i_с$) с помощью входного напряжения $u_{вх}$. Функциональная зависимость между $i_{вых}(t)$ и $u_{вх}(t)$ в общем случае имеет нелинейный характер:

$$i_{вых}(t) = F[u_{вх}(t)]. \qquad (1.1)$$

На рис. 1.6 приведены графики зависимостей вида (1.1) для различных типов активных элементов.

Соотношение (1.1), устанавливающее связь между внешним током и напряжением активного элемента, можно рассматривать как его простейшую математическую модель. Тогда каждый активный элемент может быть заменен эквивалентным нелинейным двухполюсником, через который протекает ток $i(t)$ под воздействием напряжения $u(t)$, и между ними существует функциональная зависимость (1.1). Такую зависимость называют вольт-амперной характеристикой (ВАХ) нелинейного двухполюсника $i(u)$ (рис. 1.7).

Для анализа процессов, протекающих в электронных цепях, соотношение (1.1) *должно быть представлено в форме, пригодной* для расчетов. Аналитическое представление возможно с помощью различных аппроксимирующих функций. В теории электронных цепей широко используется аппроксимация в виде разложения вольт-амперной характеристики $i(u)$ в ряд Тейлора. Обычно напряжение, действующее на двухполюсник, является суммой постоянного напряжения U_0, задающего рабочую точку на характеристике $i(u)$ и переменного напряжения сигнала $u(t)$. Будем считать, что $U_0 \gg u$, тогда ряд Тейлора можно ограничить первым нелинейным членом:

$$i(U_0+u) \simeq I_0(U_0) + u\left.\frac{\partial i}{\partial u}\right|_{u=U_0} + \frac{u^2}{2}\left.\frac{\partial^2 i}{\partial u^2}\right|_{u=U_0}. \tag{1.2}$$

Первый член ряда (1.2) представляет собой постоянный ток в рабочей точке (см. рис. 1.7). Производная $\partial i/\partial u$, вычисленная в рабочей точке, характеризует крутизну S вольт-амперной характеристики: $\left.\frac{\partial i}{\partial u}\right|_{U_0} = S(U_0)$. Как видно, крутизна является дифференциальным параметром нелинейной ВАХ, и ее значение зависит от положения рабочей точки. Крутизна характеризует линеаризованную зависимость $i(u)$ в окрестности рабочей точки. Очевидно, что чем меньше амплитуда сигнала, тем точнее линейная аппроксимация отвечает действительной зависимости тока двухполюсника от напряжения сигнала.

Одно из свойств линейной зависимости двух произвольных величин, например $i(u)$, заключается в том, что форма напряжения $u(t)$ точно воспроизводится в форме изменения тока $i(t)$, другими словами, выходной ток активного элемента является масштабной копией входного напряжения.

Рассмотрим, как протекают основные радиотехнические процессы в цепи с источниками гармонических колебаний, действующими на входных зажимах нелинейного двухполюсника. Положим $U_0 = 0$ и $I_0 = 0$. В этом случае ВАХ двухполюсника в соответствии с (1.2) примет вид

$$i(u) = Su + au^2, \tag{1.3}$$

где $a = 0{,}5\,\partial^2 i/\partial u^2$ — вспомогательный параметр.

Модуляция. Суть процесса модуляции заключается в управлении одним из параметров высокочастотного колебания: амплитудой, частотой или фазой относительно низкочастотным (передаваемым, полезным) сигналом. В зависимости от выбранного модулируемого параметра различают амплитудную модуляцию (АМ), частотную модуляцию (ЧМ) и фазовую модуляцию (ФМ).

Рассмотрим процесс амплитудной модуляции, которая является наиболее простой и распространенной в радиотехнике. При АМ амплитуда несущего колебания изменяется по закону передаваемого сигнала. Запишем его в виде гармонического колебания $u_н(t) = U_m \cos\omega t$, где U_m, ω — постоянные амплитуда и частота. Передаваемый сигнал обозначим $u_c(t)$. На входе нелинейного двухполюсника действуют напряжения от источников несущего колебания и сигнала. Подставив в (1.3) сумму напряжений $u_н(t)+u_c(t)=u(t)=U_m\cos\omega t+u_c(t)$, после преобразований получим

$$i(u)=U_mS\left[1+\frac{2a}{S}u_c(t)\right]\cos\omega t+u_c(t)S+$$
$$+a\left[U_m^2\cos^2\omega t+u_c^2(t)\right]. \qquad (1.4)$$

Первый член в (1.4) представляет собой АМ-колебание. Его можно записать в виде

$$i_{ам}(t)=U_mS\left[1+Mu_c(t)\right]\cos\omega t=I_m(t)\cos\omega t, \qquad (1.5)$$

где $I_m(t)=I_m[1+Mu_c(t)]$ — амплитуда колебания тока несущей частоты, изменяющаяся по закону передаваемого сигнала (модулирующей функции) (рис. 1.8); $M=2a/S$ — коэффициент, характеризующий процесс модуляции. Как видно, модуляция — нелинейный процесс. Его реализация возможна только при нелинейной ВАХ активного элемента. Действительно, при $a=0$ АМ-колебание перейдет в простое гармоническое колебание. Следовательно, АМ-колебание не является суммой высокочастотного колебания и модулирующего сигнала.

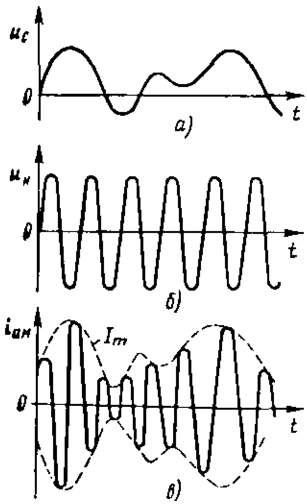


Рис. 1.8. Передаваемый сигнал (*а*), несущее колебание (*б*) и АМ-колебание (*в*)

Детектирование. В радиоприемном устройстве с помощью детектора восстанавливается передаваемое сообщение. Иначе говоря, в результате детектирования получают ток, изменяющийся во времени так же, как изменяется один из параметров (амплитуда, частота или фаза) модулированного колебания.

Рассмотрим детектирование АМ-колебания. Пусть на входе нелинейного двухполюсника действует АМ-напряжение, которое по аналогии с (1.5) запишем в виде

$$u_{ам}(t)=U_m(t)\cos\omega t, \qquad (1.6)$$

где $U_m(t)=U_m[1+Mu_c(t)]$. Подставив (1.6) в (1.3), получим выражение для тока двухполюсника в виде $i(u_{ам})=SU_m(t)\cos\omega t+$ $+aU_m^2(t)\cos^2\omega t$. Покажем, что в этой сумме есть составляющая тока, пропорциональная модулирующему сигналу $u_c(t)$. Для этого, используя выражение для $U_m(t)$, запишем $U_m^2(t)=$ $=U_m^2+2U_m^2u_c(t)M+(MU_m)^2u_c^2(t)$. С учетом полученного соотношения

$$i(u_{\text{ам}}) = 2aMU_m^2 u_c(t)\cos^2\omega t +$$
$$+ a(MU_m)^2 u_c^2(t)\cos^2\omega t + aU_m^2\cos^2\omega t + SU_m(t)\cos\omega t.$$

Используя тригонометрическую формулу $2\cos^2\alpha = 1 + \cos 2\alpha$, представим $i(u_{\text{ам}})$ в виде

$$i(u_{\text{ам}}) = aMU_m^2 u_c(t) + \frac{a}{2}(MU_m)^2 u_c^2(t) + \ldots \qquad (1.7)$$

Не вошедшие в (1.7) слагаемые представляют собой высокочастотные составляющие тока (частоты ω и 2ω).

Таким образом, полный ток нелинейного двухполюсника включает составляющую, пропорциональную сигналу $u_c(t)$, модулирующему амплитуду несущего колебания. Детектирование также процесс нелинейный. Но в данном случае нелинейность ВАХ дает не только полезный эффект, но и приводит, как видно из (1.7), к неизбежным нелинейным искажениям сигнала— появлению члена, пропорционального квадрату напряжения сигнала.

Рассмотренный способ детектирования носит название *квадратичного детектирования*. В большом числе практических случаев используют так называемое *линейное детектирование*. Анализ работы линейного детектора изложен в гл. 6.

Преобразование частоты. Пусть на входе нелинейного двухполюсника действуют гармонические напряжения от двух источников — АМ-колебания и высокочастотного колебания гетеродина:

$$u(t) = U_m(t)\cos\omega t + U_{m\text{г}}\cos\omega_{\text{г}} t, \qquad (1.8)$$

где $U_{m\text{г}}$, $\omega_{\text{г}}$ — постоянные амплитуда и частота колебания гетеродина. Чтобы сохранить форму сигнала $U_m(t)$ при преобразовании частоты, необходимо, чтобы характеристика двухполюсника по отношению к сигналу была линейной. Это достижимо при малом сигнале. В то же время для преобразования частоты амплитуда колебания гетеродина должна быть достаточно большой. Таким образом, должно выполняться условие $U_{m\text{г}} \gg U_m$.

Подставив (1.8) в (1.3), с учетом принятого условия найдем ток нелинейного двухполюсника

$$i(u) = SU_m(t)\cos\omega t + SU_{m\text{г}}\cos\omega_{\text{г}} t + aU_m^2(t)\cos^2\omega t +$$
$$+ 2aU_m(t)U_{m\text{г}}\cos\omega t\cos\omega_{\text{г}} t + aU_{m\text{г}}^2\cos^2\omega_{\text{г}} t.$$

Первое слагаемое суммы преобразуем, используя тригонометрическое соотношение $2\cos\alpha\cos\beta = \cos(\alpha-\beta) + \cos(\alpha+\beta)$, и запишем выражение для тока, сохранив только составляющую разностной частоты $(\omega_{\text{г}} - \omega)$:

$$i(u) = aU_m(t)U_{m\text{г}}\cos(\omega_{\text{г}} - \omega)t + \ldots$$

Высокочастотные составляющие, не содержащие в явном виде полезный сигнал $U_m(t)$, отфильтровываются и, следовательно, ток нелинейного двухполюсника повторяет АМ-сигнал, но на разностной частоте $\omega_г - \omega$. Подбирая $\omega_г$, сохраняем постоянной разностную частоту $\omega_{пч} = \omega_г - \omega$, которую обычно называют промежуточной.

§ 1.3. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ВИДЫ УСИЛИТЕЛЕЙ

Необходимость усиления возникает, когда выходная мощность предыдущего каскада недостаточна для нормального функционирования последующих цепей. Поэтому любой усилитель является усилителем мощности и мерой усиления может быть отношение мощности сигнала на его выходе к мощности сигнала на входе. Однако во многих случаях коэффициент усиления по мощности не имеет существенного значения. Определяющей для усилителей мощности является мощность сигнала в нагрузке и коэффициент полезного действия входной или выходной цепи. Для малосигнальных же усилителей основной характеристикой является *коэффициент усиления по напряжению* K_U или *по току* K_I:

$$K_U = U_{вых}/U_{вх}, \quad K_I = I_{вых}/I_{вх},$$

где $U_{вх}$, $U_{вых}$, $I_{вх}$, $I_{вых}$ — амплитудные напряжения и токи на входе и выходе усилителя.

В радиоэлектронных устройствах часто требуются очень большие коэффициенты усиления, которые не удается реализовать на одном активном элементе. Поэтому используют каскадное включение усилителей. Общий коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления отдельных усилителей.

К любому усилителю прежде всего предъявляется требование неискаженной передачи усиленного сигнала. В соответствии с характером усиливаемого сигнала различают усилители постоянного тока и усилители переменного тока. Усилители постоянного тока обеспечивают усиление сигнала сколь угодно низких частот. *Усилители переменных токов предназначены для усиления сигналов, частота которых превышает некоторое нижнее значение* $\omega > \omega_н$. Если полоса частот, в которой обеспечивается равномерное усиление, достаточно велика, то усилители называют широкополосными. Широкополосные усилители, в которых приняты специальные меры для сохранения формы сложного сигнала, называют видеоусилителями. Их разновидностью являются усилители, предназначенные для усиления только импульсных сигналов. Существует специальный класс усилителей для усиления очень слабых сигналов — малошумящие усилители, в которых снижен уровень собственных шумов и тем самым обеспечена высокая чувствительность.

Количественной мерой неискаженной передачи усиливаемого гармонического сигнала известной частоты ω является частотный коэффициент передачи (или комплексная частотная характеристика) усилителя, определяемый как отношение комплексной амплитуды напряжения на выходе $\dot{U}_{вых}$ к комплексной амплитуде напряжения на входе $\dot{U}_{вх}$:

$$\dot{K}(j\omega) = \dot{U}_{вых}/\dot{U}_{вх}. \tag{1.9}$$

В общем случае $\dot{K}(j\omega)$ — комплексная функция и, следовательно, может быть представлена в виде произведения модуля и фазового множителя:

$$\dot{K}(j\omega) = K(\omega)\, e^{j\varphi(\omega)}. \tag{1.10}$$

Модуль комплексной частотной характеристики (или просто частотной характеристики) $K(\omega)$ называют амплитудно-частотной

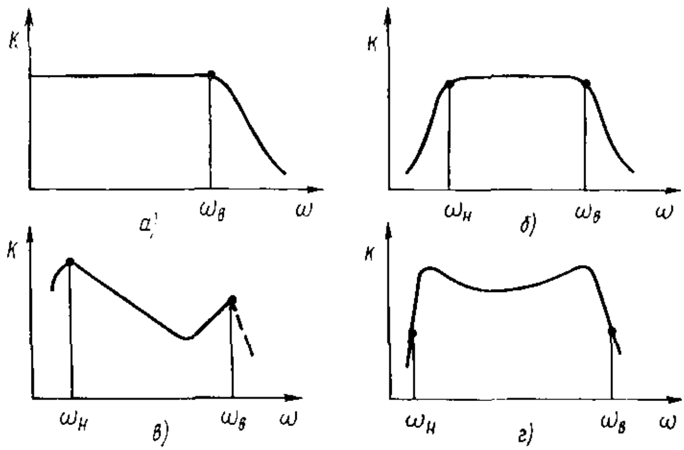


Рис. 1.9. Амплитудно-частотные характеристики усилителя постоянного тока (*а*), усилителя переменного тока (*б*) и корректирующих усилителей (*в*, *г*)

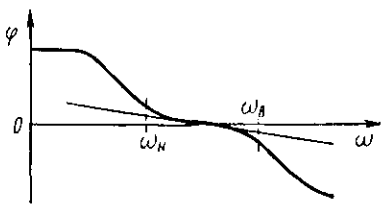


Рис. 1.10. Фазочастотная характеристика усилителя

характеристикой (АЧХ), функцию $\varphi(\omega)$ — фазочастотной характеристикой (ФЧХ) усилителя. АЧХ определяет равномерность усиления в диапазоне частот, а ФЧХ — зависимость вносимого усилителем фазового сдвига от частоты. На рис. 1.9, где приведены АЧХ различных типов усилителей, обозначены граничные частоты усиления, в пределах которых обеспечивается требуемая равномерность усиления, т. е. неискаженная передача. АЧХ корректирующего усилителя (рис. 1.9, *в*, *г*) неравномерна. Конкретный вид ее зависит от требований, предъявляемых к корректирующему усилителю: с его помощью исправляют амплитудно-частотные искажения других усилителей либо специально производят ослабление сигнала на определенных частотах.

Для сохранения формы сигнала важна линейность ФЧХ в пределах рабочей полосы частот (рис. 1.10). В этом случае на всех частотах рабочей полосы усилитель вносит одинаковую по времени задержку выходного сигнала относительно входного и выходной сигнал сдвинут во времени относительно входного.

Покажем это на примере простого гармонического сигнала, который запишем в комплексной форме $\dot{U}_{вх}e^{j\omega t}$. Если фазочастотная характеристика усилителя линейная, то она может быть представлена в виде $\varphi(\omega) = -\omega t_0$, где t_0 — произвольный отрезок времени. Тогда в соответствии с формулами (1.9), (1.10) выходное напряжение получим в виде

$$\dot{u}_{вых}(t) = \dot{U}_{вх}e^{j\omega t}K(\omega)e^{-j\omega t_0} = \dot{U}_{вых}e^{j\omega(t-t_0)}.$$

Отсюда видно, что выходной сигнал задержан на время t_0 по отношению к входному.

ГЛАВА 2

СИГНАЛЫ И ИХ СПЕКТРЫ

На примере простого гармонического колебания можно понять, что его математическая модель в виде функции времени $u(t) = U_m \cos \omega t$ может быть заменена математической моделью в частотной форме. В этом простейшем случае для адекватного представления достаточно задать две величины, характеризующие колебания: амплитуду U_m и частоту ω, и, естественно, предполагается, что известна временная зависимость сигнала, а именно, что он является гармоническим.

Как известно, произвольный периодический сигнал можно представить в виде комбинации гармонических колебаний (гармоник) с различными амплитудами и частотами, которую называют разложением Фурье. И это не только математическая операция. Использование такого представления зависит от важного физического свойства линейных электронных цепей, которое состоит в том, что гармонический сигнал на выходе цепи отличается от сигнала на входе только по амплитуде и фазе. Другими словами, в линейной электронной цепи гармонические колебания ведут себя так, как если бы они существовали независимо друг от друга, т. е. они не взаимодействуют. Разложение Фурье позволяет изучать прохождение любых сигналов через линейную цепь, если известны ослабление амплитуды и фазовый сдвиг каждой гармонической составляющей сигнала при прохождении его через эту цепь. Таким образом, при решении задач, возникающих при прохождении сигналов через электронные цепи, важное значение приобретает частотное представление сигнала. По аналогии с простым гармоническим колебанием произвольный сигнал можно задать в форме последовательности пар чисел $c_1\omega_1$; $c_2\omega_2$; ...; $c_n\omega_n$, являющихся амплитудами и частотами гармоник в разложении Фурье данного сигнала. Эту последовательность называют частотным спектром сигнала или просто спектром.

§ 2.1. КЛАССИФИКАЦИЯ СИГНАЛОВ

Если в качестве основного признака сигнала взять точное знание его формы в любой момент времени, то все сигналы можно разделить на детерминированные (регулярные) и случайные сигналы. Детерминированный сигнал описывается функцией времени, и, очевидно, предсказать его свойства можно, вычисляя значения этой функции в произвольный момент времени. Случайные сигналы в отличие от детерминированных принимают значения, которые определенно предсказать нельзя.

Детерминированные сигналы разделяются на непрерывные и импульсные. Непрерывными называются сигналы, существующие на бесконечном интервале времени. Важный класс непрерывных сигналов — *периодические колебания.* Любое значение периодического колебания в момент времени t точно воспроизводится через отрезок времени, кратный периоду колебаний T. Если $u(t)$ — колебание с периодом T, то можно записать $u(t) = u(t \pm kT)$, где $k = 1, 2, \ldots$

Импульсные колебания существуют только в пределах конечного относительно малого отрезка времени, называемого длительностью импульса $t_и$. Последовательностью импульсов называют колебания, состоящие из отдельных импульсов на бесконечном интервале времени. Как уже отмечалось, различают видеоимпульс и радиоимпульс.

Видеоимпульс описывается зависимостью напряжения или тока от времени: $u(t)$ в пределах длительности сигнала $t_и$, а *радиоимпульс* представляет собой модулированное колебание $u_{ам}(t) = u(t) \cos \omega_0 t$, где ω_0 — частота заполнения радиоимпульса. Примеры видео- и радиоимпульсов показаны на рис. 2.1. Видеоимпульс по традиции относят к аналоговым сигналам, т. е. сигналам, зависимость которых от времени изображается непрерывной кривой. До недавнего времени электронные устройства были преимущественно аналоговыми, т. е. обрабатывающими аналоговые сигналы. С развитием вычислительной техники в радиоэлектронику пришли дискретные и цифровые сигналы. Простейшая математическая модель дискретного сигнала — это множество точек на временной оси, в которых заданы его значения (рис. 2.2). Как правило, отсчеты берутся через равные интервалы времени.

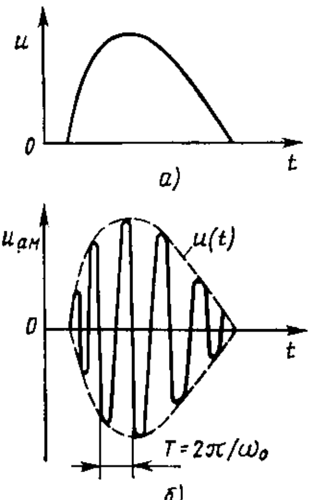


Рис. 2.1. Видеоимпульс (*а*) и радиоимпульс (*б*)

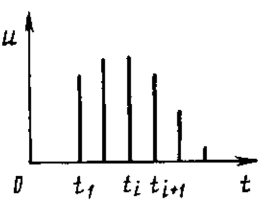


Рис. 2.2. Сигнал, заданный дискретными отсчетами

Между аналоговыми, дискретными и импульсными сигналами есть глубокая внутренняя связь. Данное определение дискретных сигналов, по своей сути, является определением процесса дискретизации аналогового сигнала — медленно меняющемуся во времени аналоговому сигналу сопоставляется его дискретный образ, имеющий вид последовательности одинаковой длительности, амплитуда которых пропорциональна значению сигнала в отсчетных точках. При $t_и \to 0$ импульсное представление аналогового сигнала переходит в дискретное.

Особой разновидностью дискретных сигналов являются цифровые сигналы, отсчетные значения которых пропорциональны числу.

§ 2.2. РАЗЛОЖЕНИЕ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В РЯД ФУРЬЕ

Из курса математики известно, что произвольная функция, имеющая на интервале $(t_1,\ t_2)$ не более конечного числа точек разрыва и абсолютно интегрируемая на этом интервале, может быть представлена рядом по ортонормированной системе функций — ортонормированному базису.

Свойство ортонормированности (ортогональности и нормированности) функций заключается в том, что для любой пары функций из этой последовательности выполняется условие

$$\int_{t_1}^{t_2} v_k(t)\, v_m(t)\, \mathrm{d}t = \begin{cases} 0 & \text{при } k \neq m, \\ 1 & \text{при } k = m. \end{cases} \tag{2.1}$$

Пусть $u(t)$ — произвольный сигнал, действующий на отрезке времени $(t_1,\ t_2)$, а $v_1(t),\ v_2(t), \ldots,\ v_k(t), \ldots$ представляют систему ортогональных и нормированных функций на том же интервале $(t_1,\ t_2)$. Тогда $u(t)$ может быть записана в виде обобщенного ряда Фурье:

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} c_k v_k(t), \tag{2.2}$$

где c_k — постоянные коэффициенты. Для нахождения c_k умножим обе части (2.2) на $v_m(t)$ и проинтегрируем на интервале t_1, t_2:

$$\int_{t_1}^{t_2} u(t)\, v_m(t)\, \mathrm{d}t = \sum_{k=1}^{\infty} \int_{t_1}^{t_2} c_k v_k(t)\, v_m(t)\, \mathrm{d}t.$$

После очевидного преобразования правой части равенства запишем

$$\int_{t_1}^{t_2} u(t)\, v_m(t)\, \mathrm{d}t = \sum_{k=1}^{\infty} c_k \int_{t_1}^{t_2} v_k(t)\, v_m(t)\, \mathrm{d}t. \tag{2.3}$$

На основании соотношения (2.1) можно утверждать, что все члены суммы в правой части (2.3) при $k \neq m$ обращаются в нуль и единственный член суммы, для которого $k = m$, не равен нулю, т. е. правая часть равенства (2.3) равна

$$c_m = \int_{t_1}^{t_2} u(t)\, v_m(t)\, \mathrm{d}t. \tag{2.4}$$

Возьмем в качестве базиса разложения совокупность тригонометрических функций кратных аргументов:

$$v_0 = \frac{1}{\sqrt{T}}, \quad v_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin \omega_0 t, \quad v_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos \omega_0 t;$$

$$v_3(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin 2\omega_0 t, \quad v_4(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos 2\omega_0 t, \ \ldots,$$

где $\omega_0 = 2\pi/T$ — основная частота последовательности функций $v_k(t)$; T — период функций. Вычисляя интегралы по формулам (2.1), можно убедиться, что система тригонометрических функций является ортонормированной на периоде T.

В соответствии с (2.2) для произвольного периодического сигнала $u(t)$ ряд Фурье в базисе гармонических функций записывают в виде

$$u(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t) \tag{2.5}$$

или

$$u(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos (n\omega_0 t + \varphi_n). \tag{2.6}$$

Коэффициенты рядов (2.5) и (2.6) в соответствии с (2.4) вычисляют по формулам:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) \cos(n\omega_0 t)\, dt,$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) \sin(n\omega_0 t)\, dt,$$

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad \varphi_n = -\operatorname{arctg} \frac{b_n}{a_n},$$

$$a_n = c_n \cos \varphi_n, \quad b_n = -c_n \sin \varphi_n.$$

Ряд Фурье представляет собой сумму постоянной составляющей и гармонических колебаний с вещественными амплитудами. Разложение сигнала в ряд по гармоническим функциям (2.5), (2.6) называют его *спектральным представлением или спектром сигнала в базисе гармонических функций*. Наглядное представление о спектре дает его графическое изображение. В точках горизонтальной оси, соответствующих частотам гармоник, строят вертикальные отрезки, отображающие в некотором масштабе их амплитуды и фазы (рис. 2.3). Спектр периодического сигнала называют линейчатым (дискретным), так как он состоит из отдельных линий, соответствующих дискретным частотам. Более информативен амплитудный спектр, позволяющий судить об относительной доле соответствующих спектральных составляющих сигнала.

В теории сигналов широко применяется комплексная форма ряда Фурье, к которой можно перейти на основании формулы Эйлера:

$$\cos(n\omega_0 t + \varphi_n) = \frac{1}{2} e^{j\varphi_n} e^{jn\omega_0 t} + \frac{1}{2} e^{-j\varphi_n} e^{-jn\omega_0 t}.$$

Подставив данное выражение в (2.6), получим

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{c_n}{2} e^{j\varphi_n} e^{jn\omega_0 t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{c}_n e^{jn\omega_0 t}, \tag{2.7}$$

где $\dot{c}_n = \frac{1}{2} c_n e^{j\varphi_n}$ — комплексная амплитуда n-й гармоники; $\dot{c}_{-n} = \frac{1}{2} c_n e^{-j\varphi_n} = \dot{c}_n^*$ — комплексно-сопряженная с $\dot{c}_n$ величина.

Комплексную амплитуду найдем, используя ортогональность функций $e^{jn\omega_0 t}$ с сопряженными им функциями $e^{-jn\omega_0 t}$. Ум-

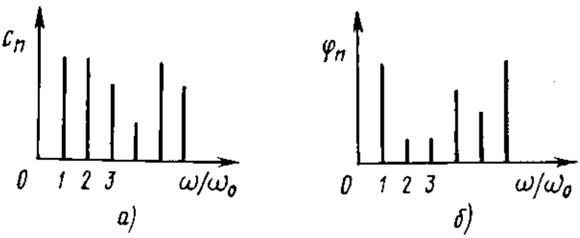


Рис. 2.3. Амплитудный (*а*) и фазовый (*б*) спектры периодического сигнала

ножив обе части ряда (2.7) на $e^{-jn\omega_0 t}$ и проинтегрировав на T, получим $\int\limits_{-T/2}^{T/2} u(t) e^{-jn\omega_0 t}\, dt = \dot{c}_n T$, откуда

$$\dot{c}_n = \frac{1}{T} \int\limits_{-T/2}^{T/2} u(t) e^{-jn\omega_0 t}\, dt. \tag{2.8}$$

Спектральное представление сигнала в форме (2.7) содержит отрицательные частоты, и спектр сигнала (2.8) симметричен относительно нулевой частоты. Но отрицательная частота — понятие математическое, обусловленное комплексной формой представления гармонического колебания.

В качестве примера определим *спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов* $u(t)$ с известными параметрами U, $t_и$, T. В соответствии с формулой (2.8) запишем

$$\dot{c}_n = \frac{U}{T} \int\limits_{-t_и/2}^{t_и/2} e^{-jn\omega_0 t}\, dt = \frac{2}{n\omega_0 T} \frac{e^{jn\omega_0 t_и/2} - e^{-jn\omega_0 t_и/2}}{2j} =$$

$$= \frac{t_и}{T} \frac{\sin(n\omega_0 t_и/2)}{n\omega_0 t_и/2} = \frac{1}{q} \frac{\sin(n\pi/q)}{n\pi/q},$$

где $q=T/t_и$ — скважность импульсной последовательности. Следовательно, комплексный ряд Фурье периодической последовательности прямоугольных импульсов имеет вид

$$u(t)=\frac{1}{q}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{\sin(n\pi/q)}{n\pi/q}\,e^{jn\omega_0 t}.$$

На рис. 2.4 изображены амплитудный и фазовый спектры последовательности прямоугольных импульсов. Фаза спектральных составляющих принимает либо нулевое значение в интервале, где синус положителен, либо значение $\pm\pi$ в интервале,

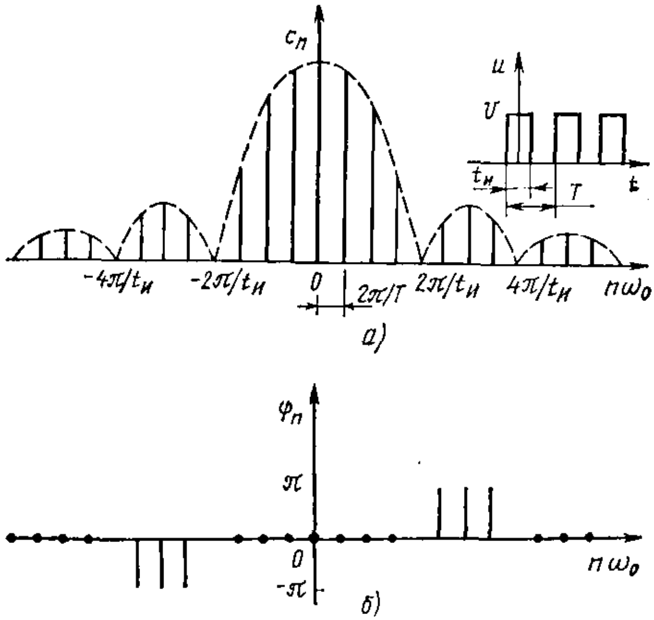


Рис. 2.4. Амплитудный (*а*) и фазовый (*б*) спектры последовательности прямоугольных импульсов

где синус отрицателен. Огибающая амплитудного спектра изменяется по закону $\sin x/x$. Узлы огибающей находятся в точках $\omega_{0k}=k2\pi/t_и$, где $k=1, 2, 3, \ldots$ Число гармоник в интервале между узлами равно q.

§ 2.3. СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Если $u(t)$ — непериодический импульсный сигнал, то он может быть единственным способом продолжен на ось t так, что получится периодическая последовательность $v(t)$ с периодом T (рис. 2.5). Запишем $v(t)$ в виде

$$v(t)=\sum_{m=-\infty}^{\infty}u(t+mT). \tag{2.9}$$

Так как колебание $v(t)$ периодическое, его можно представить рядом Фурье. Обозначим $\omega_n = n\omega_0 = 2\pi n/T$ и запишем ряд Фурье в комплексной форме:

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{c}_n e^{j\omega_n t}, \tag{2.10}$$

где

$$\dot{c}_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v(t)\, e^{-j\omega_n t}\, dt. \tag{2.11}$$

Подставив (2.10) и (2.11) в (2.9), получим

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} u(t+mT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\int_{-T/2}^{T/2} v(t)\, e^{-j\omega_n t}\, dt \right) e^{j\omega_n t} \frac{\omega_0}{2\pi}. \tag{2.12}$$

Ряд (2.12) определяет периодическую функцию $v(t)$, полученную повторением $u(t)$ с периодом T. Если период образованной последовательности $T \to \infty$, то все импульсы, кроме исходного, «уйдут» в бесконечность и периодическая последовательность $v(t)$ станет одиночным импульсом $u(t)$. Другими словами, предел левой части (2.12) при $T \to \infty$ есть функция $u(t)$:

$$\lim_{T\to\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} u(t+mT) = u(t). \tag{2.13}$$

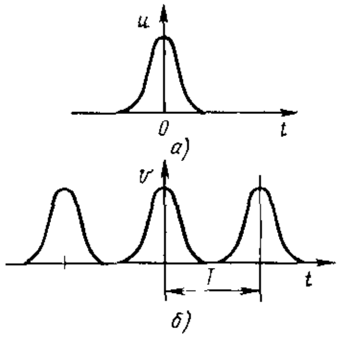


Рис. 2.5. Одиночный импульс (*а*) и его периодическое продолжение (*б*)

Рассмотрим правую часть (2.12) при $T \to \infty$. Очевидно, что частота основной гармоники ряда Фурье будет стремиться к нулю, так как $\omega_0 = 2\pi/T$, а $T \to \infty$. При этом соседние спектральные составляющие ряда Фурье будут сближаться и при $T \to \infty$ станут сколь угодно близкими друг другу ($\omega_{n+1} - \omega_n = \omega_0$, $\omega_0 \to 0$), т. е. дискретный спектр станет сплошным. Поэтому в формуле (2.12) можно заменить ω_n на текущую частоту ω, ω_0 — на $d\omega$, а сумму — на интеграл.

Таким образом, при $T \to \infty$ от ряда Фурье в виде (2.12) перейдем к двойному интегралу и, учитывая (2.13), запишем

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\int_{-\infty}^{\infty} u(t)\, e^{-j\omega t}\, dt \right) e^{j\omega t}\, d\omega. \tag{2.14}$$

Внутренний интеграл не зависит от времени и является комплексной функцией частоты ω. Поэтому обозначим

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)\, e^{-j\omega t}\, dt. \tag{2.15}$$

Функцию $\dot{S}(\omega)$ называют *спектральной плотностью или спектральной характеристикой импульса.* Она зависит только от формы импульса $u(t)$. Формулу (2.15) называют *прямым преобразованием Фурье.*

Используя (2.15), из (2.14) получаем

$$u(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{S}(\omega)\,e^{j\omega t}\,d\omega. \qquad (2.16)$$

Формулу (2.16) называют *обратным преобразованием Фурье.*

Формулы (2.15) и (2.16) называют также парой преобразований Фурье. Первая позволяет осуществить прямое преобразование — найти спектральную плотность импульса, вторая — обратное преобразование — восстановить импульс по его спектральной плотности. *Преобразование Фурье принято обозначать:* $u(t)\leftrightarrow\dot{S}(\omega)$.

Сопоставим (2.16) и ряд Фурье в комплексной форме для периодической функции (2.10). Как видно, величина $\dot{S}(\omega)d\omega/(2\pi)$ имеет смысл бесконечно малой амплитуды гармонической составляющей частоты ω спектральной характеристики одиночного импульса.

Комплексная функция $\dot{S}(\omega)$ может быть записана в виде $\dot{S}(\omega)=S(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$. Модуль спектральной плотности $\dot{S}(\omega)$ называют *амплитудно-частотной характеристикой* импульсного сигнала, а $\varphi(\omega)$ — его *фазочастотной* характеристикой. Так как формулы коэффициентов ряда Фурье и спектральной плотности отличаются только множителем $1/T$, то модуль спектральной плотности импульса и огибающая дискретного спектра периодической последовательности таких импульсов совпадают по форме.

§ 2.4. ПРИМЕРЫ ВЫЧИСЛЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНЫХ ПЛОТНОСТЕЙ СИГНАЛОВ

1. **Спектральную плотность прямоугольного видеоимпульса** $u(t)$, имеющего амплитуду U и длительность $t_и$, получим на основании (2.15):

$$\dot{S}(\omega)=U\int_{-t_и/2}^{t_и/2}e^{-j\omega t}\,dt=\frac{2U}{\omega}\,\frac{e^{j\omega t_и/2}-e^{-j\omega t_и/2}}{2j}=Ut_и\,\frac{\sin\xi}{\xi}, \qquad (2.17)$$

где $\xi=\omega t_и/2$. На рис. 2.6 изображен график спектральной плотности прямоугольного видеоимпульса.

2. **Спектральную плотность радиоимпульса**, заданного в виде модулированного колебания

$$u_{зм}(t)=u(t)\cos\omega_0 t, \qquad (2.18)$$

найдем, применив к (2.18) прямое преобразование Фурье:

$$\dot{S}(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}u(t)\cos\omega_0 t\,e^{-j\omega t}\,dt.$$

Используя формулу Эйлера, запишем

$$\dot S(\omega) = \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty} u(t)\left(e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}\right) e^{-j\omega t}\, dt =$$

$$= \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty} u(t)\, e^{-j(\omega-\omega_0)t}\, dt + \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty} u(t)\, e^{j(\omega+\omega_0)t}\, dt.$$

Полученное выражение представляет спектральную плотность $\dot S_u(\omega)$ видеоимпульса $u(t)$, смещенную по частоте на ω_0 (первый интеграл) и на $-\omega_0$ (второй интеграл). Поэтому выражение для $\dot S(\omega)$ можно записать в форме

$$\dot S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)\cos\omega_0 t\, e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{2}\left[\dot S_u(\omega-\omega_0) + \dot S_u(\omega+\omega_0)\right]. \qquad (2.19)$$

Спектральная плотность радиоимпульса «расщеплена» на две части, симметрично расположенные на оси частот, каждая из которых в точности повторяет спектральную плотность видеоимпульса.

3. **Бесконечно короткий импульс с единичной площадью (дельта-импульс)** описывается дельта-функцией $\delta(t)$, обращающейся в нуль при $t \neq 0$ и в бесконечность при $t = 0$, так что $\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t)\, dt = 1$. Этому определению удовлетворяет, например, прямоугольный импульс $t_и$, амплитуда которого обратно пропорциональна его длительности $1/t_и$. При $t_и \to 0$ амплитуда импульса бесконечно растет, а площадь остается постоянной — равной единице. Действительно, если

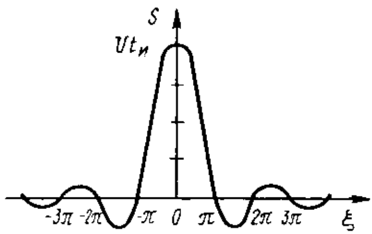


Рис. 2.6. Спектральная плотность прямоугольного видеоимпульса

$$f(t, t_и) = \begin{cases} 1/t_и & \text{при } |t| < t_и/2, \\ 0 & \text{при } |t| > t_и/2, \end{cases}$$

то дельта-функцию можно определить как $\delta(t) = \lim\limits_{t_и \to 0} f(t, t_и)$. При этом

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t)\, dt = \lim_{t_и \to 0} \int_{-t_и/2}^{t_и/2} f(t, t_и)\, dt = \frac{1}{t_и}\int_{-t_и/2}^{t_и/2} dt = 1.$$

В более общем случае дельта-функцию можно записать в виде

$$\delta(t - t_0) = \begin{cases} \infty & \text{при } t = t_0, \\ 0 & \text{при других } t. \end{cases}$$

Спектральную плотность дельта-импульса $A\delta(t)$ найдем с помощью прямого преобразования Фурье (2.15):

$$\dot S(\omega) = A\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t)\, e^{-j\omega t}\, dt. \qquad (2.20)$$

На основании определения дельта-функции интервал интегрирования в формуле (2.20) можно сделать сколь угодно малым, лишь бы он включал в себя $t=0$. В пределе он может быть устремлен к нулю и подынтегральная функция $e^{j\omega t}$ примет значение, равное единице. Таким образом, $\dot{S}(\omega)=A$. Следовательно, спектральная плотность дельта-импульса имеет равномерный частотный спектр. ФЧХ дельта-импульса равна нулю для всех частот. Это означает, что все гармонические составляющие складываются в фазе и образуют бесконечный пик при $t=0$.

По определению, дельта-функция обладает свойством, которое может быть выражено соотношением

$$\int_{-\infty}^{\infty} u(t)\,\delta(t-t_0)\,\mathrm{d}t=u(t_0), \tag{2.21}$$

которое называют *фильтрующим свойством дельта-функции*, т. е. интеграл от произведения произвольной функции на $\delta(t-t_0)$ равен значению этой функции в точке $t=t_0$.

На основании обратного преобразования Фурье (2.16) найдем

$$\delta(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{S}(\omega)\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}\,\mathrm{d}\omega=\frac{A}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}\mathrm{d}\omega. \tag{2.22}$$

По аналогии с (2.22) запишем дельта-функцию аргумента ω

$$\delta(\omega)=\frac{A}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}\,\mathrm{d}t.$$

Заметим, что знак показателя экспоненты не влияет на значение интеграла, и поэтому можно записать

$$\delta(\omega)=\frac{A}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega t}\mathrm{d}t. \tag{2.23}$$

Действительно, $\mathrm{e}^{\pm\mathrm{j}\omega t}=\cos\omega t\pm\mathrm{j}\sin\omega t$ и независимо от знака интеграл от нечетной функции синус на симметричном интервале интегрирования равен нулю.

4. **Спектральную плотность постоянного во времени сигнала (единичной амплитуды)** найдем, записав прямое преобразование Фурье $\dot{S}(\omega)=$ $=\int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega t}\,\mathrm{d}t$. На основании (2.23) имеем $\dot{S}(\omega)=2\pi\delta(\omega)$. Таким образом, постоянный во времени сигнал имеет спектральную компоненту только на нулевой частоте.

§ 2.5. СООТНОШЕНИЕ МЕЖДУ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ СИГНАЛА И ШИРИНОЙ ЕГО СПЕКТРА

Между длительностью сигнала и шириной его спектра существует определенная связь. Качественно ее можно определить следующим образом: чем меньше длительность сигнала, тем шире его спектр. Эта закономерность носит общий характер и непосредственно вытекает из свойства преобразования Фурье, связанного с изменением масштаба времени: если импульс $u(t)$ имеет спектральную плотность $\dot{S}(\omega)$, то более растянутый импульс $u_k(kt)$, где $k<1$, имеет более узкий спектр, определяемый $\dot{S}_k(\omega/k)$. При сжатии импульса ($k>1$) происходит обратное явление — расширение спектра: $\dot{S}_k(\omega, k)$.

Рассмотренные в § 2.4 примеры спектров сигналов подтверждают этот вывод. Действительно, дельта-импульс имеет бесконечно широкий, равномерный спектр. В спектре постоянного во времени сигнала имеется единственная составляющая на нулевой частоте. Оба вида сигнала являются, в известном смысле, математической абстракцией. В практических случаях надо условиться, что следует понимать под длительностью сигнала и шириной его спектра. В некоторых случаях длительность сигнала определяется как время его действия, например, для импульса прямоугольной формы. В других случаях вводят условные критерии длительности. Но любое ограничение длительности сигнала принципиально приводит к бесконечно широкому спектру. Поэтому всегда встает вопрос о ширине спектра. Иными словами, надо определить условие, на основании которого можно отсечь часть спектра и определить тем самым значение верхней частоты спектра $\omega_в$, при превышении которого спектральная функция считается равной нулю.

Условия определения $\omega_в$ различны. Мы используем энергетический критерий, который представляется простым и естественным. Под *шириной спектра* будем понимать ограниченную верхней частотой $\omega_в$ полосу частот, на которую приходится заданная часть энергии от полной энергии сигнала. Конечно, «заданная часть энергии» — достаточно расплывчатое понятие, но и оно может быть конкретизировано в зависимости от требований решаемой задачи. Для большинства сигналов увеличение доли энергии передаваемого сигнала от 0,9 до 0,95 приводит к необходимости расширения полосы пропускания цепи почти в 2 раза. Очевидно, что это приводит к непропорционально большому возрастанию энергии помех, попадающих на вход цепи.

Если ставится задача сохранить форму сигнала, то энергетический критерий отходит на второй план. В этом случае рабочая полоса частот цепи должна быть как можно шире и, следовательно, ширина спектра сигнала, оцениваемая в соответствии с этим требованием, должна быть существенно шире, чем при энергетической оценке.

Рассмотрим некоторые формальные соотношения, позволяющие установить связь между полосой пропускания и шириной спектра на основе энергетического критерия.

Удельная энергия колебания (т. е. выделяемая на единичном сопротивлении) $E = \int\limits_{-\infty}^{\infty} u^2(t)\, dt$. Используя преобразование Фурье, получим

$$E = \int\limits_{-\infty}^{\infty} u(t) \left[\frac{1}{2\pi} \int\limits_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega)\, e^{j\omega t}\, d\omega \right] dt.$$

Изменим порядок интегрирования:

$$E=\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\dot S(\omega)\,\mathrm{d}\omega\int\limits_{-\infty}^{\infty}u(t)\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}\,\mathrm{d}t.$$

Второй интеграл в соответствии с (2.15) есть комплексно-сопряженная спектральная плотность $\dot S^*(\omega)$, поэтому

$$E=\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty}S^2(\omega)\,\mathrm{d}\omega. \qquad (2.24)$$

Для практических расчетов положим, что доля энергии, приходящаяся на ширину спектра, ограниченную частотой $\omega_в$, *равна 0,9 полной энергии. Тогда на основании соотношения (2.24)* получим

$$\frac{1}{\pi}\int\limits_{0}^{\omega_в}S^2(\omega)\,\mathrm{d}\omega=\frac{0,9}{\pi}\int\limits_{0}^{\infty}S^2(\omega)\,\mathrm{d}\omega=0,9\int\limits_{-\infty}^{\infty}u^2(t)\,\mathrm{d}t. \qquad (2.25)$$

Подставив в (2.25) выражение спектральной плотности видеоимпульса (2.17) и проведя замену переменных, получим

$$0,9\,U^2\int\limits_{0}^{t_и}\mathrm{d}t=\frac{2U^2t_и}{\pi}\int\limits_{0}^{\xi_в}\frac{\sin^2\xi}{\xi^2}\,\mathrm{d}\xi,$$

где $\xi_в=\omega_в t_и/2$. *Откуда получим уравнение для определения* верхней частоты спектра

$$0,9=\frac{2}{\pi}\int\limits_{0}^{\xi_в}\frac{\sin^2\xi}{\xi^2}\,\mathrm{d}\xi.$$

Обратим внимание на то, что *произведение длительности импульса на ширину спектра* не может быть меньше некоторого *значения, определяемого энергетическим критерием*. Численное интегрирование дает с точностью до единиц процентов $\xi_в=\pi$, откуда получаем

$$\omega_в t_и=2\pi \quad \text{или} \quad f_в t_и=1. \qquad (2.26)$$

Значение $\xi_в=\pi$ совпадает с первым нулем спектральной плотности. Таким образом, на первый лепесток спектральной плотности прямоугольного видеоимпульса приходится 90% всей энергии.

Можно считать случайным, что произведение ширины спектра на длительность импульса оказалось равным единице. Тем не менее этот результат хорошо согласуется с общим выводом: для сигнала произвольной формы указанное произведение всегда равно примерно единице, т. е. $f_в t_и\simeq 1$.

§ 2.6. МОДУЛИРОВАННЫЕ СИГНАЛЫ И ИХ СПЕКТРЫ

Как уже было показано в гл. 1, модулированные сигналы представляют собой высокочастотные колебания, амплитуда, фаза или частота которых изменяются по закону модулирующего сигнала. Другими словами, высокочастотный сигнал в форме модулированного колебания содержит полную информацию о модулирующем сигнале. Она заключена как в его временной зависимости, так и в частотном представлении. Следовательно, для сохранения в спектре модулированного колебания спектрального состава модулирующего сигнала необходимо, чтобы при модуляции происходил перенос его спектра в диапазон высоких частот.

Амплитудно-модулированные сигналы. АМ-сигнал (1.6) может быть записан в виде

$$u_{ам}(t) = U_m[1 + Mu(t)] \cos \omega_н t = U_m(t) \cos \omega_н t, \qquad (2.27)$$

где U_m — амплитуда несущего колебания; $\omega_н$ — частота несущего колебания; M — коэффициент модуляции; $u(t)$ — низкочастотный модулирующий сигнал. Из (2.27) видно, что

$$U_m(t) = U_m[1 + Mu(t)]. \qquad (2.28)$$

Коэффициент модуляции M характеризует относительное изменение огибающей АМ-сигнала. На рис. 2.7 приведены АМ-сигналы, имеющие различные коэффициенты модуляции. На

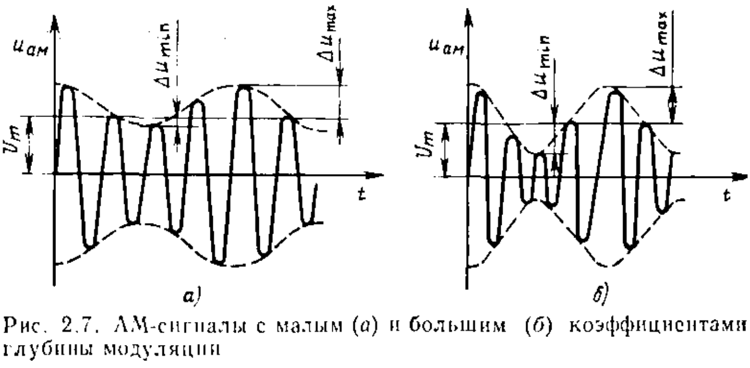


Рис. 2.7. АМ-сигналы с малым (*а*) и большим (*б*) коэффициентами глубины модуляции

рис. 2.7, *а* изображен сигнал, для которого $Mu(t) \ll 1$, для любого момента времени и в соответствии с (2.28) изменение огибающей невелико. Принято говорить, что такие сигналы имеют *неглубокую модуляцию*. Иная ситуация возникает, если в моменты времени, соответствующие максимуму или минимуму модулирующего сигнала, $Mu_{max}(t) \simeq 1$, $Mu_{min}(t) \simeq -1$. В этом случае говорят о *глубокой модуляции* (рис. 2.7, *б*). Количественной мерой глубины модуляции и служит коэффициент модуляции.

Рассмотрим спектры АМ-колебаний при различных видах модулирующих сигналов.

В качестве простейшего сигнала возьмем гармоническое колебание

$$u(t) = U_{m\Omega} \cos \Omega t. \tag{2.29}$$

Если частота Ω лежит в области звукового диапазона, то говорят, что *колебание* (2.29) представляет собой «тон». Поэтому модуляция, осуществляемая гармоническим низкочастотным колебанием, называется однотональной. На основании (2.27) — (2.29) запишем

$$u_{\text{ам}}(t) = U_m \cos \omega_{\text{н}} t + \frac{M_\Omega U_m}{2} \cos (\omega_{\text{н}} + \Omega) t + \\ + \frac{M_\Omega U_m}{2} \cos (\omega_{\text{н}} - \Omega) t, \tag{2.30}$$

где $M_\Omega = MU_{m\Omega}$. Формула (2.30) определяет спектр однотонального АМ-сигнала. Первое слагаемое является исходным несущим колебанием частоты $\omega_{\text{н}}$, второе и третье соответствуют новым гармоническим колебаниям, возникающим в процессе амплитудной модуляции. Частоты этих колебаний $\omega_{\text{н}}+\Omega$ и $\omega_{\text{н}}-\Omega$ называют *верхней и нижней боковыми частотами модуляции*. Как

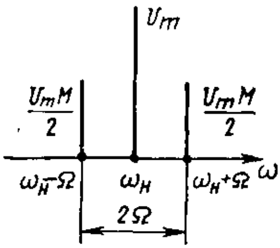


Рис. 2.8. Спектр однотонального АМ-колебания

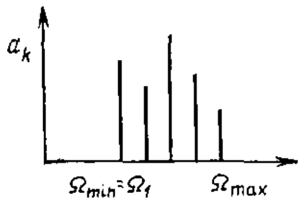


Рис. 2.9. Спектр модулирующего сигнала

видно из рис. 2.8, ширина спектра равна удвоенной частоте модуляции 2Ω.

Перейдем к более общему случаю и рассмотрим спектр АМ-колебания при модулирующем сигнале, имеющем дискретный спектр. Запишем модулирующий сигнал в виде

$$u(t) = \sum_{k=1}^{N} a_k \cos \Omega_k (t),$$

где a_k, Ω_k — амплитуды и частоты гармонических колебаний. Будем считать, что Ω_k образуют упорядоченную возрастающую последовательность $\Omega_1 < \Omega_2 < \ldots < \Omega_N = \Omega_{max}$ (рис. 2.9).

Подставив $u(t)$ в (2.28) и (2.27), получим АМ-сигнал в виде

$$u_{\text{ам}}(t) = U_m \cos \omega_{\text{н}} t + \sum_{k=1}^{N} \frac{U_m M_k}{2} \cos (\omega_{\text{н}} + \Omega_k) t + \\ + \sum_{k=1}^{N} \frac{U_m M_k}{2} \cos (\omega_{\text{н}} - \Omega_k) t, \tag{2.31}$$

где $M_k = Ma_k$ — коэффициент модуляции k-й гармоники в спектре модулирующего сигнала. Как видно из (2.31), каждое гармоническое колебание в составе модулирующего сигнала приводит к однотональной модуляции на своей частоте Ω_k. Поэтому в спектре АМ-сигнала возникает $2N$ пар спектральных составляющих на частотах $(\omega_н \pm \Omega_k)$ (рис. 2.10), образующих спектр боковых

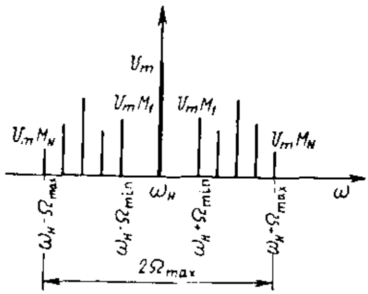


Рис. 2.10. Спектр АМ-сигнала

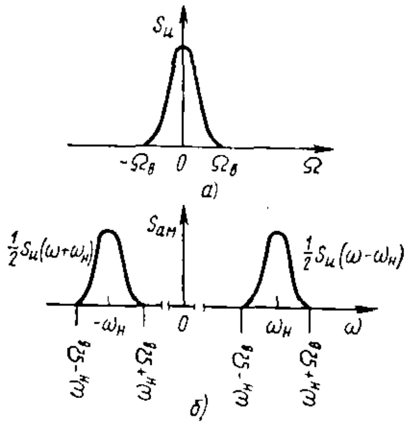


Рис. 2.11. Спектральная плотность модулирующего сигнала (*а*) и модулированного колебания (*б*)

частот, ширина которого равна удвоенному значению максимальной частоты в спектре модулирующего сигнала $2\Omega_{max}$.

Рассмотрим спектр АМ-колебания при модулирующем сигнале, имеющем непрерывный спектр. Им может быть, например, видеоимпульс, спектральная плотность которого $\dot{S}_u(\Omega)$. В соответствии с формулами (2.15), (2.19) получим спектральную плотность АМ-колебания в виде

$$\dot{S}_{ам}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)\cos\omega_н t e^{-i\omega t}\, dt = \frac{1}{2}\dot{S}_u(\omega-\omega_н) + \frac{1}{2}\dot{S}_u(\omega+\omega_н).$$

Так как верхняя частота спектральной плотности модулирующего сигнала $\dot{S}_u(\omega)$ ограничена значением $\Omega_в$, то $\dot{S}_u(\Omega)$ расположен в области относительно низких частот. Для процесса модуляции необходимо, чтобы $\omega_н \gg \Omega_в$, поэтому функции $\dot{S}_u(\omega-\omega_н)$ и $\dot{S}_u(\omega+\omega_н)$ отличны от нуля на частотах ω, близких $\omega_н$ (рис. 2.11). Ширина спектра модулированного колебания равна удвоенному значению максимальной частоты спектральной плотности модулирующего сигнала $2\Omega_в$.

Рассмотренные примеры показывают, что в процессе амплитудной модуляции происходит перенос спектра низкочастотного модулирующего сигнала в область частот, незначительно отличающихся от значения несущей частоты.

Сигналы с угловой модуляцией. Под угловой понимают фазовую и частотную модуляции.

Между ФМ- и ЧМ-сигналами много общего, и их можно рассматривать как частные случаи сигнала с угловой модуляцией. Действительно, простое гармоническое колебание может быть записано в виде

$$u(t)=U_m\cos\psi(t), \tag{2.32}$$

где $\psi(t)=\omega t+\varphi$ — полная фаза колебаний. Поэтому изменение частоты или фазы колебания по модулирующему закону эквивалентно изменению полной фазы (угла) модулированного колебания.

Поясним это на примере тональных ЧМ- и ФМ-сигналов. Пусть мгновенная частота несущего колебания изменяется по закону $\omega(t)=\omega_н+\omega_д\cos\Omega t$, где $\omega_д$ — девиация частоты, равная максимальному отклонению частоты ω от несущей частоты $\omega_н$. Тогда полная фаза ЧМ-колебания

$$\psi(t)=\int\limits_0^t\omega(t)\,dt=\int\limits_0^t(\omega_н+\omega_д\cos\Omega t)\,dt=\omega_н t+\frac{\omega_д}{\Omega}\sin\Omega t.$$

Подставив $\psi(t)$ в (2.32), получим

$$u(t)=U_m\cos\left(\omega_н t+\frac{\omega_д}{\Omega}\sin\Omega t\right). \tag{2.33}$$

Отсюда видно, что ЧМ-сигнал можно рассматривать как колебание, модулированное по фазе, так как оно (2.33) содержит модулированную фазу $\varphi(t)=\frac{\omega_д}{\Omega}\sin\Omega t$.

Отличие колебания в форме (2.33) от исходного ЧМ-сигнала состоит в ином законе изменения фазы: частота изменяется в соответствии с законом косинуса, фаза — в соответствии с законом синуса. Амплитуду изменения фазы

$$\varphi_{max}=\omega_д/\Omega=m \tag{2.34}$$

называют *индексом угловой* модуляции.

Рассмотрим теперь периодическую модуляцию фазы по закону $\varphi(t)=\varphi_{max}\sin\Omega t$. Найдем мгновенную частоту этого колебания

$$\omega(t)=\frac{d\psi(t)}{dt}=\omega_н+\varphi_{max}\,\Omega\cos\Omega t.$$

Подставив в это выражение φ_{max} (2.34), получим $\omega(t)=\omega_н+\omega_д\cos\Omega t$.

Таким образом, гармоническое ФМ-колебание с индексом угловой модуляции φ_{max} эквивалентно ЧМ-колебанию с девиацией частоты $\omega_д=\varphi_{max}\Omega$.

Различие между ФМ- и ЧМ-колебаниями проявляется при изменении частоты модуляции. Как видно из (2.33), девиация частоты ЧМ-сигнала не зависит от частоты модуляции, а индекс угловой модуляции m обратно пропорционален частоте. Для ФМ-сигнала величина m не зависит от Ω, а $\omega_д$ растет пропорционально Ω: $\omega_д=m\Omega$.

Переходя к рассмотрению спектра сигнала с угловой модуляцией, отметим прежде всего причину его существенного отличия от спектра АМ-сигнала. При угловой модуляции модулирующий сигнал $\psi(t)$ входит в аргумент косинуса. Но так как косинус — нелинейная функция, то простой перенос спектра $\psi(t)$ на несущую частоту при угловой модуляции невозможен. Поэтому спектр модулированного сигнала с угловой модуляцией отличается от спектра модулирующего сигнала наличием кратных и комбинационных частот, которые всегда возникают при нелинейных преобразованиях.

Найдем спектр сигнала при гармонической угловой модуляции. Запишем модулированный сигнал в виде (2.33): $u(t) = U_m \cos(\omega_н t + m \sin \Omega t)$ и после преобразования получим

$$u(t) = U_m \cos(m \sin \Omega t) \cos \omega_н t - U_m \sin(m \sin \Omega t) \sin \omega_н t. \quad (2.35)$$

Как видно, ЧМ-сигнал содержит две составляющие, каждая из которых является амплитудно-модулированным колебанием. Поэтому для нахождения спектра $u(t)$ достаточно найти спектры огибающих $\cos(m \sin \Omega t)$ и $\sin(m \sin \Omega t)$, а затем сдвинуть их на частоту несущей $\omega_н$. Однако в силу нелинейности функций огибающих связь между их спектрами и спектром $u(t)$ более сложная, чем при АМ. Но если индекс угловой модуляции m мал настолько, что можно ограничиться первыми линейными членами разложения функций огибающих, то спектр $u(t)$ близок спектру однотонального АМ-сигнала. Покажем это. Пусть $m \ll 1$, так что $\cos(m \sin \Omega t) \simeq 1$, $\sin(m \sin \Omega t) \simeq m \sin \Omega t$. С учетом этих приближений запишем (2.35) в виде

$$u(t) \simeq U_m \cos \omega_н t + \frac{U_m m}{2} \cos(\omega_н + \Omega) t - \frac{U_m m}{2} \cos(\omega_н - \Omega) t,$$

что совпадает с АМ-сигналом (2.30). Таким образом, спектр колебания с угловой модуляцией при малых m весьма близок спектру АМ-сигнала.

Практический интерес представляют сигналы с большим индексом угловой модуляции ($m \gg 1$). Воспользуемся формулами из теории бесселевых функций:

$$\cos(m \sin \Omega t) = \mathcal{J}_0(m) + 2\mathcal{J}_2(m) \cos 2\Omega t + 2\mathcal{J}_4(m) \cos 4\Omega t + \ldots,$$
$$\sin(m \sin \Omega t) = 2\mathcal{J}_1(m) \sin \Omega t + 2\mathcal{J}_3(m) \sin 3\Omega t + \ldots,$$

где $\mathcal{J}_n(m)$ — бесселевы функции первого рода n-го порядка. С помощью этих соотношений модулированное колебание (2.35) приведем к виду

$$\begin{aligned} u(t) &= U_m [\mathcal{J}_0(m) \cos \omega_н t - 2\mathcal{J}_1(m) \sin \Omega t \sin \omega_н t + \\ &+ 2\mathcal{J}_2(m) \cos 2\Omega t \cos \omega_н t - 2\mathcal{J}_3(m) \sin 3\Omega t \sin \omega_н t + \ldots] \simeq \\ &\simeq U_m \{\mathcal{J}_0(m) \cos \omega_н t - \mathcal{J}_1(m) [\cos(\omega_н + \Omega) t - \cos(\omega_н - \Omega) t] + \\ &+ \mathcal{J}_2(m) [\cos(\omega_н + 2\Omega) t + \cos(\omega_н - 2\Omega) t] + \\ &+ \mathcal{J}_3(m) [\cos(\omega_н + 3\Omega) t - \cos(\omega_н - 3\Omega) t]\}. \end{aligned}$$

Как видно, спектр колебания с угловой модуляцией состоит из бесконечного числа боковых частот, расположенных симметрично относительно несущей (рис. 2.12). Амплитуды составляющих спектра пропорциональны $\mathcal{J}_n(m)$ и, следовательно, зависят как от порядка n, так и от аргумента m бесселевых функций. Поэтому вопрос о ширине спектра сигнала связан с поведением $\mathcal{J}_n(m)$ в зависимости от значений n и m.

Из теории бесселевых функций известно, что при больших n $J_n(m) \simeq \frac{1}{\sqrt{2\pi n}}\left(\frac{em}{2n}\right)^n$. Из приведенной формулы следует, что при $n>m$ и $m \gg 1$ бесселевы функции быстро стремятся к нулю. Поэтому при больших индексах модуляции имеем смысл учитывать функции порядка n, приблизительно равного m. Исходя из этого, приравняем максимальный номер составляющей

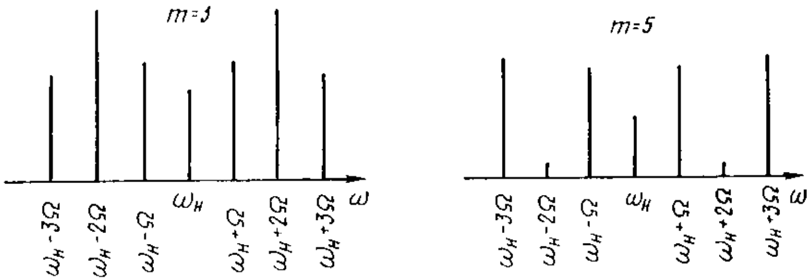


Рис. 2.12. Спектр однотонального частотно-модулированного колебания

спектра индексу модуляции и найдем верхнюю частоту спектра с угловой модуляцией $\omega_в = n_{max}\Omega \simeq m\Omega$. Соответственно ширина спектра $2\omega_в \simeq 2m\Omega$. Подставив сюда формулу (2.34), получим $2\omega_в \simeq 2\omega_д$. Таким образом, при больших индексах модуляции ширина спектра близка полной полосе девиации.

Заметим, что при негармоническом модулирующем сигнале в спектре модулированного колебания возникают всевозможные комбинационные частоты вида $\omega_н \pm \pm n_1\Omega_1 \pm n_2\Omega_2 \pm \ldots$, где Ω_i — частоты спектра модулирующего сигнала; n_i — целые числа. В этом случае нахождение спектра — процедура достаточно сложная и громоздкая. Однако, поскольку импульсные сигналы с частотной внутриимпульсной модуляцией широко применяются, найдем *спектр прямоугольного радиоимпульса с линейной частотной модуляцией* (*ЛЧМ*) (рис. 2.13).

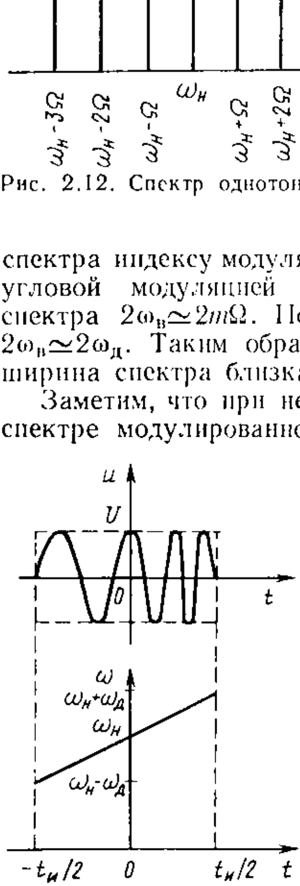


Рис. 2.13. Прямоугольный радиоимпульс с линейной частотной модуляцией

Мгновенная частота колебания изменяется по линейному закону

$$\omega(t) = \omega_н + \mu t, \qquad (2.36)$$

где $\mu = 2\omega_д/t_и$ — скорость изменения частоты.

Для сигналов с ЛЧМ важное значение имеет безразмерный параметр, равный произведению полной девиации частоты на длительность импульса: $2\omega_д t_и = \mu t_и^2 = B$, который называют *базой*

ЛЧМ-*сигнала*. В практически важных случаях $B \gg 1$, и спектр таких сигналов обладает рядом особенностей.

Спектральная плотность прямоугольного ЛЧМ-импульса в соответствии с (2.15) равна

$$\dot{S}(\omega) = U \int_{-t_и/2}^{t_и/2} \cos\left(\int_0^t \omega(t)\,dt\right) e^{-j\omega t}\,dt.$$

Подставив сюда (2.36), получим

$$\dot{S}(\omega) = U \int_{-t_и/2}^{t_и/2} \cos\left(\omega_н t + \frac{\mu t^2}{2}\right) dt.$$

Используя формулу Эйлера, находим

$$\dot{S}(\omega) = \frac{U}{2} \int_{-t_и/2}^{t_и/2} \exp\left\{j\left[(\omega_н - \omega)\,t + \frac{\mu t^2}{2}\right]\right\} dt +$$

$$+ \frac{U}{2} \int_{-t_и/2}^{t_и/2} \exp\left\{-j\left[(\omega_н + \omega) + \frac{\mu t^2}{2}\right]\right\} dt.$$

Полученное выражение точно описывает спектральную плотность ЛЧМ-импульса. Как и для всех модулированных сигналов, оно содержит два всплеска вблизи $\omega = \omega_н$ и $\omega = -\omega_н$. Девиация частоты определяет частотную ширину этих всплесков. Обычно $\omega_д \ll \omega_н$, поэтому оба слагаемых $\dot{S}(\omega)$ независимы друг от друга и их можно рассматривать отдельно. В области положительных частот

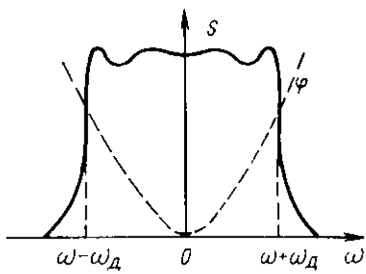


Рис. 2.14. АЧХ и ФЧХ радиоимпульса с ЛЧМ

$$\dot{S}(\omega) = \frac{U}{2} \int_{-t_и/2}^{t_и/2} \exp\left\{j\left[(\omega_н - \omega)\,t + \frac{\mu t^2}{2}\right]\right\} dt = S(\omega)\,e^{j\varphi(\omega)}.$$

Как показывает анализ, при больших значениях базы сигнала ($B > 100$) его АЧХ с достаточной степенью точности описывается прямоугольной функцией вида

$$S(\omega) \simeq \begin{cases} 0 & 0 < \omega < \omega_н - \omega_д, \\ U\sqrt{\pi/2\mu} & \omega_н - \omega_д < \omega < \omega_н + \omega_д, \\ 0 & \omega > \omega_н + \omega_д, \end{cases} \qquad (2.37)$$

а ФЧХ в пределах полосы девиации имеет квадратичную зависимость от частоты: $\varphi(\omega) = -(\omega - \omega_н)^2/2\mu$ (рис. 2.14).

§ 2.7. СИГНАЛЫ С ОГРАНИЧЕННЫМ СПЕКТРОМ

Как уже было отмечено (см. § 2.5), сигналу, ограниченному во времени, соответствует бесконечно протяженная спектральная плотность. Справедливо и обратное утверждение: бесконечно протяженный сигнал может иметь ограниченную спектральную плотность. Найдем вид колебания, спектральная плотность которого $S(\omega)$ вещественна и представляется прямоугольной областью

$$S(\omega)=\begin{cases} 0 & \text{вне полосы } (|\omega|>\omega_в), \\ S_0 & \text{при } \qquad |\omega|\leqslant\omega_в. \end{cases} \tag{2.38}$$

Используя обратное преобразование Фурье (2.16), найдем колебание, имеющее спектральную плотность вида (2.38)

$$v_0(t)=\frac{S_0}{2\pi}\int\limits_{-\omega_в}^{\omega_в} e^{j\omega t}\,d\omega=\frac{S_0\omega_в}{\pi}\,\frac{\sin\omega_в t}{\omega_в t}. \tag{2.39}$$

Рассмотрим более общий случай. Зададим спектральную плотность в комплексной форме, предполагая, что фазовая спектральная плотность имеет линейную зависимость. Иными словами, будем считать, что в прямоугольной области (рис. 2.15) спектральная плотность задана в виде

$$\dot S(\omega)=S_0 e^{-j\omega t_0}. \tag{2.40}$$

Обратное преобразование Фурье в этом случае дает сигнал вида

$$v(t)=\frac{S_0}{2\pi}\int\limits_{-\omega_в}^{\omega_в} e^{j(t-t_0)\omega}\,d\omega=\frac{S_0\omega_в}{\pi}\,\frac{\sin\omega_в(t-t_0)}{\omega_в(t-t_0)}. \tag{2.41}$$

На рис. 2.16 изображены графики двух колебаний, заданных соотношением (2.41), при разных значениях t_0. Очевидно, что они отличаются только запаздыванием на время t_0.

Поставим теперь следующую задачу. Пусть спектральная плотность сигнала ограничена частотой $\omega_в$, а форма ее произвольна. Как найти в этом случае вид сигнала? Ответ на этот вопрос уже дан: его надо представить рядом Фурье по системе ортонормированных функций, отвечающих обязательному условию: их спектральная плотность должна быть ограничена той же верхней частотой $\omega_в$, что и спектральная плотность сигнала. Таким образом, если существует такой ортогональный базис, то существует и возможность представления произвольного сигнала, спектр которого ограничен частотой $\omega_в$.

Покажем, что система функций (2.41) при определенных значениях t_0 является ортогональной и, следовательно, является искомым базисом с ограниченным спектром, поскольку каждая функция базиса имеет ограниченную спектральную плотность. Выберем две произвольные функции $v_m(t)$ и $v_n(t)$ из базиса

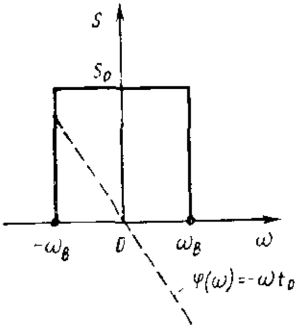


Рис. 2.15. АЧХ и ФЧХ сигнала с ограниченным спектром

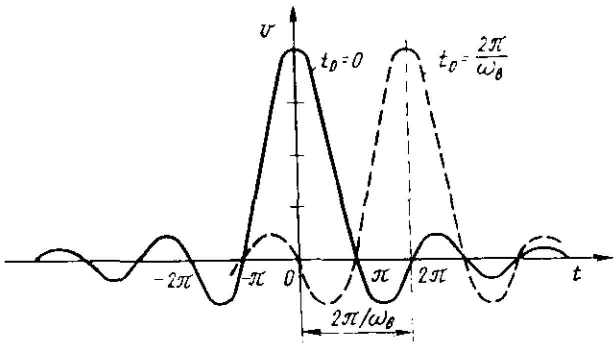


Рис. 2.16. Сигналы с ограниченным спектром

(2.41), отличающиеся значениями t_{0m} и t_{0n}, и потребуем их ортогональности. В соответствии с (2.1) запишем

$$\int_{-\infty}^{\infty} v_m(t)\, v_n(t)\, \mathrm{d}t = 0 \quad \text{при} \quad m \neq n. \qquad (2.42)$$

Используя преобразования Фурье, найдем эквивалентное (2.42) выражение в виде интеграла от спектральных плотностей $\dot{S}_m(\omega)$, $\dot{S}_n(\omega)$ подынтегральных функций. Запишем (2.42) в виде

$$\int_{-\infty}^{\infty} v_m(t)\, v_n(t)\, \mathrm{d}t = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} v_n(t) \left(\int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_m(t)\, e^{j\omega t}\, \mathrm{d}\omega \right) \mathrm{d}t.$$

Изменяя порядок интегрирования, получаем

$$\int_{-\infty}^{\infty} v_m(t)\, v_n(t)\, \mathrm{d}t = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_m(\omega) \left(\int_{-\infty}^{\infty} v_n(t)\, e^{j\omega t}\, \mathrm{d}t \right) \mathrm{d}\omega.$$

Внутренний интеграл есть спектральная плотность колебания $v_n(t)$ при аргументе $-\,\omega$, т. е. представляет собой комплексносопряженную $\dot{S}_n(\omega)$ величину. Поэтому условие ортогональности функций (2.42) принимает вид

$$\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{S}_m(\omega)\,\dot{S}_n^*(\omega)\,d\omega=0. \tag{2.43}$$

Так как $v_m(t)$ и $v_n(t)$ — произвольная пара функций из базиса, выберем их из соображений простоты вычисления интеграла (2.43). Возьмем в качестве $v_m(t)$ функцию $v_0(t)$ (2.39) при $t_0=0$; соответствующая ей спектральная плотность задана в виде (2.38). В качестве $v_n(t)$ возьмем функцию (2.41) с произвольным значением t_0, соответствующая ей спектральная плотность задана соотношением (2.40). Подставив соотношения (2.38) и (2.40) в (2.43), получим

$$\frac{1}{2\pi}\int_{-\omega_в}^{\omega_в}S_0S_0e^{j\omega t_0}\,d\omega=\frac{S_0^2}{2\pi}\int_{-\omega_в}^{\omega_в}e^{j\omega t_0}\,d\omega=\frac{S_0^2\omega_в}{2\pi}\,\frac{\sin\omega_в t_0}{\omega_в t_0}.$$

Условие ортогональности выполняется, если значение t_0 таково, что $\sin\omega_в t_0=0$, откуда находим, что сдвиг во времени t_0 должен удовлетворять соотношению $\omega_в t_0=k\pi$, $k=\pm1,\ \pm2,\ \ldots$

Таким образом, функции вида (2.41) образуют ортогональный базис, если временной сдвиг между ними

$$t_{0k}=k\pi/\omega_в=k/2f_в. \tag{2.44}$$

Функции легко нормируются. В соответствии с (2.38) норма базиса $\frac{1}{2\pi}\int_{-\omega_в}^{\omega_в}S_0^2\,d\omega=\frac{S_0^2\omega_в}{\pi}$. Приравняв это выражение единице, находим нормированное значение

$$S_0=\sqrt{\pi/\omega_в}. \tag{2.45}$$

Подставив (2.45) в (2.41) и обозначив через $v_k(t,\ \omega_в)$ ортонормированную последовательность функций с ограниченной спектральной плотностью $\dot{S}_k(\omega,\ \omega_в)$, получим

$$v_k(t,\ \omega_в)=\sqrt{\frac{\omega_в}{\pi}}\,\frac{\sin\omega_в(t-k\pi/\omega_в)}{\omega_в(t-k\pi/\omega_в)}. \tag{2.46}$$

По ортонормированному базису (2.46) можно вести разложение в обобщенный ряд Фурье сигналов, спектральная плотность которых $S(\omega,\ \omega_в)$ отлична от нуля в пределах интервала частот, ограниченных $\omega_в$.

§ 2.8. ТЕОРЕМА КОТЕЛЬНИКОВА

Представим сигнал $u(t)$ с ограниченным спектром в виде разложения в ряд Фурье по системе функций (2.46)

$$u(t)=\sum_{k=-\infty}^{\infty}c_kv_k(t,\ \omega_в). \tag{2.47}$$

В соответствии с формулами (2.4) и (2.43)

$$c_k=\int\limits_{-\infty}^{\infty} v_k(t,\ \omega_в)\,u(t)\,\mathrm{d}t=\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\dot S_k^*(\omega,\ \omega_в)\,\dot S(\omega,\ \omega_в)\,\mathrm{d}\omega.$$

Спектральная плотность $\dot S_k(\omega,\ \omega_в)$ задана соотношением (2.40) при условии (2.44) и (2.45), поэтому

$$\dot S_k(\omega,\ \omega_в)=\sqrt{\frac{\pi}{\omega_в}}\exp\left(-\mathrm{j}\omega\frac{k\pi}{\omega_в}\right).$$

Подставив $\dot S_k(\omega,\ \omega_в)$ в соотношение для c_k, получим

$$c_k=\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\dot S(\omega,\omega_в)\sqrt{\frac{\pi}{\omega_в}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega\frac{k\pi}{\omega_в}}\mathrm{d}\omega=\sqrt{\frac{\pi}{\omega_в}}\left[\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\dot S(\omega,\omega_в)\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega\frac{k\pi}{\omega_в}}\mathrm{d}\omega\right].$$

Выражение в квадратных скобках есть не что иное, как мгновенное значение сигнала $u(t)$ в момент времени $t=t_{0k}$. Обозначив $u(t_{0k})=u_k$, запишем коэффициент разложения в (2.47) в виде

$$c_k=\sqrt{\pi/\omega_в}\,u_k. \tag{2.48}$$

Таким образом, с учетом (2.46) и (2.48) выражение (2.47) можно представить в виде

$$u(t)=\sum_{k=-\infty}^{\infty}u_k\frac{\sin\omega_в(t-k\pi/\omega_в)}{\omega_в(t-k\pi/\omega_в)}. \tag{2.49}$$

Формула (2.49) является математическим выражением *теоремы Котельникова, которая гласит: сигнал с ограниченным спектром $\omega\leqslant\omega_в$ полностью определяется своими значениями, взятыми через интервал времени $\Delta t=1/2f_в$.*

Важно подчеркнуть, что теорема устанавливает интервал между выборками дискретных значений сигнала. Сокращение интервала по сравнению с величиной $1/(2f_в)$ допустимо, но бесполезно, увеличение же интервала сверх $1/(2f_в)$ недопустимо.

Обратимся теперь к сигналам $u(t)$ конечной длительности. В этом случае теоретически спектральная плотность бесконечна. Однако в практических случаях, как уже отмечалось, на основании выбранного критерия всегда можно ограничить верхнюю частоту спектра $\omega_в$, и сигнал длительностью $t_и$ с верхней частотой спектра $\omega_в$ может быть представлен числом независимых отсчетов $N=t_и/\Delta t=2f_вt_и$. При этом (2.49) примет вид

$$u(t)=\sum_{k=0}^{N}u_k\frac{\sin\omega_в(t-k\pi/\omega_в)}{\omega_в(t-k\pi/\omega_в)}. \tag{2.50}$$

Нумерация отсчетов в (2.50) идет от первой выборки.

Рассмотрим пример. Если спектральную плотность прямоугольного видеоимпульса единичной амплитуды длительности $t_и$ ограничить частотой, соответствующей первому нулю, то $f_в=t_и^{-1}$, число отсчетов равно трем и они отстоят на половине ширины длительности импульса $\Delta t = 1/2f_в = t_и/2$. Таким образом, в этом случае в соответствии с (2.50) прямоугольный импульс аппроксимируется выражением (рис. 2.17)

$$u(t) = \frac{\sin \frac{2\pi t}{t_и}}{\frac{2\pi t}{t_и}} + \frac{\sin \frac{2\pi}{t_и}\left(t - \frac{t_и}{2}\right)}{\frac{2\pi}{t_и}\left(t - \frac{t_и}{2}\right)} + \frac{\sin \frac{2\pi}{t_и}(t + t_и)}{\frac{2\pi}{t_и}(t + t_и)}.$$

§ 2.9. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ

Случайный процесс (сигнал) есть функция времени $x(t)$, значения которой являются случайными величинами. На определенном интервале времени случайный процесс реализуется в виде одной из теоретически бесконечного числа функций $x_k(t)$ $(k=1, 2, \ldots)$, которая является уже не случайной, а детерминированной функцией времени. Практическое наблюдение $x_k(t)$ может

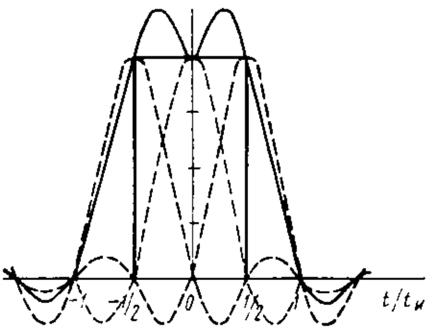


Рис. 2.17. Аппроксимация прямоугольного импульса

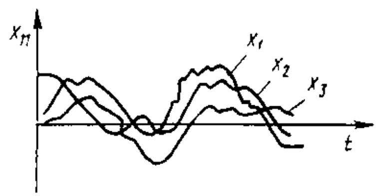


Рис. 2.18. Реализации случайного процесса

состоять, например, в записи колебания на выходе источника случайного процесса в течение заданного интервала времени. Функция $x_k(t)$ называется *реализацией случайного процесса*. В результате многократных включений источника можно получить множество реализаций, внешне не похожих друг на друга (рис. 2.18). Реализации случайного процесса не обязательно должны быть сложными, нерегулярными функциями времени, как это изображено на рис. 2.18. Они могут иметь вид почти гармонического колебания, у которого все параметры (амплитуда, частота и фаза) являются случайными медленно меняющимися функциями времени. Случайный процесс полностью характеризуется ансамблем бесконечного числа реализаций $x_1(t)$, $x_2(t), \ldots$. Значения, которые могут принимать отдельные функции из ансамбля в момент времени $t = t_0$, образуют совокупность случайных величин $x_1(t_0)$, $x_2(t), \ldots$, называемую *сечением случайного процесса*. Для данного сечения может быть вычислено распределение вероятности $P(x, t_0)$ непрерывной случайной величины

$x(t_0)$ $P(x,\ t_0)=\lim\limits_{N\to\infty}(n/N)$, где n — число значений $x(t_0)$, удовлетворяющих условию $x(t_0)\leqslant x$; N — число реализаций.

По определению, плотность вероятности случайной величины $x(t_0)$

$$p(x,\ t_0)=\lim_{\Delta x\to 0}\frac{P\,[x<x(t_0)\leqslant x+\Delta x]}{\Delta x}=\frac{\mathrm{d}P(x,t_0)}{\mathrm{d}x}.$$

С помощью этой функции можно определить следующие *основные числовые характеристики* случайного сигнала:

среднее значение (математическое ожидание)

$$\langle x(t)\rangle=M\,[x(t)]=\int_{-\infty}^{\infty}xp(x,\ t)\,\mathrm{d}x,$$

средний квадрат

$$\langle x^2(t)\rangle=\int_{-\infty}^{\infty}x^2p(x,\ t)\,\mathrm{d}x,$$

средний квадрат флуктуаций (дисперсию)

$$\sigma^2(t)=\int_{-\infty}^{\infty}[\langle x(t)\rangle-x]^2\,p(x,\ t)\,\mathrm{d}x.$$

Если статистические характеристики неизменны во времени, то случайный процесс называется *стационарным*. Случайные сигналы, являющиеся реализациями стационарного процесса, представляют собой наиболее распространенный класс случайных колебаний.

Стационарный случайный процесс $x(t)$ называется *эргодическим*, если при нахождении любых статистических характеристик усреднение по ансамблю реализаций может быть заменено усреднением во времени. При этом усредняется одна реализация на отрезке времени $T\to\infty$.

Обозначая усреднение по времени чертой, запишем основные числовые характеристики случайного процесса:

$$\overline{x(t)}=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2}x(t)\,\mathrm{d}t,$$

$$\overline{x^2(t)}=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2}x^2(t)\,\mathrm{d}t,$$

$$\sigma^2=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2}[\overline{x}-x(t)]^2\,\mathrm{d}t.$$

Вероятностный характер случайных процессов не позволяет перенести результаты спектрального анализа детерминированных сигналов на случайные процессы. Однако преобразование

Фурье усредненных функций дает возможность получить их важные спектральные характеристики. Будем рассматривать стационарный случайный процесс с нулевым средним значением $\overline{x}=0$.

Отдельно взятую реализацию случайного сигнала представим спектральным разложением

$$x(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{S}(\omega)\,e^{j\omega t}\,d\omega. \tag{2.51}$$

Различным реализациям соответствуют различные спектральные плотности. Поэтому необходимо допустить, что спектральная плотность реализации $\dot{S}(\omega)$ является случайной функцией частоты. В силу вещественности $x(t)$ она равна своей комплексно-сопряженной функции:

$$x(t)=x^*(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{S}^*(\omega)\,e^{-j\omega t}\,d\omega. \tag{2.52}$$

Найдем дисперсию случайного процесса, используя спектральные разложения (2.51) и (2.52). В соответствии с определением

$$\sigma^2=\frac{1}{T}\int_{-\infty}^{\infty}x^2(t)\,dt=\overline{x^2(t)}.$$

Дисперсия равна среднему квадрату случайного процесса, так как $\overline{x}=0$, поэтому

$$\sigma^2=\overline{x^2(t)}=\left(\frac{1}{2\pi}\right)^2\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{S}(\omega)\,\dot{S}^*(\omega')\,e^{-j(\omega'-\omega)t}\,d\omega\,d\omega'=$$

$$=\left(\frac{1}{2\pi}\right)^2\int_{-\infty}^{\infty}d\omega\int_{-\infty}^{\infty}\dot{S}(\omega)\,\dot{S}^*(\omega')\,e^{-j(\omega'-\omega)t}\,d\omega'. \tag{2.53}$$

Дисперсия — величина постоянная, не зависящая от времени, следовательно, функция $\dot{S}(\omega)\,\dot{S}^*(\omega')$ должна быть пропорциональна *дельта-функции* $\delta(\omega-\omega')$. Введя *множитель пропорциональности* $2\pi W(\omega)$, можно записать $\dot{S}(\omega)\dot{S}^*(\omega')=2\pi W(\omega)\delta(\omega-\omega')$, и тогда

$$\sigma^2=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}d\omega\int_{-\infty}^{\infty}W(\omega)\,\delta(\omega-\omega')\,e^{-j(\omega'-\omega)t}\,d\omega'.$$

Внутренний интеграл в силу фильтрующего свойства дельта-функции равен $W(\omega)$, поэтому окончательно имеем

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \int\limits_{-\infty}^{\infty} W(\omega)\, d\omega. \tag{2.54}$$

Величина $W(\omega)$ называется *энергетическим спектром* случайного процесса $x(t)$. Подразумевая под $x(t)$ электрическое напряжение или ток, средний квадрат $\overline{x^2(t)}$ можно трактовать как мощность, выделяемую на единичном сопротивлении. Она распределена по частоте в некоторой полосе, зависящей от конкретного механизма образования случайного процесса. Поэтому можно сказать, что $W(\omega)$ имеем смысл *спектральной плотности мощности* случайного процесса, т. е. представляет собой мощность реализации, приходящуюся на полосу частот 1 Гц на заданной частоте ω.

ГЛАВА 3 ПАССИВНЫЕ ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ

Электронная цепь осуществляет преобразование сигналов, поступающих на ее вход. Поэтому в самом общем случае математическую модель цепи можно задать в виде соотношения между входным воздействием $u_{вх}(t)$ и выходной реакцией $u_{вых}(t)$: $u_{вых}(t) = Tu_{вх}(t)$, где T — оператор цепи.

На основании фундаментальных свойств оператора можно сделать заключения о наиболее существенных свойствах цепей. 1. Если справедливо соотношение

$$T[u_{вх1}(t) + u_{вх2}(t) + \ldots + u_{вхN}(t)] = Tu_{вх1}(t) + Tu_{вх2}(t) + \\ + \ldots + Tu_{вхN}(t), \tag{3.1}$$

то цепь называется *линейной*. Как видно, линейность цепи выражается в независимости действия нескольких входных воздействий. В гл. 1 были рассмотрены примеры нелинейных цепей. Так, цепи, в которых происходят процессы модуляции и преобразования частоты, не подчиняются соотношению (3.1), так как действие двух колебаний в цепи приводит к появлению нового колебания, не являющегося алгебраической суммой входных. Широкий класс линейных цепей образуют пассивные цепи, состоящие из резисторов, конденсаторов, индуктивностей, нелинейными свойствами которых в подавляющем большинстве случаев можно пренебречь.

2. Если сдвиг входного сигнала во времени приводит к такому же сдвигу выходного сигнала, т. е.

$$u_{вых}(t \pm t_0) = Tu_{вх}(t \pm t_0), \tag{3.2}$$

то цепь называют *стационарной*. Как видно из (3.2), стационарная цепь инвариантна по отношению к времени прихода входного сигнала. Свойства стационарности не распространяются на цепи, содержащие элементы (обычно катушки индуктивности или конденсаторы), параметры которых переменны во времени.

§ 3.1. ЧАСТОТНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ ПЕРЕДАЧИ ЛИНЕЙНОЙ СТАЦИОНАРНОЙ ЦЕПИ

Пусть на вход линейной стационарной цепи подан сигнал $u_{вх}(t)$. В § 2.4 введено понятие дельта-функции и определено ее фильтрующее свойство. В соответствии с (2.21) можно записать

$$u_{вх}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u_{вх}(\tau)\,\delta(t-\tau)\,d\tau. \tag{3.3}$$

Так как интеграл является предельным выражением суммы, то входной сигнал можно рассматривать как бесконечную последовательность дельта-импульсов, смещенных на время τ, амплитуда которых равна значению сигнала в те же моменты времени τ. Если установить реакцию цепи на дельта-импульс, то в силу линейности и стационарности цепи можно просуммировать отдельные реакции и получить выходной отклик на любое входное воздействие. Поэтому вводят *импульсную характеристику* цепи $h(t)$, являющуюся выходным откликом на входной дельта-импульс. Таким образом, выходная реакция $u_{вых}(t)$ на произвольное входное воздействие может быть представлена интегралом

$$u_{вых}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u_{вх}(t)\, h(t-\tau)\, d\tau. \qquad (3.4)$$

Соотношение (3.4) может быть записано также в виде

$$u_{вых}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u_{вх}(t-\tau)\, h(\tau)\, d\tau. \qquad (3.5)$$

Представим входной сигнал разложением в интеграл Фурье

$$u_{вх}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_{вх}(\omega)\, e^{j\omega t}\, d\omega.$$

Если сделать подстановку $t = t' - \tau$ (а потом отбросить штрих у t), то можно записать:

$$u_{вх}(t-\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_{вх}(\omega)\, e^{j\omega(t-\tau)}\, d\omega.$$

Подставив это выражение в (3.5) и изменив порядок интегрирования, получим

$$u_{вых}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_{вх}(\omega)\, e^{j\omega(t-\tau)}\, d\omega \right) h(\tau)\, d\tau =$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_{вх}(\omega) \left(\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)\, e^{-j\omega\tau}\, d\tau \right) e^{j\omega t}\, d\omega. \qquad (3.6)$$

Внутренний интеграл является комплексной функцией частоты. Поэтому обозначим

$$\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)\, e^{-j\omega\tau}\, d\tau = \dot{K}(j\omega). \qquad (3.7)$$

Как видно, $\dot{K}(j\omega)$ является прямым преобразованием Фурье для импульсной функции цепи. *Прямое преобразование Фурье импульсной функции называется частотным коэффициентом передачи цепи (или комплексной частотной характеристикой)*. Он является основной характеристикой линейной стационарной цепи.

Частотному коэффициенту передачи можно дать и другие эквивалентные толкования. Одно из них получается в результате подстановки (3.7) в (3.6):

$$u_{вых}(t)=\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\dot S_{вх}(\omega)\dot K(j\omega)e^{j\omega t}d\omega.$$

Как видно, полученное соотношение совпадает с обратным преобразованием Фурье для выходного сигнала, следовательно,

$$\dot S_{вх}(\omega)\dot K(j\omega)=\dot S_{вых}(\omega), \qquad (3.8)$$

или, другими словами, частотный коэффициент передачи есть множитель пропорциональности между спектральными плотностями входного и выходного сигналов.

Практически коэффициент передачи удобнее вычислять, пользуясь другим его определением. Рассмотрим в качестве входного сигнала гармоническое колебание в комплексной форме: $u_{вх}(t)=\dot U_{вх}e^{j\omega t}$. Гармоническое колебание, сдвинутое во времени, $u_{вх}(t-\tau)=\dot U_{вх}e^{j\omega t}e^{-j\omega\tau}$. Подставив это выражение в (3.5), вынеся из-под интеграла функции, не зависящие от переменной интегрирования, и перегруппировав члены, получим

$$u_{вых}(t)=\dot U_{вх}\left(\int\limits_{-\infty}^{\infty}h(\tau)e^{-j\omega\tau}d\tau\right)e^{j\omega t}=\dot U_{вых}e^{j\omega t}.$$

Здесь интеграл есть частотный коэффициент передачи. Таким образом, $\dot U_{вх}\dot K(j\omega)=\dot U_{вых}$, откуда $\dot K(j\omega)=\dot U_{вых}/\dot U_{вх}$ и, следовательно, коэффициент передачи равен отношению комплексных амплитуд гармонических колебаний на выходе и входе линейной цепи.

Частотный коэффициент передачи обычно записывают в показательной форме $\dot K(j\omega)=K(\omega)e^{j\varphi_k(\omega)}$, где $K(\omega)=|\dot K(j\omega)|$ — *амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)* цепи; $\varphi_k(\omega)$ — *фазочастотная характеристика (ФЧХ) цепи.*

§ 3.2. ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИЕ И ИНТЕГРИРУЮЩИЕ ЦЕПИ

Преобразования сигнала, имеющие характер дифференцирования или интегрирования, широко распространены в устройствах радиоэлектроники. На выходе рассматриваемых цепей формируются импульсы, близкие по форме к производной или интегралу

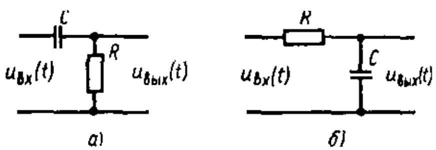


Рис. 3.1. Дифференцирующая (а) и интегрирующая (б) цепи

от входного импульса. Дифференцирование и интегрирование — линейные операции. Поэтому цепи, реализующие их, должны быть линейными, т. е. должны быть образованы из пассивных элементов: катушек индуктивностей, конденсаторов, резисторов, обеспечивающих требуемые соотношения между входными и выходными сигналами.

Рассмотрим цепь, изображенную на рис. 3.1, *а*. На ее входе действует напряжение $u_{вх}(t)$, а выходное напряжение $u_{вых}(t)$ снимается с резистора. В соответствии со вторым законом Кирхгофа

$$\frac{1}{C}\int i(t)\,\mathrm{d}t + u_{вых}(t) = u_{вх}(t), \tag{3.9}$$

где $i(t)$ — ток в цепи. Продифференцируем уравнение (3.9), затем умножим каждое слагаемое на R, учтем, что $u_{вых}(t) = i(t)R$. Тогда получим

$$u_{вых}(t) + \tau\frac{\mathrm{d}u_{вых}(t)}{\mathrm{d}t} = \tau\frac{\mathrm{d}u_{вх}(t)}{\mathrm{d}t}, \tag{3.10}$$

где $\tau = RC$ — постоянная времени цепи. Из уравнения (3.10) следует, что если постоянная времени цепи мала настолько, что

$$\tau\mathrm{d}u_{вых}(t)/\mathrm{d}t \ll u_{вых}(t), \tag{3.11}$$

то $u_{вых}(t) \simeq \tau\mathrm{d}u_{вх}(t)/\mathrm{d}t$.

Таким образом, цепь, изображенная на рис. 3.1, *а*, при выполнении условия (3.11) является дифференцирующей.

Более точный критерий для выбора τ можно получить из сравнения частотных коэффициентов передачи рассматриваемой цепи и идеальной. Если цепь осуществляет точное дифференцирование, т. е. $u_{вых}(t) = \tau_0\mathrm{d}u_{вх}(t)/\mathrm{d}t$, где τ_0 — коэффициент пропорциональности и $\dot{S}_{вх}(\omega)$ — спектральная плотность входного сигнала, то

$$u_{вых}(t) = \frac{\tau_0}{2\pi}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{S}_{вх}(\omega)\,e^{j\omega t}\,\mathrm{d}\omega = j\omega\tau_0\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{S}_{вх}(\omega)e^{j\omega t}\,\mathrm{d}\omega =$$
$$= j\omega\tau_0 u_{вх}(t).$$

Следовательно, коэффициент передачи идеальной дифференцирующей цепи $j\omega\tau_0$.

Найдем частотный коэффициент передачи рассматриваемой цепи. Комплексная амплитуда тока, протекающего в цепи, определяется законом Ома: $\dot{I} = \dfrac{\dot{U}_{вх}}{R + 1/j\omega C}$. Таким образом,

$$\dot{U}_{вых} = \dot{I}R = \dot{U}_{вх}\frac{R}{R + 1/j\omega C} = \dot{U}_{вх}\frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau}.$$

Отсюда непосредственно следует

$$\dot{K}(\omega) = \dot{U}_{вых}/\dot{U}_{вх} = j\omega\tau/(1 + j\omega\tau).$$

Для приближения к точному дифференцированию необходимо, чтобы $\omega\tau \ll 1$. Это условие должно выполняться на всех частотах спектра, но прежде всего на верхней частоте: $\omega_в\tau \ll 1$. В этом случае

$$\dot K(j\omega) \simeq j\omega\tau. \qquad (3.12)$$

В качестве примера рассмотрим прохождение прямоугольного видеоимпульса через дифференцирующую цепь. Верхнюю частоту его спектральной плотности в соответствии с (2.26) ограничим значением $\omega_в = 2\pi/t_и$. Тогда условие (3.11) примет вид $\tau \ll t_и/(2\pi)$.

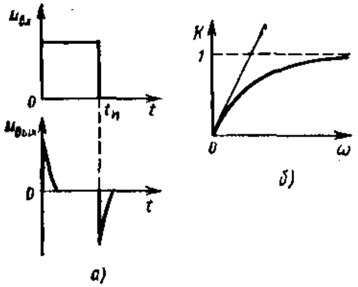


Рис. 3.2. Сигналы на входе и выходе *дифференцирующей цепи* (*а*) и ее АЧХ (*б*)

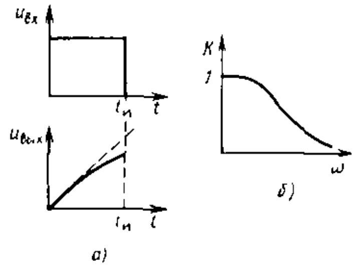


Рис. 3.3. Сигналы на входе и выходе *интегрирующей цепи* (*а*) и ее АЧХ (*б*)

На рис. 3.2 изображены импульсы на выходе дифференцирующей цепи, вид которых зависит от соотношения τ и $t_и$. Там же показана АЧХ цепи. Как видно, дифференцирующая цепь с относительно меньшим ослаблением пропускает высокие частоты.

Иными свойствами обладает RC-цепь, выходное напряжение которой снимается с конденсатора (см. рис. 3.1, *б*). В соответствии со вторым законом Кирхгофа можно записать

$$u_{вх}(t) - u_{вых}(t) = RC\,\mathrm{d}u_{вых}(t)/\mathrm{d}t. \qquad (3.13)$$

Если постоянная времени цепи настолько велика, что выполняется условие, обратное (3.11): $\tau\mathrm{d}u_{вых}(t)/\mathrm{d}t \gg u_{вых}(t)$, то из уравнения (3.13) следует $u_{вх}(t) \simeq \tau\mathrm{d}u_{вых}(t)/\mathrm{d}t$. Таким образом, при большом значении τ выходное напряжение приближается к интегралу от входного: $u_{вых}(t) \simeq \frac{1}{\tau}\int u_{вх}(t)\mathrm{d}t$.

Как и в случае дифференцирующей цепи, выбор постоянной времени определяется сравнением частотных коэффициентов передачи реальной интегрирующей цепи и идеальной. Можно показать, что частотный коэффициент передачи цепи, осуществляющей точное интегрирование, равен $1/(j\omega\tau_0)$. Частотный коэффициент передачи рассматриваемой цепи

$$\dot K(j\omega) = \dot U_{вых}/\dot U_{вх} = 1/(1 + j\omega\tau).$$

Следовательно, для приближения к точному интегрированию необходимо, чтобы

$$\omega\tau \gg 1. \qquad (3.14)$$

Тогда $\dot K(j\omega) \simeq 1/(j\omega\tau)$.

Условие (3.14) должно выполняться на всех частотах спектра сигнала и прежде всего на нижних частотах. На рис. 3.3 изображен сигнал на выходе интегрирующей цепи и ее АЧХ. Как видно, интегрирующая цепь пропускает с относительно меньшим ослаблением нижние частоты спектра.

Рассмотрим применение интегрирующей цепи для восстановления импульсного сигнала по его дискретным отсчетам. В § 2.8 был рассмотрен пример дискретизации импульса прямоугольной формы тремя отсчетами, отстоящими друг от друга на $\Delta = t_и/2$. При этом верхняя частота соответствовала границе первого лепестка спектральной плотности импульса. Если сигнал в виде трех импульсов поступает на восстанавливающую RC-цепь, для которой $\tau \gg \Delta$, то восстановленный сигнал будет приближаться к прямоугольной форме (рис. 3.4).

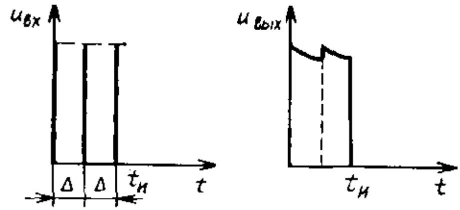


Рис. 3.4. Восстановление прямоугольного импульса интегрирующей цепью

Заметим, что рассмотренные RC-цепи пригодны лишь для приближенного дифференцирования и интегрирования сигнала. Действительно, из условий (3.11) и (3.14) следует, что чем точнее дифференцирование или интегрирование, тем меньше модуль частотного коэффициента передачи $\dot{K}(\omega)$ цепи, осуществляющей эти преобразования. В современных прецизионных дифференцирующих и интегрирующих устройствах применяют операционные усилители, позволяющие реализовать указанные функции с любой точностью.

§ 3.3. КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ КОНТУРЫ

Чтобы выделить полезный сигнал из суммы сигналов, действующих на антенну радиоприемного устройства, нужны цепи, обеспечивающие неискаженную передачу частотного спектра полезного сигнала. На рис. 3.5 изображены идеальные АЧХ и ФЧХ частотно-избирательной цепи. Как видно, в пределах полосы пропускания идеальной цепи без искажений передается весь спектр сигнала. Сигналы, частоты которых лежат вне полосы пропускания, полностью подавляются. Цепи, обладающие частотно-избирательными свойствами, строятся на основе колебательных контуров.

Одиночный колебательный контур. Простейшей частотно-избирательной цепью является одиночный колебательный контур. Контур образуется последовательным или параллельным соединением индуктивности и емкости (рис. 3.6), в соответствии с чем колебательные контуры разделяют на последовательные и параллельные. Контуры имеют конечное активное сопротивление, обусловленное электрическим сопротивлением проводников, образующих катушку индуктивности, и потерями в конденсаторе. Поэтому схема контура дополнена сопротивлениями потерь катушки индуктивности (r_L) и конденсатора (r_C). Частота ω_0, при которой реактивная часть полного сопротивления контура $z=r+j(\omega L-1/\omega C)$ равна нулю: $\omega_0 L-1/\omega_0 C=0$, называется его *резонансной частотой*. Очевидно, что

$$\omega_0=1/\sqrt{LC}. \tag{3.15}$$

К основным характеристикам контура относят также характеристическое сопротивление ρ и добротность Q. *Характеристическое сопротивление* равно модулю сопротивления индуктивно-

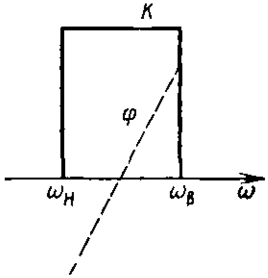


Рис. 3.5. Идеальные АЧХ и ФЧХ частотно-избирательной цепи

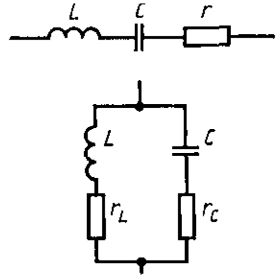


Рис. 3.6. Последовательный и параллельный колебательные контуры

сти или емкости контура на резонансной частоте: $\rho=\omega_0 L=1/(\omega_0 C)$. Подставляя выражение для резонансной частоты (3.15), находим

$$\rho=\sqrt{L/C}. \tag{3.16}$$

Добротностью контура называется отношение напряжения на индуктивности или емкости к напряжению на контуре при резонансе. Так как при резонансе напряжение на контуре равно падению напряжения на активном сопротивлении, то $Q=U_L/U_r=U_C/U_r=\rho/r$.

Частотно-избирательные свойства контура определяются его обобщенной резонансной кривой, уравнение которой определяется зависимостью тока в контуре от частоты приложенного к нему гармонического напряжения

$$\dot{I}=\frac{\dot{U}}{r+j(\omega L-1/\omega C)}=\frac{\dot{U}}{r}\,\frac{1}{1+j\xi}. \tag{3.17}$$

Отношение реактивного сопротивления контура к активному называется *обобщенной расстройкой*:

$$\xi=\frac{\omega L-1/\omega C}{r}=\frac{\rho(\omega/\omega_0-\omega_0/\omega)}{r}=Q(\omega/\omega_0-\omega_0/\omega).$$

Первый множитель в (3.17) равен току $\dot{I}_r$ в контуре при резонансе, поэтому

$$\frac{\dot{I}}{\dot{I}_r}=\frac{1}{1+j\xi}=\frac{1}{\sqrt{1+\xi^2}}\,e^{j\varphi(\xi)}.$$

Модуль $\dot{I}/\dot{I}_r$ представляет собой АЧХ контура и является уравнением резонансной кривой

$$|\dot{I}/\dot{I}_r| = 1/\sqrt{1+\xi^2}. \quad (3.18)$$

Функция $\varphi(\xi) = -\mathrm{arctg}\,\xi$ является фазочастотной характеристикой контура.

Наибольший интерес представляет резонансная кривая вблизи резонансной частоты при малых отклонениях частоты от резонансной: $\omega = \omega_0 \pm \Delta\omega$, $\Delta\omega \ll \omega_0$. В этой частотной области формулу обобщенной расстройки можно преобразовать:

$$\xi = Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = Q\frac{(\omega+\omega_0)(\omega-\omega_0)}{\omega_0\omega} \simeq 2Q\frac{\Delta\omega}{\omega_0}. \quad (3.19)$$

Как видно из рис. 3.7, резонансная кривая носит избирательный характер: сигналы, имеющие частоту ω, далеко отстоящую от собственной частоты контура ω_0, ослабляются. Из фор-

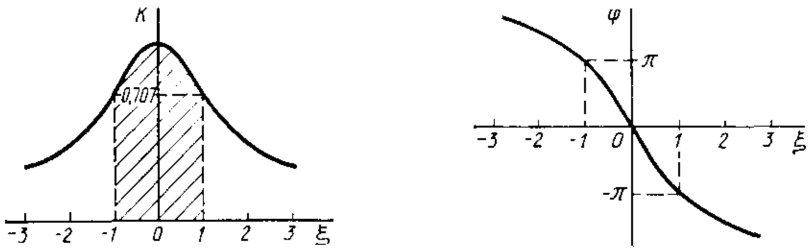


Рис. 3.7. АЧХ и ФЧХ характеристики колебательного контура

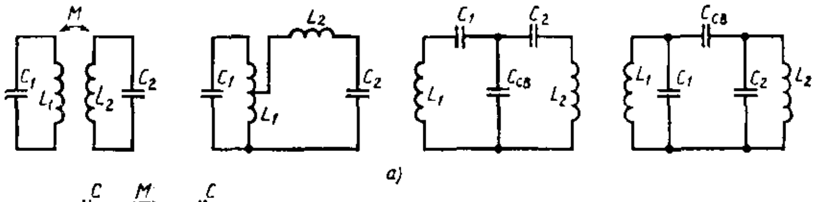
мулы (3.18) следует, что при $\xi = \pm 1$ амплитуда сигнала уменьшается в $\sqrt{2}$ раз; частоты, соответствующие этим значениям обобщенной расстройки, определяют полосу пропускания контура. Из (3.19) следует, что полоса пропускания контура по уровню $1/\sqrt{2} = 0{,}707$ составляет

$$2\,|\Delta\omega|_{0,707} = \omega_0/Q. \quad (3.20)$$

Полоса пропускания, а следовательно, и частотно-избирательные свойства контура непосредственно связаны с его добротностью. С ростом Q увеличивается не только ослабление сигнала за пределами полосы пропускания, но и неравномерность АЧХ в пределах полосы пропускания. Повышение частотной избирательности достигается использованием многоконтурных цепей, форма АЧХ которых ближе к прямоугольной, чем АЧХ одиночных контуров. Простейшей многоконтурной цепью является цепь из двух связанных контуров.

Связанные контуры. На рис. 3.8, *а* изображены контуры с индуктивной и емкостной связью. Отличие связанных контуров от одиночных состоит в появлении сопротивлений, вносимых из одного контура в другой. Вносимое сопротивление имеет комплексный характер, но его реактивная часть всегда противоположна по знаку собственному реактивному сопротивлению контура. В результате изменения полного сопротивления связанных контуров удается изменить их АЧХ по сравнению с АЧХ одиночного контура.

Получим АЧХ двух одинаковых индуктивно связанных контуров. На основании закона Кирхгофа запишем уравнения для



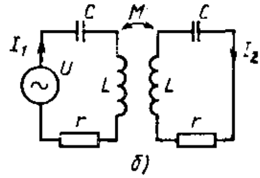


Рис. 3.8. Виды связанных контуров (*а*) и контуры с индуктивной связью (*б*)

комплексных амплитуд токов $\dot I_1$, $\dot I_2$ (рис. 3.8, *б*) в обоих контурах:

$$\dot I_1 z + \dot I_2 z_{вн} = \dot U, \quad \dot I_1 z_{вн} + z \dot I_2 = 0, \tag{3.21}$$

где $\dot U$ — комплексная амплитуда напряжения, действующего в первом контуре; $z = r + j(\omega L - 1/\omega C)$ — полное сопротивление одиночных контуров; $z_{вн} = r_{вн} - j\omega M$ — полное вносимое сопротивление; M — коэффициент взаимной индукции.

Для простоты пренебрежем активной составляющей вносимого сопротивления по сравнению с его реактивной составляющей и из второго уравнения (3.21) получим $\dot I_1 = -\dot I_2 z/x_{вн}$, где $x_{вн} = -j\omega M$. Подставив полученное выражение в первое уравнение (3.21), найдем $\dot I_2 = \dot U x_{вн}/(x_{вн}^2 - z^2)$.

На резонансной частоте $(\omega = \omega_0)$ $x_{вн} = x_{вн0} = -j\omega_0 M$, а полное сопротивление одиночного контура равно сопротивлению его потерь. Поэтому, обозначив через $\dot I_{2r}$ резонансное значение тока во втором контуре, получим $\dot I_{2r} = \dot U x_{вн0}/(x_{вн0}^2 - r^2)$.

Модуль отношения $\dot I_2/\dot I_{2r}$ есть АЧХ связанных контуров. На основании полученных соотношений и принятых обозначений найдем

$$K(\omega) = \left|\frac{\dot I_2}{\dot I_{2r}}\right| = \frac{\omega}{\omega_0}\frac{r^2 + (\omega_0 M)^2}{|[r + j(\omega L - 1/\omega C)]^2 + (\omega M)^2|}.$$

Приведем полученное соотношение к виду

$$K(\xi) \simeq \frac{1 + (\omega_0 M/r)^2}{|(1 + j\xi)^2 + (\omega_0 M/r)^2|}. \tag{3.22}$$

Здесь по-прежнему ξ — обобщенная расстройка контура и, как ранее было принято, $\omega \simeq \omega_0$. Приведем $\omega_0 M/r$ к виду

$$\eta = \frac{\omega_0 M}{r} = \frac{\omega_0 M}{\omega_0 L}\,\frac{\omega_0 L}{r} = \frac{M}{L}\,\frac{\rho}{r} = \frac{M}{L}\,Q.$$

Отношение $M/L = \kappa_{св}$ называют коэффициентом связи индуктивно связанных контуров, а произведение $\kappa_{св}Q = \eta$ — параметром связи. Таким образом, АЧХ связанных контуров принимает вид

$$K(\xi) = \frac{1+\eta^2}{|(1+j\xi)^2+\eta^2|} = \frac{1+\eta^2}{\sqrt{(1+\eta^2-\xi^2)^2+4\xi^2}}. \qquad (3.23)$$

Резонансную кривую связанных контуров удобно анализировать при различных значениях параметра связи.

Слабая связь ($\eta < 1$). Из (3.23) следует $K(\xi) \simeq 1/(1+\xi^2)$. Уравнение для определения граничных частот полосы пропускания получается из условия ослабления сигнала в $\sqrt{2}$ раз: $1/(1+\xi^2) = 1/\sqrt{2}$. Отсюда находим значения обобщенной расстройки, соответствующие границам полосы пропускания $\xi_{1,2} = \pm 0{,}64$. В соответствии с определением полосы пропускания

$$2|\Delta\omega|_{0,707} = 0{,}64\omega_0/Q. \qquad (3.24)$$

Сравнение (3.24) и (3.20) показывает, что полоса пропускания слабосвязанных контуров (рис. 3.9) меньше полосы пропускания одиночного контура.

Критическая связь ($\eta = 1$). Из (3.23) следует $K(\xi) = 1/\sqrt{1+\xi^4/4}$. Полагая $K(\xi) = 1/\sqrt{2}$, находим обобщенную расстройку,

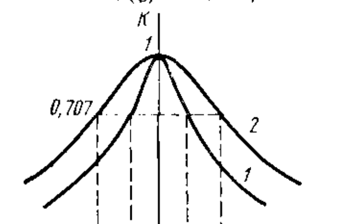


Рис. 3.9. Амплитудная характеристика связанных контуров:
1 — слабая связь; *2* — критическая связь

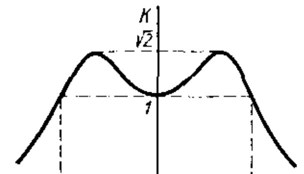


Рис. 3.10. АЧХ контуров при оптимальной связи

соответствующую границам полосы пропускания $\xi_{1,2} = \pm\sqrt{2}$. Следовательно, полоса пропускания связанных контуров при критической связи равна $2|\Delta\omega|_{0,707} = \sqrt{2}\omega_0/Q$.

Таким образом, при критической связи полоса пропускания расширяется в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с полосой пропускания одиночного контура (рис. 3.9).

Сильная связь ($\eta > 1$). При усилении связи сверх критической АЧХ связанных контуров становится двугорбой (рис. 3.10).

Из формулы (3.23) можно найти положение и значение максимумов резонансной кривой сильносвязанных контуров. Для этого производную от $K(\xi)$ по обобщенной расстройке приравняем нулю: $dK(\xi)d\xi=0$. Вычислив производную, получим уравнение, корни которого: $\xi_1=0$; $\xi_{2,3}=\pm\sqrt{\eta^2-1+2\eta}$ определяют положение экстремальных точек на резонансной кривой. При $\xi_1=0$ из (3.23) следует, что $K(0)=1$. Подставив в (3.23) значения ξ_2 и ξ_3, найдем максимальные значения АЧХ: $K_{max}(\xi)=(1+\eta^2)/(2\eta)$.

Положив $K_{max}(\xi)=\sqrt{2}$, определим параметр связи η_{opt}, при котором неравномерность АЧХ не превышает $\sqrt{2}$ раз. Простые вычисления приводят к значению $\eta_{opt}=1+\sqrt{2}$. Подставив значение η_{opt} в (3.23), найдем значения ξ, соответствующие краям полосы пропускания (см. рис. 3.10). В окончательном виде выражение для полосы пропускания сильносвязанных контуров имеет вид $2|\Delta\omega|_{0,707}=3{,}1\omega_0/Q$. Таким образом, полоса пропускания оказывается в 3,1 раза больше, чем полоса пропускания одиночного контура.

§ 3.4. ЛИНЕЙНЫЕ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКИ И ИХ ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Среди методов анализа линейных цепей важное место занимает матричный метод анализа. Его использование основывается на том, что для описания свойств сколь угодно сложной цепи часто достаточно знать зависимость между ее внешними напряжениями и токами. В этом случае сложная цепь заменяется эквивалентным четырехполюсником («черным ящиком» с двумя парами зажимов).

Рис. 3.11. Четырехполюсник

Такой четырехполюсник эквивалентен данной цепи в том смысле, что токи и напряжения на его внешних зажимах точно равны соответствующим значениям в реальной цепи.

На рис. 3.11 изображен четырехполюсник. Между входными и выходными комплексными амплитудами токов и напряжений ($\dot I_1$, $\dot I_2$, $\dot U_1$, $\dot U_2$) может быть установлена зависимость в виде системы двух уравнений. Максимальное число пар уравнений равно шести. Из них наиболее употребимы четыре.

1. Если в качестве независимых переменных выбраны токи $\dot I_1$ и $\dot I_2$, то их связь с $\dot U_1$ и $\dot U_2$ устанавливается парой уравнений вида

$$\dot U_1=\dot I_1 z_{11}+\dot I_2 z_{12},\quad \dot U_2=\dot I_1 z_{21}+\dot I_2 z_{22}. \tag{3.25}$$

Система уравнений (3.25) может быть записана в матричной форме

$$\begin{bmatrix} \dot U_1 \\ \dot U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot I_1 \\ \dot I_2 \end{bmatrix}.$$

Элементы матрицы называются z-параметрами. Покажем, что они являются полными сопротивлениями холостого хода четырехполюсника. На основании (3.25) можем записать:

$$z_{11} = \frac{\dot U_1}{\dot I_1} \quad \text{при } \dot I_2 = 0, \qquad z_{12} = \frac{\dot U_1}{\dot I_2} \quad \text{при } \dot I_1 = 0,$$

$$z_{22} = \frac{\dot U_2}{\dot I_2} \quad \text{при } \dot I_1 = 0, \qquad z_{21} = \frac{\dot U_2}{\dot I_1} \quad \text{при } \dot I_2 = 0.$$

Откуда следует, что z_{11} — входное сопротивление четырехполюсника при разомкнутом выходе («холостой ход»); z_{22} — выходное сопротивление при разомкнутом входе; z_{12} — сопротивление передачи от входа к выходу при разомкнутом входе; z_{21} — сопротивление передачи от выхода к входу при разомкнутом выходе.

Среди четырехполюсников наиболее часто встречаются взаимные (обратимые), для которых $z_{12} = z_{21}$. Если четырехполюсник обладает симметрией, то $z_{11} = z_{22}$. Таким образом, обратимый симметричный четырехполюсник имеет два независимых z-параметра: z_{11}, z_{12}.

2. Если в качестве независимых переменных выбраны напряжения $\dot U_1$ и $\dot U_2$, то связь с токами $\dot I_1$ и $\dot I_2$ устанавливается с помощью матрицы проводимостей:

$$\begin{bmatrix} \dot I_1 \\ \dot I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot U_1 \\ \dot U_2 \end{bmatrix}. \tag{3.26}$$

Коэффициенты матрицы (y-параметры) являются полными проводимостями короткого замыкания четырехполюсника. При коротком замыкании входа $\dot U_1 = 0$, при коротком замыкании выхода $\dot U_2 = 0$. Подставив то или иное условие в (3.26), найдем, что y_{11} и y_{22} — входная и выходная проводимости; y_{12}, y_{21} — проводимости передачи при коротком замыкании входа и выхода.

3. Матрица h-параметров связывает напряжение на входе и ток на выходе ($\dot U_1$, $\dot I_2$) с током на входе и напряжением на выходе ($\dot I_1$, $\dot U_2$):

$$\begin{bmatrix} \dot U_1 \\ \dot I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot I_1 \\ \dot U_2 \end{bmatrix}. \tag{3.27}$$

В режиме холостого хода на входе и короткого замыкания на выходе из (3.27) найдем:

$h_{11} = \left.\dfrac{\dot U_1}{\dot I_1}\right|_{\dot U_2 = 0}$ — полное входное сопротивление четырехполюсника при коротком замыкании выхода;

$$h_{12}=\left.\frac{\dot U_1}{\dot U_2}\right|_{\dot I_1=0}$$ — обратный коэффициент передачи по напряжению (от выхода к входу), при холостом ходе на входе;

$$h_{21}=\left.\frac{\dot I_2}{\dot I_1}\right|_{\dot U_2=0}$$ — коэффициент передачи по току (от входа к выходу), при коротком замыкании выхода;

$$h_{22}=\left.\frac{\dot I_2}{\dot U_2}\right|_{\dot I_1=0}$$ — выходная проводимость при холостом ходе на входе.

4. Матрица передачи (a-матрица) связывает входные ток и напряжение ($\dot I_1$, $\dot U_1$) с выходными током и напряжением ($\dot I_2$, $\dot U_2$). Но при использовании a-матрицы изменяют направление

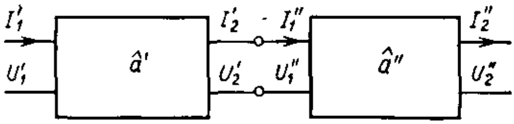


Рис. 3.12. Каскадное соединение четырехполюсников

выходного тока на противоположное. Это создает определенные удобства при описании каскадного соединения четырехполюсников (рис. 3.12). В соответствии с определением a-матрицы запишем

$$\begin{bmatrix}\dot U_1\\ \dot I_1\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}a_{11} & a_{12}\\ a_{21} & a_{22}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dot U_2\\ \dot I_2\end{bmatrix}. \tag{3.28}$$

Элементы a-матрицы определяются из (3.28) при холостом ходе и коротком замыкании на выходе:

$$a_{11}=\left.\frac{\dot U_1}{\dot U_2}\right|_{\dot I_2=0}$$ — обратный коэффициент передачи по напряжению при холостом ходе на выходе;

$$a_{12}=\left.\frac{\dot U_1}{\dot I_1}\right|_{\dot U_2=0}$$ — сопротивление передачи от входа к выходу при коротком замыкании выхода;

$$a_{21}=\left.\frac{\dot I_1}{\dot U_2}\right|_{\dot I_2=0}$$ — проводимость передачи от входа к выходу при холостом ходе на выходе;

$$a_{22}=\left.\frac{\dot I_1}{\dot I_2}\right|_{\dot U_2=0}$$ — обратный коэффициент передачи по току при коротком замыкании выхода.

Определитель a-матрицы взаимного четырехполюсника ($Z_{12}=Z_{21}$) $\det\hat a = a_{11}a_{22}-a_{12}a_{21}=1$.

Так как один и тот же четырехполюсник может быть описан любой из рассмотренных матриц (системой параметров), то очевидно, что между соответствующими параметрами должна быть достаточно простая дробно-линейная связь. Например, элементы $\hat h$-матрицы следующим образом связаны с элементами $\hat z$-матрицы:

$$h_{11}=\frac{\det\hat z}{z_{22}},\quad h_{12}=\frac{z_{12}}{z_{22}},\quad h_{21}=-\frac{z_{21}}{z_{22}},\quad h_{22}=\frac{1}{z_{22}}. \tag{3.29}$$

Эквивалентные схемы четырехполюсников. Произвольную цепь можно привести к сравнительно простой (состоящей из трех или даже из двух сопротивлений) эквивалентной цепи, в которой внешние токи и напряжения совпадают с внешними токами и напряжениями реальной цепи. Для взаимных и симметричных четырехполюсников наиболее часто используют T- и

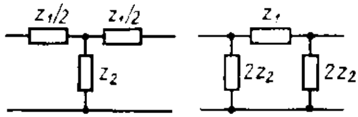


Рис. 3.13. Эквивалентные Т- и П-образная схемы четырехполюсника

П-образные схемы (рис. 3.13). Использование удвоенных сопротивлений в параллельных ветвях и половинных в последовательных ветвях упрощает вычисления при анализе каскадных соединений. Очевидно, что Т- и П-образные схемы, будучи эквивалентны одному и тому же четырехполюснику, эквивалентны и между собой.

Характеристические параметры четырехполюсников. Независимыми характеристическими параметрами четырехполюсников являются характеристическое сопротивление z_0 и коэффициент распространения γ.

По определению, *характеристическое сопротивление*

$$z_0 = \sqrt{z_{\text{вх х}}\, z_{\text{вх к}}}, \tag{3.30}$$

где $z_{\text{вх х}}$ — входное сопротивление четырехполюсника при холостом ходе на выходе; $z_{\text{вх к}}$ — входное сопротивление четырехполюсника при коротком замыкании выхода.

При $\dot I_2 = 0$ из (3.28) имеем $z_{\text{вх х}} = \dot U_1/\dot I_1 = a_{11}/a_{12}$; а при $\dot U_2 = 0$ $z_{\text{вх к}} = \dot U_1/\dot I_1 = a_{12}/a_{22}$. Подставив полученные соотношения в (3.30), получим

$$z_0 = \sqrt{a_{11}a_{12}/(a_{21}a_{22})}.$$

Для симметричного четырехполюсника ($a_{11} = a_{22}$) характеристическое сопротивление

$$z_0 = \sqrt{a_{12}/a_{21}}. \tag{3.31}$$

Замечательное свойство характеристического сопротивления состоит в том, что если симметричный четырехполюсник нагружен на сопротивление z_0, то его входное сопротивление также равно z_0. Для доказательства этого утверждения сначала найдем формулу входного сопротивления четырехполюсника $z_{\text{вх}}$, нагруженного на произвольное сопротивление $z_{\text{н}}$. Из (3.28) следует, что

$$z_{\text{вх}} = \dot U_1/\dot I_1 = (a_{11}\dot U_2 + a_{12}\dot I_2)/(a_{21}\dot U_2 + a_{22}\dot I_2).$$

Так как $z_{\text{н}} = \dot U_2/\dot I_2$, то

$$z_{\text{вх}} = (a_{11}z_{\text{н}} + a_{12})/(a_{21}z_{\text{н}} + a_{22}). \tag{3.32}$$

Будем считать, что четырехполюсник симметричный и нагружен на z_0. Подставив в (3.32) формулу характеристического сопротивления (3.31) вместо $z_н$, с учетом того, что $a_{11}=a_{22}$, получим

$$z_{вх}=\frac{a_{11}\sqrt{a_{12}/a_{21}}+a_{12}}{a_{21}\sqrt{a_{12}/a_{21}}+a_{22}}=\sqrt{\frac{a_{12}}{a_{21}}}\,\frac{a_{11}+\sqrt{a_{12}a_{21}}}{a_{11}+\sqrt{a_{12}a_{21}}}=\sqrt{\frac{a_{12}}{a_{21}}}=z_0.$$

Коэффициент распространения $\dot\gamma$ определяется как логарифм обратного коэффициента передачи по напряжению при условии, что четырехполюсник нагружен на характеристическое сопротивление

$$\dot\gamma\,|_{z_н=z_0}=\ln(\dot U_1/\dot U_2). \qquad (3.33)$$

Из (3.33) найдем, что

$$\dot U_2/\dot U_1=e^{-\dot\gamma}. \qquad (3.34)$$

Но так как при этом выполняется условие $z_н=z_0$, то на основании свойства характеристического сопротивления для напряжения на входе и выходе четырехполюсника можно записать: $\dot U_2=\dot I_2 z_0$, $\dot U_1=\dot I_1 z_0$. Подставляя эти соотношения в (3.34), получаем $\dot U_2/\dot U_1=\dot I_2/\dot I_1=e^{-\dot\gamma}$. Таким образом, коэффициент распространения характеризует передающие свойства четырехполюсника как по току, так и по напряжению.

Коэффициент распространения является комплексной величиной: $\dot\gamma=\alpha+j\beta$ и, следовательно, $e^{-\dot\gamma}=e^{-\alpha}e^{-j\beta}$. Первый множитель характеризует затухание сигнала, прошедшего через четырехполюсник, второй — изменение фазы сигнала. Поэтому α называют *коэффициентом затухания*, а β — *коэффициентом фазы четырехполюсника*.

Найдем связь между элементами a-матрицы и характеристическими параметрами четырехполюсника. На основании (3.28) можно записать $\frac{\dot U_1}{\dot U_2}=a_{11}+a_{12}\frac{\dot I_2}{\dot U_2}$, и в соответствии с (3.33)

$$\dot\gamma=\ln\frac{\dot U_1}{\dot U_2}=\ln\left(a_{11}+a_{12}\frac{\dot I_2}{\dot U_2}\right). \qquad (3.35)$$

Но так как $\dot\gamma$ определяется при условии, что четырехполюсник нагружен на характеристическое сопротивление, то $\dot I_2/\dot U_2=1/z_0=\sqrt{a_{21}/a_{12}}$. Подставив полученное соотношение в (3.35), имеем $\dot\gamma=\ln(a_{11}+\sqrt{a_{12}a_{21}})$. Отсюда следует, что

$$e^{\dot\gamma}=a_{11}+\sqrt{a_{12}a_{21}}, \qquad e^{-\dot\gamma}=(a_{11}+\sqrt{a_{12}a_{21}})^{-1}. \qquad (3.36)$$

Так как определитель матрицы $\hat a$ для симметричных взаимных четырехполюсников равен единице, второе соотношение (3.36) может быть преобразовано к виду

$$\frac{1}{a_{11}+\sqrt{a_{12}a_{21}}}=\frac{a_{11}-\sqrt{a_{12}a_{21}}}{a_{11}^2-a_{12}a_{21}}=a_{11}-\sqrt{a_{12}a_{21}}.$$

Поэтому

$$e^{-\dot\gamma}=a_{11}-\sqrt{a_{12}a_{21}}. \qquad (3.37)$$

Первое соотношение (3.36) и соотношение (3.37) позволяют установить искомую связь между элементами $\hat{a}$-матрицы и характеристическими параметрами z_0 и $\dot{\gamma}$. Складывая и вычитая почленно соотношения (3.36) и (3.37), находим

$$a_{11} = (e^{\dot{\gamma}} + e^{-\dot{\gamma}})/2 = \mathrm{ch}\,\dot{\gamma}, \quad \sqrt{a_{12}a_{21}} = (e^{\dot{\gamma}} - e^{-\dot{\gamma}})/2 = \mathrm{sh}\,\dot{\gamma} \tag{3.38}$$

Последнее равенство можно записать в виде

$$\mathrm{sh}\,\dot{\gamma} = \sqrt{a_{12}a_{21}} = a_{21}\sqrt{a_{12}/a_{21}} = a_{12}\sqrt{a_{21}/a_{12}}.$$

Откуда с учетом формулы (3.31) окончательно получаем

$$a_{12} = z_0\,\mathrm{sh}\,\dot{\gamma}, \qquad a_{21} = \frac{1}{z_0}\,\mathrm{sh}\,\dot{\gamma}. \tag{3.39}$$

Подставив соотношения (3.38) и (3.39) в (3.28), запишем систему уравнений для взаимного симметричного четырехполюсника в виде

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2\,\mathrm{ch}\,\dot{\gamma} + z_0\dot{I}_2\,\mathrm{sh}\,\dot{\gamma},$$

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_2}{z_0}\,\mathrm{sh}\,\dot{\gamma} + \dot{I}_2\,\mathrm{ch}\,\dot{\gamma}.$$

Найдем связь между элементами матрицы $\hat{a}$ и сопротивлениями, образующими эквивалентные Т- и П-образные цепи. Из элементарного анализа разомкнутых Т- и П-образных цепей (см. рис. 3.13) следует

$$\dot{U}_1/\dot{U}_2 = 1 + z_1/(2z_2). \tag{3.40}$$

В соответствии с (3.28) $a_{11} = \left.\dfrac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}\right|_{\dot{I}_2=0}$. Поэтому на основании (3.40) и (3.38) можно записать, что

$$a_{11} = 1 + z_1/(2z_2) = \mathrm{ch}\,\dot{\gamma}, \tag{3.41}$$

где z_1 и z_2 — соответственно сопротивление в горизонтальном и вертикальном плечах Т- или П-образной цепи. Используя формулы тригонометрии, преобразуем (3.41) к виду

$$\mathrm{sh}\,(\dot{\gamma}/2) = \sqrt{(\mathrm{ch}\,\dot{\gamma} - 1)/2} = \sqrt{z_1/(4z_2)}. \tag{3.42}$$

§ 3.5. ФИЛЬТРЫ

Фильтры — это пассивные линейные четырехполюсники с резко выраженной частотной избирательностью. Они обладают малым и приблизительно постоянным затуханием в полосе частот, называемой *полосой прозрачности (полосой пропускания)* и достаточно большим затуханием вне этой полосы. Частотная область затухания называется *полосой непрозрачности (полосой заграждения)*. Идеальный фильтр образуется только реактивными элементами — конденсаторами и катушками индуктивности. Поэтому в его полосе прозрачности потери энергии отсутствуют ($\alpha = 0$) и вся мощность сигнала выделяется в нагрузке. В полосе заграждения большая часть энергии сигнала отражается обратно к генератору.

Приведем краткую классификацию фильтров по виду амплитудно-частотных характеристик. На рис. 3.14 приведены идеальные АЧХ фильтров низких частот (ФНЧ), верхних частот (ФВЧ), полосно-пропускающего фильтра (ППФ) и полосно-заграждающего (режекторного) фильтра (ПЗФ).

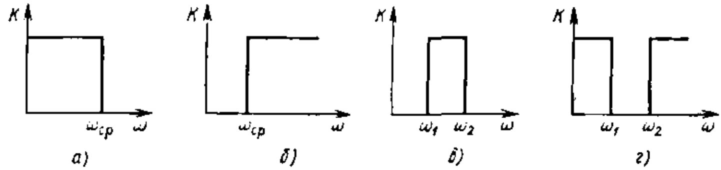


Рис. 3.14. Идеальные АЧХ фильтров: нижних частот (*а*), верхних частот (*б*), полосно-пропускающего (*в*) и заграждающего (*г*)

Основой построения фильтров является каскадное соединение Т- или П-образных цепей. На рис. 3.15 изображено соединение Т- и П-образных звеньев, которое называют лестничной цепью.

Прежде всего определим условие выбора сопротивлений в горизонтальных и вертикальных плечах лестничной цепи, обес-

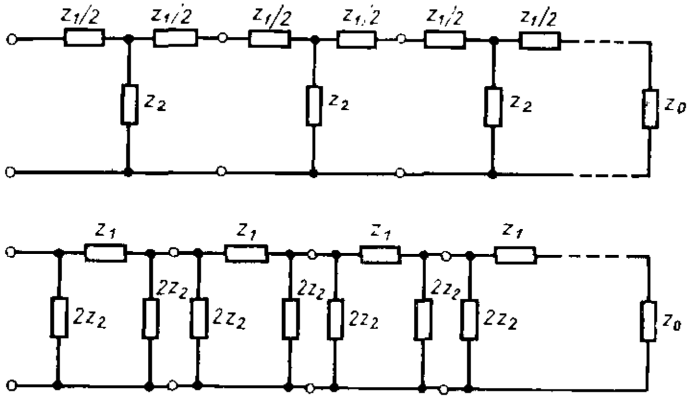


Рис. 3.15. Лестничная цепь, образованная каскадным включением Т- и П-образных звеньев

печивающее ее фильтрующие свойства. Будем считать, что цепь согласована, т. е. сопротивление нагрузки $z_н$ и внутреннее сопротивление генератора $z_г$ на входе цепи равны характеристическому сопротивлению фильтра. Заметим, что такое предположение следует рассматривать как условное и идеализированное, потому что в общем случае z_0, как и $z_н$, и $z_г$, зависят от частоты, и, следовательно, точное согласование может быть достигнуто лишь в очень узкой полосе частот.

Пусть z_1 и z_2 — чисто реактивные сопротивления одного знака: $z_1 = jx_1$, $z_2 = jx_2$. Звенья, образующие лестничную цепь, одинаковы. Входные и выходные сопротивления звеньев равны характеристическому сопротивлению. Поэтому свойства лестничной цепи полностью совпадают со свойствами отдельного Т- или П-образного звена.

Вычленим из цепи отдельное звено и в соответствии с (3.42) запишем

$$\operatorname{sh}(\dot{\gamma}/2) = \sqrt{x_1/(4x_2)}. \tag{3.43}$$

Подставляя в (3.43) $\dot{\gamma}=\alpha+j\beta$, получаем

$$\operatorname{sh}\frac{\dot{\gamma}}{2} = \operatorname{sh}\frac{\alpha}{2}\cos\frac{\beta}{2} + j\operatorname{ch}\frac{\alpha}{2}\sin\frac{\beta}{2} = \sqrt{x_1/(4x_2)}. \tag{3.44}$$

Так как справа стоит вещественное число, то мнимая часть (3.44) должна быть равна нулю: $\operatorname{ch}(\alpha/2)\sin(\beta/2)=0$. Гиперболический косинус в нуль не обращается никогда, поэтому $\sin(\beta/2)=0$, откуда коэффициент фазы $\beta=2k\pi$, $k=0, 1, 2, \ldots$ При таких значениях β имеем $|\cos(\beta/2)|=1$ и соотношение (3.44) принимает вид $\operatorname{sh}(\alpha/2)=\sqrt{x_1/(4x_2)}$, откуда следует, что коэффициент затухания не равен нулю на любой частоте и, следовательно, рассматриваемая лестничная цепь, содержащая в последовательных и параллельных ветвях реактивные сопротивления одного знака, не может быть фильтром.

Пусть теперь z_1 и z_2 — реактивные сопротивления разных знаков. Тогда под корнем в (3.43) стоит отрицательное число. Следовательно, $\operatorname{sh}(\dot{\gamma}/2)=j\sqrt{x_1/(4x_2)}$, и на основании соотношения (3.44) получаем

$$\operatorname{ch}(\alpha/2)\sin(\beta/2)=\sqrt{x_1/(4x_2)}, \quad \operatorname{sh}(\alpha/2)\cos(\beta/2)=0. \tag{3.45}$$

Второе равенство (3.45) справедливо при выполнении одного из двух условий:

$$\cos(\beta/2)=0, \quad \beta=(2k+1)\pi, \quad k=0, 1, 2, \ldots$$
$$\operatorname{sh}(\alpha/2)=0, \quad \alpha=0.$$

Таким образом, возникает принципиальная возможность обеспечить полосу прозрачности, в которой коэффициент затухания равен нулю, при этом фазовая характеристика цепи определяется уравнением

$$\sin(\beta/2)=\sqrt{x_1/(4x_2)}. \tag{3.46}$$

Найдем границу полосы прозрачности фильтра. В ее пределах $\alpha=0$, а следовательно, $\dot{\gamma}=j\beta$, $\operatorname{ch}\dot{\gamma}=\cos\beta$ и уравнение (3.41) примет вид $\cos\beta=1-x_1/(2x_2)$. Так как $|\cos\beta|$ не превышает единицы, то получим уравнение для определения граничных частот полосы прозрачности:

$$-1\leqslant 1-\frac{x_1}{2x_2}\leqslant 1 \quad \text{или} \quad 0\leqslant\frac{x_1}{4x_2}\leqslant 1. \tag{3.47}$$

В полосе заграждения $\alpha\neq 0$, но $\cos(\beta/2)=0$. Поэтому из первого соотношения (3.45) получим уравнения для определения коэффициента затухания в виде

$$\operatorname{ch}(\alpha/2) = \sqrt{x_1/(4x_2)}. \tag{3.48}$$

Рассмотрим конкретные типы фильтров.

Фильтры типа К. К ним относятся фильтры, произведение реактивных сопротивлений которых в последовательном и параллельном плечах — величина постоянная, и, следовательно, можно записать $x_1x_2 = K^2$, где K — произвольное число.

Рассмотрим фильтр нижних частот (рис. 3.16). Он образуется каскадным включением Т- и П-образных звеньев с индуктивностями в последовательном и емкостями в параллельных плечах.

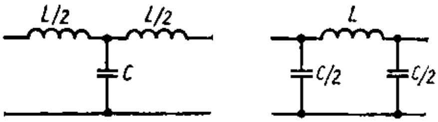


Рис. 3.16. Т- и П-образные звенья фильтра нижних частот

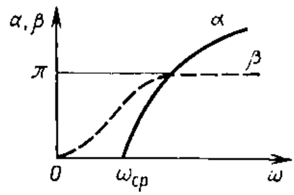


Рис. 3.17. Частотная зависимость затухания и вносимого фазового сдвига ФНЧ

Произведение сопротивлений плеч есть величина постоянная: $x_1x_2 = L/C$. Качественное рассмотрение АЧХ цепи приводит к выводу, что она реализует функцию ФНЧ. Действительно, на низких частотах (включая $\omega = 0$) сопротивление последовательного плеча мало, а параллельного велико, что приводит к возможности прохождения низкочастотного сигнала с небольшим ослаблением. На высоких частотах шунтирующее действие емкостного сопротивления и рост индуктивного сопротивления приводят к резкому ослаблению сигнала на выходе фильтра.

Найдем частоту среза ФНЧ. Из формулы (3.47) получим уравнение для определения частоты среза $\omega_{ср}$ в виде $x_{1ср}/(4x_{2ср}) = 1$. Подставляя сюда $x_{1ср} = \omega_{ср}L$, $x_2 = 1/(\omega_{ср}C)$, получаем

$$\omega_{ср} = 2/\sqrt{CL}. \tag{3.49}$$

Полоса прозрачности ФНЧ определяется соотношением $0 \leqslant \omega \leqslant \omega_{ср}$. Внутри этой полосы затухание сигнала равно нулю, а коэффициент фазы определяется из уравнения (3.46)

$$\sin\frac{\beta}{2} = \sqrt{\frac{x_1}{4x_2}} = \sqrt{\frac{\omega^2 LC}{4}} = \sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_{ср}}\right)^2} = \frac{\omega}{\omega_{ср}}.$$

В полосе заграждения ($\omega > \omega_{ср}$) коэффициент затухания определяется соотношением (3.48)

$$\operatorname{ch}\frac{\alpha}{2} = \sqrt{\frac{x_1}{4x_2}} = \frac{\omega}{\omega_{ср}}. \tag{3.50}$$

На рис. 3.17 представлены кривые затухания $\alpha(\omega)$ и фазового сдвига $\beta(\omega)$ фильтра. АЧХ фильтра имеет вид, обратный $\alpha(\omega)$.

Рассмотрим фильтр верхних частот (рис. 3.18). На низких частотах сигнал в нем ослаблен значительно сильнее, чем на

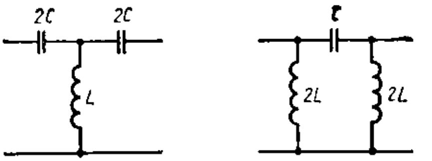


Рис. 3.18. Т- и П-образные звенья фильтра верхних частот

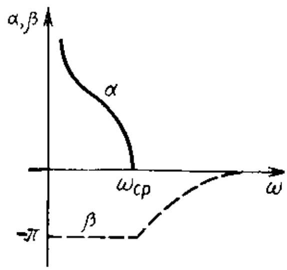


Рис. 3.19. Частотная зависимость затухания и вносимого фазового сдвига ФВЧ

верхних частотах, из-за шунтирующего действия относительно малого индуктивного сопротивления. Очевидно, что и для ФВЧ $x_1 x_2 = L/C$. На основе анализа, аналогичного анализу ФНЧ, найдем, что частота среза и коэффициент затухания ФВЧ совпадают с формулами (3.49) и (3.50) для ФНЧ. На рис. 3.19 изображены кривые затухания и фазового сдвига ФВЧ.

Рассмотрим полосно-пропускающий (полосовой) фильтр (рис. 3.20). Его действие можно пояснить следующим образом.

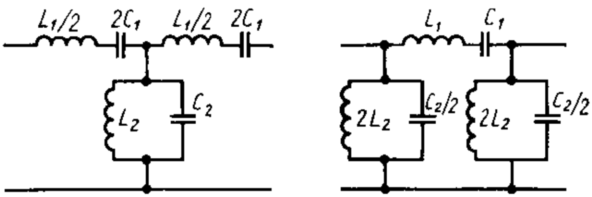


Рис. 3.20. Т- и П-образные звенья полосно-пропускающего фильтра

Если резонансные частоты последовательного и параллельного контуров одинаковы и равны ω_0, то в диапазоне частот $\omega < \omega_0$ последовательный контур в горизонтальной ветви эквивалентен емкостному сопротивлению, а параллельный контур эквивалентен индуктивному сопротивлению. Поэтому на частотах $\omega < \omega_0$ цепь, изображенная на рис. 3.20, эквивалентна фильтру верхних частот. На частотах $\omega > \omega_0$ сопротивления, эквивалентные контурам — индуктивное в последовательной ветви и емкостное в параллельной ветви, образуют эквивалентный фильтр нижних частот. Наложение амплитудно-частотных характеристик эквивалентных ФВЧ и ФНЧ приводит к АЧХ полосно-пропускающего фильтра.

Приведем количественные оценки характеристик ППФ. Последовательный и параллельный контуры имеют одинаковую резонансную частоту $\omega_0 = 1/\sqrt{L_1C_1} = 1/\sqrt{L_2C_2}$. Такое условие иногда называют синхронной настройкой.

Реактивные сопротивления контуров можно представить в виде

$$x_1 = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} = \frac{1}{\omega C_1}(1-\omega^2 L_1 C_1) = \frac{1}{\omega C_1}\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right],$$

$$x_2 = -\frac{1}{1/\omega L_2 - \omega C_2} = \omega L_2\left(\frac{1}{1-\omega^2 L_2 C_2}\right) = \omega L_2 \frac{1}{1-(\omega/\omega_0)^2}. \tag{3.51}$$

Как видно, произведение сопротивлений плеч есть число постоянное: $x_1x_2 = L_2/C_1$.

Частоты среза ППФ ω_1, ω_2 найдем из уравнения (3.47), подставив в него соотношения (3.51). Опустив преобразования, запишем

$$\omega_{1,2} = \omega_0\left(\sqrt{1+L_2/L_1} \pm \sqrt{L_2/L_1}\right). \tag{3.52}$$

Из соотношения (3.52) получим $\omega_1\omega_2 = \omega_0^2$, т. е. резонансная частота контуров ППФ является средним геометрическим частот среза фильтра и, следовательно, лежит в полосе прозрачности.

Из (3.52) полоса пропускания фильтра $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1 = 2\omega_0\sqrt{L_2/L_1}$. Подставляя сюда значение резонансной частоты ω_0, находим, что полоса пропускания полосно-пропускающего фильтра определяется только индуктивностью последовательного контура и емкостью параллельного контура:

$$\Delta\omega = 2/\sqrt{L_1C_2}. \tag{3.53}$$

Затухание в пределах полосы прозрачности отсутствует ($\alpha = 0$), а фазовая характеристика определяется уравнением (3.46).

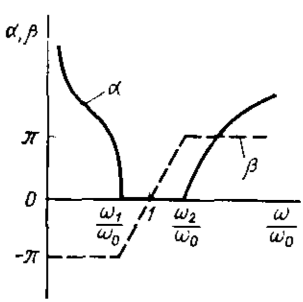


Рис. 3.21. Частотная зависимость затухания и вносимого фазового сдвига ППФ

Подставив в (3.46) значения x_1 и x_2, с учетом (3.53) получим

$$\sin\frac{\beta}{2} = \pm\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]\frac{\Delta\omega}{4\omega}.$$

В полосе заграждения коэффициент затухания определяется уравнением (3.48). Подставив в (3.48) значения сопротивлений, имеем

$$\mathrm{ch}\frac{\alpha}{2} = \left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]\frac{\Delta\omega}{4\omega}.$$

На рис. 3.21 приведены графики зависимостей коэффициента затухания и фазового сдвига ППФ.

Схема полосно-заграждающего (режекторного) фильтра изображена на рис. 3.22. Качественный анализ ПЗФ можно выполнить, как и для ППФ. Графики зависимостей коэффициента затухания и фазового сдвига ПЗФ приведены на рис. 3.23.

Влияние числа звеньев и нагрузки фильтра на его характеристики. *Анализ фильтров был выполнен при упрощающем* предположении, что активные потери элементов, образующих лестничную цепь, равны нулю. Поэтому в полосе прозрачности

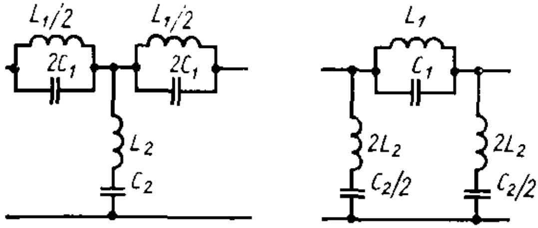


Рис. 3.22. Т- и П-образные звенья ПЗФ

коэффициент затухания строго равнялся нулю и, следовательно, не зависел от числа звеньев n в цепи. В полосе заграждения коэффициент затухания и фазовый угол растут пропорционально числу звеньев: αn, βn. Графически это выражается в росте крутизны кривой зависимости затухания от числа звеньев цепи

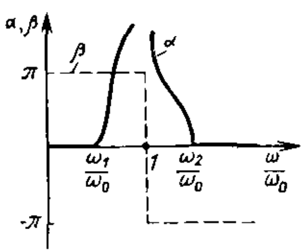


Рис. 3.23. Частотная зависимость затухания и вносимого фазового сдвига ПЗФ

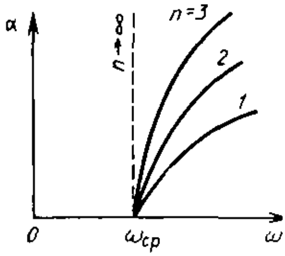


Рис. 3.24. Зависимость затухания ФНЧ от числа звеньев фильтра

(рис. 3.24). Следует отметить, что наиболее ощутимо увеличение затухания при увеличении n от одного до 4-5 звеньев в цепи. С дальнейшим ростом n крутизна затухания растет медленно.

Как видно из рис. 3.17, 3.19, графики α (ω) и β (ω) для различных видов фильтров имеют «излом» на границах полосы пропускания. Очевидно, что физически его не должно быть, и он появляется только из-за несовершенства принятой математической модели. Действительно, то предположение, что каждое звено и вся цепь согласованы, т. е. нагружены на характеристическое сопротивление z_0, весьма условно. Как уже отмечалось, z_0 является функцией частоты, как и сопротивление нагрузки и внутреннее сопротивление генератора. Поэтому в частотном диапазоне, безусловно, условие согласования нарушается. При приближении к частоте среза различие между z_0, $z_н$ и $z_г$ становится настолько существенным, что принятая упрощенная модель фильтра не отражает существа происходящих явлений. Их следствием становится то, что вблизи $\omega_{ср}$ зависимость $\alpha(\omega)$ изменяется: происходит плавное или колебательное увеличение затухания, обусловленное возникающим отражением сигнала. Заметим также, что в реальных цепях потери всегда есть и, следовательно, затухание в полосе прозрачности не равно нулю. Учет потерь приводит к дальнейшей корректировке реальных АЧХ и ФЧХ по сравнению с изображенными на рис. 3.17, 3.19, 3.21, 3.23. Тем не менее рассмотренная элементарная теория фильтров весьма важна, поскольку дает представление об устройстве, принципе действия и основных параметрах фильтров.

Фильтры типа М. Основным недостатком фильтров типа К является малая крутизна затухания вблизи частот среза. Этот недостаток преодолен в фильтрах типа М. Фильтры типа М получают из фильтров типа К, называемых прототипами, путем «перераспределения» реактивных сопротивлений в последовательных и параллельных плечах лестничной

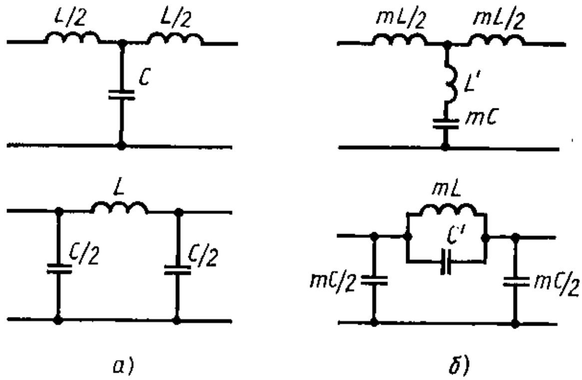


Рис. 3.25. Т- и П-образные звенья фильтра типа К (*а*) и фильтра типа М (*б*)

цепи. Например, в ФНЧ можно перенести «часть» индуктивности в параллельную ветвь или «часть» емкости в последовательную ветвь (рис. 3.25).

Можно предположить, что полученные таким образом цепи сохраняют фильтрующие свойства, если резонансные частоты контуров удовлетворяют следующему требованию: резонансная частота параллельного контура в горизонтальной ветви и резонансная частота последовательного контура в вертикальной ветви несколько ниже частоты среза ФНЧ. При этом реактивные эквивалентные сопротивления контуров имеют точно такой же характер, что и сопротивления, образующие ФНЧ. Однако у фильтров типа М можно ожидать существенно большую крутизну затухания вблизи частоты среза, так как приближение к ней сопровождается приближением последовательного (шунтирующего) и параллельного контуров к резонансу. В момент резонанса эквивалентное сопротивление последовательного контура становится близким нулю и его шунтирующее действие резко возрастает, а сопротивление параллельного контура в последовательной ветви стремится к очень большой величине, что приближает последовательную ветвь к разрыву цепи (эффект «фильтра-пробки»).

На рис. 3.26 приведены зависимости затухания от частоты для фильтров типов К и М, для двух различных значений ω_0', ω_0'' резонансной частоты последовательного контура. Как видно из рисунка, вблизи частоты среза крутизна кривой $\alpha(\omega)$ велика и резко увеличивается при приближении к собственной резонансной частоте контура ω_0' или ω_0'' (штриховой линией на рисунке показана зависимость затухания К-фильтра). Из графиков также следует, что вдали от $\omega_{ср}$ — за резонансной частотой контура — коэффициент затухания падает. Это вызвано тем, что на высоких частотах эквивалентные реактивные сопротивления контуров совпадают по знаку с реактивными сопротивлениями в других плечах и вместо LC-фильтра возникает делитель на индуктивностях или конденсаторах. Поэтому на практике фильтр составляют из звеньев с разными значениями параметра m, в том числе, как уже было замечено, в соединении с фильтрами-прототипами (типа К).

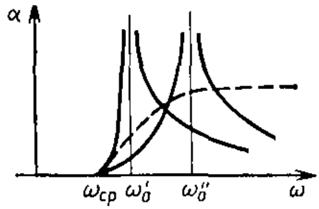


Рис. 3.26. Затухание в фильтре М нижних частот

§ 3.6. ОСНОВЫ СИНТЕЗА ФИЛЬТРОВ

Из элементарной теории фильтров можно сделать вывод, что между реальными АЧХ (или характеристиками затухания) и требуемыми большое различие. Действительно, форма АЧХ должна приближаться к прямоугольной, в то время как реальные характеристики лишь отдаленно напоминают прямоугольную форму. В практических случаях важно иметь количественную оценку приближения АЧХ реального фильтра на основе аппроксимации требуемой кривой.

Рассмотрим фильтр нижних частот. АЧХ идеального фильтра (рис. 3.14) заведомо нереализуема. Зададим коэффициент передачи мощности ФНЧ в виде

$$K_P = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leqslant \omega_н \leqslant 1, \\ 0 & \text{при } \quad \omega_н > 1, \end{cases}$$

где $\omega_н = \omega/\omega_{ср}$ — нормированная частота.

На практике широко используют аппроксимацию дробно-рациональной функцией вида

$$K_P(\omega_н) = 1/(1 + \omega_н^{2n}), \quad n = 1,\ 2,\ 3,\ \ldots \tag{3.54}$$

На рис. 3.27 изображены кривые, аппроксимирующие прямоугольную АЧХ, построенные по формуле (3.54). Фильтры, АЧХ которых задаются

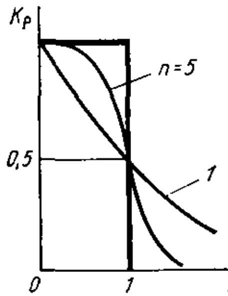


Рис. 3.27. Максимально плоская АЧХ ФНЧ

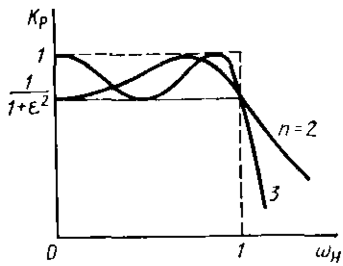


Рис. 3.28. Чебышевская характеристика ФНЧ

уравнением (3.54), называют фильтрами с максимально плоской характеристикой или фильтрами Баттерворта. Число n называют порядком фильтра. Как видно из (3.54), при $\omega_н = 1$ (на частоте среза) ослабление сигнала не зависит от порядка фильтра и составляет 3 дБ. На частотах, далеко отстоящих от частоты среза ($\omega_н \gg 1$), аппроксимирующая функция имеет вид $K_p \simeq \omega_н^{-2n}$, ослабление сигнала (дБ) α $10 \lg K_p(\omega_н) \simeq \simeq -20 n \lg \omega_н$. Из этой формулы следует, что изменение частоты на октаву (в 2 раза) приводит к ослаблению сигнала на 6 дБ. Другими словами, скорость затухания в полосе заграждения фильтров Баттерворта составляет 6 дБ/окт.

Другой способ аппроксимации АЧХ фильтров, также имеющий широкое практическое применение, связан с использованием полиномов Чебышева $T_n(\omega_н)$. Известно, что полиномы Чебышева на интервале $(-1, 1)$ наименее уклоняются от нуля, поэтому их использование для аппроксимации АЧХ прямоугольной формы позволяет получить количественную меру отклонения АЧХ в пределах полосы прозрачности.

Зададим коэффициент передачи мощности ФНЧ в виде

$$K_p(\omega_н) = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n(\omega_н)}, \tag{3.55}$$

где $\varepsilon < 1$ — постоянная, характеризующая неравномерность АЧХ в полосе прозрачности; n — порядок полинома.

Полиномы Чебышева определяются соотношением $T_n(\omega_н) = \cos(n \arccos \omega_н)$. При $n = 0$ $T_0 = 1$, при $n = 1$ $T_1 = \omega_н$. В точке $\omega_н = 1$ $T_n = 1$ и максимальные значения T_n на интервале (0, 1) также равны единице при любом n. Таким образом, неравномерность в полосе прозрачности (0, 1) не превышает значения $\varepsilon^2/(1+\varepsilon^2)$ (рис. 3.28). Пульсации тем меньше, чем меньше заданный параметр ε, но, с другой стороны, с ростом ε растет ослабление сигнала [это видно из (3.55)] за пределами полосы прозрачности. Поэтому, чтобы получить АЧХ чебышевского фильтра, необходимо подбирать два параметра: ε и n. Как показывает более глубокий анализ, чебышевские фильтры имеют крутизну ослабления бо́льшую, чем фильтры с максимально плоской аппроксимацией.

§ 3.7. СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ

Рассмотренные методы частотной фильтрации с помощью линейных пассивных цепей не были связаны с необходимостью выделения полезного сигнала на фоне помехи. Обеспечение высокой помехоустойчивости систем обработки информации является одной из наиболее важных задач, и она возникает в тех случаях, когда амплитуда полезного сигнала соизмерима с эффективным напряжением шума на входе приемной системы. Это типично для радиолокационных приемников, в которых обработка принятого сигнала не связана с сохранением его формы и сводится к получению узкого «выброса» полезного сигнала над уровнем шума.

Рассмотрим задачу выделения сигнала линейной стационарной цепью на фоне шума. Частотно-избирательная цепь, выполняющая обработку смеси сигнала и шума некоторым наилучшим образом, называется *оптимальным фильтром*. Критерием оптимальности в радиотехнике принято считать обеспечение максимума отношения сигнал-шум. Это требование приводит к выбору такой формы частотного коэффициента передачи фильтра, которая обеспечивает максимум отношения сигнал-шум на его выходе. Можно рассмотреть некоторые типичные сочетания сигнала и шума.

Пусть $S(\omega)$ — спектральная плотность сигнала, $W(\omega)$ — энергетический спектр помехи. В зависимости от вида этих функций можно определить АЧХ фильтра $K(\omega)$, осуществляющего оптимальную (в указанном смысле) фильтрацию сигнала на фоне помехи. Если $S(\omega)$ и $W(\omega)$ не перекрываются, то АЧХ оптимального фильтра представляет собой полосно-пропускающий фильтр, «настроенный» на спектр сигнала (рис. 3.29, *а*).

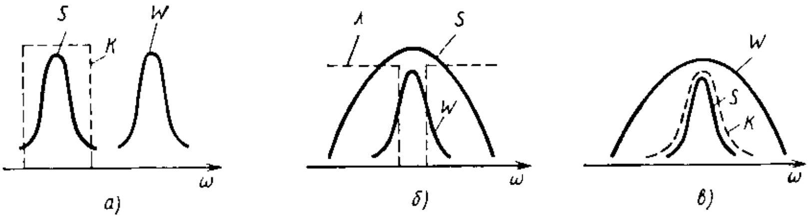


Рис. 3.29. Примеры согласованной фильтрации при одновременном действии сигнала и помехи

Если спектральная плотность сигнала значительно шире спектральной плотности помехи, то оптимальную фильтрацию сигнала можно осуществить с помощью полосно-заграждающего фильтра, «вырезающего» часть спектра сигнала вместе с полным спектром помехи (рис. 3.29, *б*).

В том же случае, когда спектральная плотность помехи перекрывает спектр сигнала, то АЧХ фильтра должна по виду масштабно повторять спектральную плотность сигнала (рис. 3.29, *в*). В этом случае ослабление сигнала из-за неравномерности $K(\omega)$ выражено меньше, чем ослабление помехи, поскольку $K(\omega)$ повторяет $S(\omega)$, и, следовательно, $K(\omega)$ стремится к нулю на тех участках частотного спектра, вклад которых в энергию сигнала мал. В результате на выходе фильтра помеха ослаблена по отношению к сигналу и обеспечено максимально возможное отношение сигнал-шум.

Из рассмотренных примеров ясно, что оптимальная фильтрация строится на принципе согласования АЧХ фильтра с формой спектральной плотности сигнала, а следовательно, и с видом сигнала. Поэтому оптимальный фильтр называют *согласованным*, а фильтрацию *согласованной* по отношению к известной форме входного сигнала.

Будем считать, что фильтр — линейный стационарный четырехполюсник, осуществляющий обработку смеси сигнала $u_{вх}(t)$ и шума, имеет частотный коэффициент передачи

$$\dot{K}(j\omega) = K(\omega)\, e^{j\varphi_K(\omega)}, \tag{3.56}$$

где $\varphi_K(\omega)$ — ФЧХ четырехполюсника.

Спектральная плотность входного сигнала $[u_{вх}(t) \leftrightarrow \dot{S}_{вх}(\omega)]$

$$\dot{S}_{вх}(\omega) = S_{вх}(\omega)\, e^{j\varphi_c(\omega)}, \tag{3.57}$$

где $\varphi_c(\omega)$ — ФЧХ сигнала.

Допустим для простоты (это не снижает общности полученного результата), что действующая на входе четырехполюсника помеха имеет характер белого шума (с равномерным энергетическим спектром $W_0=\mathrm{const}$).

Спектральная плотность сигнала на выходе фильтра определяется соотношением $\dot{S}_{\text{вых}}(\omega)=\dot{S}_{\text{вх}}(\omega)\dot{K}(\mathrm{j}\omega)$ (3.8). Используя соотношения (3.56) и (3.57), получим

$$\dot{S}_{\text{вых}}(\omega)=S_{\text{вх}}(\omega)\,K(\omega)\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\varphi_{\mathrm{c}}(\omega)+\varphi_K(\omega))}. \tag{3.58}$$

Найдем сигнал на выходе фильтра в произвольный момент времени t_0. Подставив $t=t_0$ и $\dot{S}_{\text{вых}}(\omega)$ (3.58) в формулу обратного преобразования Фурье (2.16), получим

$$u_{\text{вых}}(t_0)=\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty} S_{\text{вх}}(\omega)\,K(\omega)\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\varphi_{\mathrm{c}}(\omega)+\varphi_K(\omega)+\omega t_0)}\,\mathrm{d}\omega. \tag{3.59}$$

Дисперсия белого шума на выходе фильтра в соответствии с формулами (2.54) и (3.8)

$$\sigma^2_{\text{вых}}=\frac{W_0}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega)\,\mathrm{d}\omega. \tag{3.60}$$

Среднее квадратическое отклонение шума равно $\sqrt{\sigma^2_{\text{вых}}}$, а модуль мгновенного значения сигнала на выходе $|u_{\text{вых}}(t)|$. Поэтому отношение сигнал-шум равно $|u_{\text{вых}}(t)|/\sqrt{\sigma^2_{\text{вых}}}$. Используя выражения (3.59) и (3.60), получаем, что отношение сигнал-шум равно

$$\frac{\left|\dfrac{1}{2\pi}\displaystyle\int\limits_{-\infty}^{\infty} S(\omega)\,K(\omega)\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\varphi_{\mathrm{c}}+\varphi_K+\omega t_0)}\right|}{\left\{\dfrac{W_0}{2\pi}\displaystyle\int\limits_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega)\,\mathrm{d}\omega\right\}^{1/2}}. \tag{3.61}$$

Оптимальный коэффициент передачи фильтра максимизирует (3.61). Задача поиска оптимального частотного коэффициента передачи $K_{\text{opt}}(\omega)$ решается на основе неравенства Буняковского — Коши для определенных интегралов, согласно которому

$$\left|\int\limits_a^b f(x)\,\varphi^*(x)\,\mathrm{d}x\right|^2\leqslant\int\limits_a^b |f(x)|^2\,\mathrm{d}x\int\limits_a^b|\varphi(x)|^2\,\mathrm{d}x, \tag{3.62}$$

где $f(x)$ и $\varphi(x)$ — произвольные функции. Знак равенства в (3.62) имеет место в том случае, если функции $f(x)$ и $\varphi(x)$ равны или в общем случае связаны соотношением $f(x)=C\varphi^*(x)$, где C — постоянная. Будем считать, что $f(x)=\dot{S}_{\text{вх}}(\omega)=S_{\text{вх}}(\omega)\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi_{\mathrm{c}}(\omega)}$, а $\varphi(x)=K(\omega)\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\varphi_K(\omega)+\omega t_0)}$.

Максимум отношения (3.62) достигается при условии $\dot{S}_{вх}(\omega) = CK(\omega)\,e^{-j(\varphi_K(\omega)+\omega t_0)}$. Используя (3.57), получаем $S_{вх}(\omega)\,e^{j\varphi_c(\omega)} = CK(\omega)\,e^{-j(\varphi_K(\omega)+\omega t_0)}$. Если два комплексных числа равны, то равны их модули и аргументы. Поэтому

$$S_{вх}(\omega) = CK(\omega), \tag{3.63}$$

$$\varphi_c(\omega) = -(\varphi_K(\omega) + \omega t_0). \tag{3.64}$$

Подставив выражения (3.63) и (3.64) в (3.56), получим оптимальный частотный коэффициент передачи фильтра

$$\dot{K}_{opt}(\omega) = C^{-1}S_{вх}(\omega)\,e^{-j\varphi_c(\omega)}\,e^{-j\omega t_0} = C^{-1}\dot{S}^{*}_{вх}(\omega)\,e^{-j\omega t_0}. \tag{3.65}$$

Полученный результат подтверждает вывод о том, что частотный коэффициент передачи согласованного фильтра определяется спектральной плотностью сигнала, для выделения которого он предназначен. Амплитудно-частотная характеристика фильтра является масштабной копией спектральной плотности сигнала

$$K_{opt}(\omega) = C^{-1}S_{вх}(\omega).$$

Фазочастотная характеристика фильтра задана уравнением (3.64), физический смысл которого заключается в том, что ФЧХ оптимального фильтра должна быть построена таким образом, чтобы на выходе фильтра были скомпенсированы начальные фазы спектральных составляющих сигнала. После прохождения через фильтр в момент времени t_0 все элементарные спектральные составляющие имеют одинаковую фазу, следовательно, складываются когерентно и образуют «всплеск», выходного сигнала. Минимально возможное значение t_0 определяется тем, что для образования максимального выходного сигнала требуются все элементарные составляющие спектра или, иными словами, вся энергия сигнала. Это означает, что задержка сигнала при прохождении через фильтр не должна быть меньше, чем полная длительность сигнала. Таким образом, минимальное время t_0 должно быть равно длительности сигнала (импульса) $t_и$. Отсюда следует важный вывод, что использование согласованной фильтрации для увеличения отношения сигнал-шум возможно при импульсном сигнале или при ограниченной по длительности пачке импульсов.

§ 3.8. СОГЛАСОВАННЫЙ ФИЛЬТР ДЛЯ ЛЧМ-ИМПУЛЬСА

Как было показано в § 2.6, модуль АЧХ ЛЧМ-импульса при большой базе в пределах полосы $\Delta\omega = \mu t_и$, где μ — коэффициент пропорциональности, практически постоянная величина, а ФЧХ представляет квадратическую зависимость (рис. 2.14). Поэтому фильтр, согласованный с ЛЧМ-сигналом, в соответствии с (3.65) должен иметь постоянную АЧХ в пределах полосы частот, равной полной девиации, и фазовую характеристику, описываемую уравнением

$$\varphi_K(\omega) = [\omega(t) - \omega_н]^2/2\mu - \omega t_0. \tag{3.66}$$

Покажем, что требуемую ФЧХ фильтра можно реализовать на основе дисперсионной линии задержки, время задержки которой линейно зависит от частоты. Как известно, ФЧХ четырехполюсника и время задержки сигнала, проходящего через него,

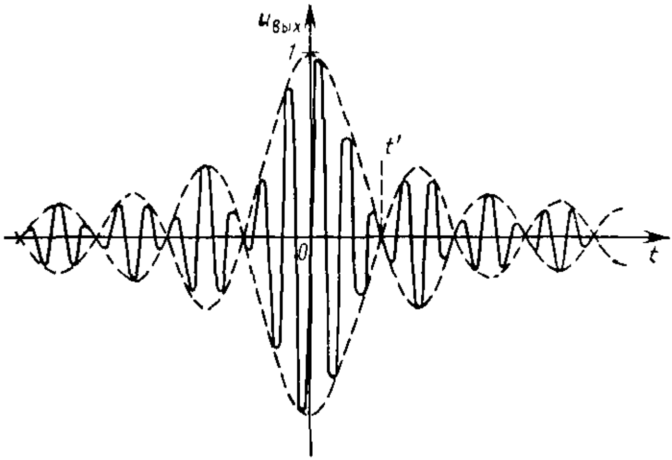


Рис. 3.30. Выходное напряжение на выходе согласованного фильтра с ЛЧМ-сигналом

связаны соотношением $t_з = -d\varphi_K(\omega)/d\omega$. Подставляя $\varphi_K(\omega)$ (3.66), находим

$$t_з = -[\omega(t) - \omega_н]/\mu + t_0. \tag{3.67}$$

При внутриимпульсной модуляции частота сигнала изменяется по линейному закону $\omega(t) = \omega_н + \mu t$ (2.36). Подставляя это выражение в (3.67), находим время задержки в фильтре $t_з = t_0 - t$.

Таким образом, все спектральные компоненты ЛЧМ-импульса задерживаются на одинаковое время $t_з$. Чтобы найти время появления на выходе фильтра спектральных компонентов, надо к $t_з$ прибавить величину t — время подачи импульса на вход фильтра. Следовательно, все спектральные компоненты одновременно появляются на выходе в момент времени t_0.

Найдем сигнал на выходе оптимального фильтра. Подставив в (2.16) соотношения (3.65), (3.8), получим

$$u_{вых}(t) = \frac{C^{-1}}{2\pi} \int\limits_{-\infty}^{\infty} S^2(\omega)\, e^{j\omega(t-t_0)}\, d\omega.$$

Подставив сюда $S(\omega)$ (2.37), находим

$$u_{\text{вых}}(t) = C^{-1} \frac{U^2}{4\mu} \int\limits_{\omega_\text{н}-\omega_\text{д}/2}^{\omega_\text{н}+\omega_\text{д}/2} e^{j\omega t'} d\omega = C^{-1} \frac{U^2}{4\mu} \int\limits_{\omega_\text{н}-\omega_\text{д}/2}^{\omega_\text{н}+\omega_\text{д}/2} \cos\omega t' \, d\omega +$$

$$+ jC^{-1} \frac{U^2}{4\mu} \int\limits_{\omega_\text{н}-\omega_\text{д}/2}^{\omega_\text{н}+\omega_\text{д}/2} \sin\omega t' \, d\omega, \qquad (3.69)$$

где $t' = t - t_0$.

Второй интеграл в (3.69) равен нулю, так как нечетная функция $\sin \omega t'$ интегрируется на симметричном интервале. После преобразований получим

$$u_{\text{вых}}(t) = A' \frac{\sin[\omega_\text{д}(t-t_0)]}{\omega_\text{д}(t-t_0)} \cos[\omega_\text{н}(t-t_0)]. \qquad (3.70)$$

График выходного сигнала изображен на рис. 3.30. Как видно, выходной сигнал действительно представляет собой «всплеск». Длительность основного лепестка обратно пропорциональна девиации частоты, так как первый нуль огибающей сигнала, как это следует из (3.70), попадает на момент времени $t' = t - t_0 = \pm\pi/\omega_\text{д}$. Поэтому $t'_{\text{вых}} = 2\pi/\omega_\text{д} = 4\pi/(\mu t_\text{и})$.

Коэффициент сжатия ЛЧМ-импульса, обеспечиваемый согласованным фильтром,

$$K_{\text{сж}} = t_\text{и}/t'_{\text{вых}} = \mu t_\text{и}^2/(4\pi) = B/(4\pi).$$

Таким образом, сжатие ЛЧМ-импульса пропорционально базе сигнала. Практические значения B порядка $10^3 \ldots 10^4$, поэтому длительность всплеска сигнала на выходе согласованного фильтра может быть уменьшена в $10^2 \ldots 10^3$ раз по сравнению с длительностью ЛЧМ-импульса.

ГЛАВА 4

ЛИНЕЙНЫЕ АКТИВНЫЕ ЦЕПИ

Активной называют цепь, содержащую активные элементы — транзисторы, электронные лампы. Иначе, активную цепь можно определить как цепь, коэффициент передачи мощности которой больше единицы. Эквивалентное представление цепи определяется режимом работы активного элемента. Для малых амплитуд переменного сигнала характеристики транзисторов и электронных ламп практически линейны. В этом случае активную цепь можно представить линейным четырехполюсником. Необходимо отметить, что большинство активных четырехполюсников невзаимны, т. е., как правило, $z_{12} \neq z_{21}$ (см. § 3.4). На входе активных четырехполюсников действуют источники сигнала, а к выходу подключено сопротивление нагрузки $z_н$. Под выходным напряжением при этом подразумевается падение напряжения на сопротивлении нагрузки. Для принятого направления тока во внешней цепи четырехполюсника (рис. 4.1, *а*) падение напряжения на нагрузке $\dot{U}_н$ равно по значению и противоположно по знаку $\dot{U}_2$ ($\dot{U}_2 = -\dot{I}_2 z_н$). В данной главе на основе теории линейного четырехполюсника рассматриваются основные характеристики активных линейных цепей, эффект обратной связи, критерии устойчивости цепей с обратной связью.

§ 4.1. АКТИВНЫЙ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИК КАК ЛИНЕЙНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Запишем соотношение (3.27) линейного четырехполюсника в виде

$$
\begin{aligned}
\dot{U}_1 &= \dot{I}_1 h_{11} + \dot{U}_2 h_{12}, \\
\dot{I}_2 &= \dot{I}_1 h_{21} + \dot{U}_2 h_{22}.
\end{aligned}
\tag{4.1}
$$

Соотношение (4.1) является системой уравнений контурных токов, в качестве которых выступают входной и выходной токи, заданные своими комплексными амплитудами. На рис. 4.1, *б*

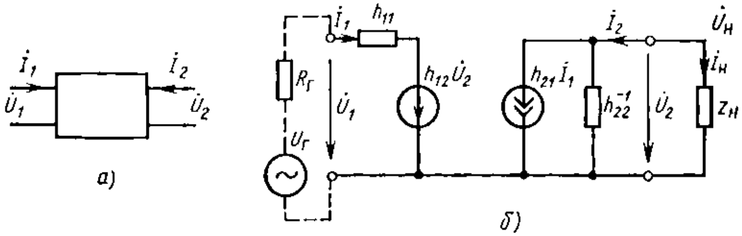


Рис. 4.1. Активный четырехполюсник (*а*) и его эквивалентная схема (*б*)

изображена эквивалентная схема четырехполюсника, построенная в соответствии с уравнениями (4.1). В этой схеме с помощью источника напряжения $\dot{U}_2 h_{12}$ учтено влияние напряжения $\dot{U}_2$ на величину $\dot{U}_1$, а с помощью источника тока $\dot{I}_1 h_{21}$ — влияние входного тока на ток $\dot{I}_2$.

Так как $\dot{U}_2 = -\dot{I}_2 z_н$, то второе уравнение (4.1) примет вид $\dot{I}_2 = \dot{I}_1 h_{21} - \dot{I}_2 h_{22} z_н$, откуда

$$\dot{I}_2/\dot{I}_1 = h_{21}/(h'_{22} z_н), \tag{4.2}$$

где $h'_{22} = h_{22} + G_н$, $G_н = \frac{1}{z_н}$. Соотношение (4.2) определяет частотный коэффициент передачи четырехполюсника по току

$$\dot{K}_I = h_{21}/(h'_{22} z_н).$$

Частотный коэффициент передачи по напряжению $\dot{K}_U = -\dot{U}_н/\dot{U}_1$ найдем, исключив ток $\dot{I}_1$ из первого уравнения (4.1) и использовав (4.2):

$$\dot{K}_U = -h_{21}/\Delta h', \tag{4.3}$$

где $\Delta h' = h_{11} h'_{22} - h_{12} h_{21}$.

Коэффициенты передачи в форме (4.2) и (4.3) можно рассматривать как коэффициенты усиления по току и напряжению активного четырехполюсника.

Входное сопротивление активного четырехполюсника — сопротивление на разомкнутых входных зажимах — найдем из первого уравнения (4.1)

$$z_{вх} = \dot{U}_1/\dot{I}_1 = h_{11} - h_{21} h_{12}/h'_{22}.$$

Выходное сопротивление $z_{вых}$ — сопротивление на разомкнутых выходных зажимах четырехполюсника при подключенном ко входу источнике сигнала с внутренним сопротивлением $R_г$ — найдем из второго уравнения (4.1)

$$\frac{1}{z_{вых}} = Y_{вых} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2} h_{21} + h_{22}.$$

При $U_г = 0$ $\dot{I}_1 = \dot{U}_2 h_{12}/(h_{11} + R_г) = \dot{U}_г h_{12}/h'_{11}$, где $h'_{11} = h_{11} + R_г$, и окончательно

$$Y_{вых} = h_{22} + h_{12} h_{21}/h'_{11}. \tag{4.4}$$

Полученные соотношения заметно упрощаются при условии $Z_н^{-1} \gg h_{22}$:

$$\dot{K}_I \simeq h_{21}, \quad z_{вх} \simeq h_{11},$$

$$\dot{K}_U = -h_{21} \frac{z_н}{z_{вх}} = -K_I \frac{z_н}{z_{вх}}. \tag{4.5}$$

Запишем первое уравнение системы (4.1) в виде функциональной зависимости $\dot{U}_1 = F(\dot{I}_1, \dot{U}_2)$. Используя разложение в ряд Тейлора по малым приращениям входного тока $\Delta \dot{I}_1$ и выходного напряжения $\Delta \dot{U}_2$, найдем приращение входного напряжения в виде

$$\Delta \dot{U}_1 = \frac{\partial U_1}{\partial I_1}\bigg|_{U_2=\mathrm{const}} \Delta I_1 + \frac{\partial U_1}{\partial U_2}\bigg|_{I_1=\mathrm{const}} \Delta U_2.$$

Сравнив полученное соотношение с первым уравнением (4.1), запишем

$$h_{11} = \frac{\partial \dot{U}_1}{\partial \dot{I}_1}\bigg|_{U_2=\mathrm{const}}, \qquad h_{12} = \frac{\partial U_1}{\partial U_2}\bigg|_{I_1=\mathrm{const}}.$$

Малыми приращениями являются малые переменные токи и напряжения. Таким образом, для малых сигналов параметры h_{11}, h_{12} (и, очевидно, h_{22}, h_{21}) являются дифференциальными и представляют собой наклон характеристик $U_1(I_1)$, $U_1(U_2)$ в заданной рабочей точке. Эти характеристики не являются линейными, поэтому система уравнений справедлива, строго говоря, при исчезающе малой амплитуде входных воздействий. Тем не менее положение рабочей точки может быть выбрано таким образом, что в довольно широкой области вблизи нее характеристики могут считаться линейными с достаточной степенью точности. В дальнейшем будем считать, что h-параметры относятся к переменным малым напряжениям и токам.

§ 4.2. ТРАНЗИСТОРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Для транзисторного усилителя — цепи, содержащей активный элемент (биполярный транзистор) и сопротивление нагрузки $z_н$,— необходимо обосновать эквивалентное представление транзистора в виде схемы рис. 4.1 и выразить h-параметры цепи через параметры транзистора, связанные с протекающими в нем физическими процессами и, следовательно, не зависящие от способа включения транзистора в цепь. К этим параметрам относятся: дифференциальные сопротивления эмиттерного перехода $r_э$, коллекторного перехода $r_к$ и базовой области $r_б$, коэффициент передачи тока эмиттера α, коэффициент передачи тока базы β. Как известно, ток эмиттера равен сумме тока базы $I_б$ и коллектора $I_к$. Ток базы определяется рекомбинационными явлениями в объеме и на поверхности базы. В современных транзисторах с малой шириной базы ток базы незначителен. Поэтому ток эмиттера почти равен току коллектора (за вычетом малого тока базы): $I_к/I_э=\alpha$, $\alpha \simeq 0{,}98...0{,}995$. Коэффициент передачи тока базы

$$\frac{I_к}{I_б} = \frac{I_к}{I_э - I_к} = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \beta$$

и, следовательно, $\beta \gg 1$. Ток эмиттера в основном определяется напряжением между базой и эмиттером и очень слабо зависит от напряжения на коллекторе. Это можно трактовать как весьма незначительную внутреннюю связь по напряжению между коллекторным и эмиттерным переходами. На достаточно низких частотах обычно пренебрегают внутренними реактивными сопротивлениями транзистора. На основании изложенного эквивалентную схему транзистора можно представить в виде Т-образной схемы, содержащей только активные сопротивления и источник тока в коллекторной цепи, отражающей эффект прямой передачи тока (рис. 4.2, *а*). Источник тока с шунтирующим сопротивлением $r_к$ может быть заменен эквивалентным источником напряжения $U_{экв}$ с внутренним сопротивлением $r_к$ (рис. 4.2, *б*).

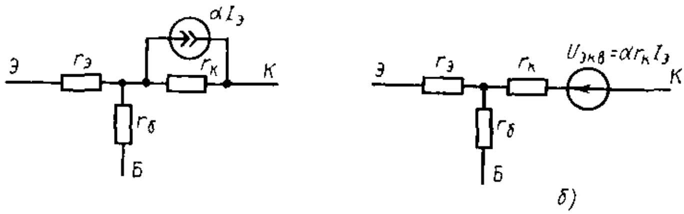


Рис. 4.2. Т-образная эквивалентная схема транзистора

Представление транзистора в виде четырехполюсника имеет ту особенность, что параметры цепи зависят от способа включения транзистора. Основные схемы включения транзистора в цепь: с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ) и с общим коллектором (ОК). В соответствии с эквивалентным представлением транзистора комплексные амплитуды напряжений и токов заменим их модулями. Заметим, что сопротивления $r_э$ и $r_б$ существенно меньше $r_к$.

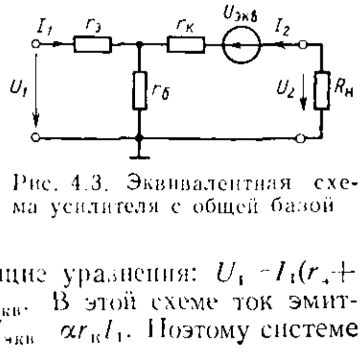


Рис. 4.3. Эквивалентная схема усилителя с общей базой

Усилитель с общей базой. В соответствии с эквивалентной схемой (рис. 4.3) запишем следующие уравнения: $U_1=I_1(r_э+r_б)+I_2r_б$, $U_2=I_1r_б+(r_к+r_б)I_2+U_{экв}$. В этой схеме ток эмиттера равен току I_1, следовательно, $U_{экв}=\alpha r_к I_1$. Поэтому системе уравнений соответствует *z*-матрица с параметрами

$$z_{11}=r_э+r_б, \qquad z_{12}=r_б,$$
$$z_{21}=r_б+\alpha r_к \simeq \alpha r_к, \quad z_{22}=r_к+r_б \simeq r_к.$$

Подставив в (3.29) выражения для *z*-параметров, получим для схемы ОБ

$$h_{11б}=r_э, \qquad h_{12б}=r_б/r_к,$$
$$h_{21б}=-\alpha, \quad h_{22б}=1/r_к.$$

В соответствии с (4.5) коэффициент усиления по току $K_I=-h_{21б}=-\alpha$, входное сопротивление $R_{вх}=r_э$. Коэффициент усиления по напряжению $K_U=\alpha R_н/r_э$. В соответствии с (4.4) выходное сопротивление

$$R_{вых} \simeq r_к \frac{R_г+r_э}{R_г+r_э+r_б}.$$

Таким образом, транзисторный усилитель ОБ имеет низкое входное и достаточно большое выходное сопротивление, что приближает его к источнику тока, управляемому током.

Усилитель с общим эмиттером. В соответствии с эквивалентной схемой (рис. 4.4) запишем уравнения

$$U_1 = I_1 (r_б + r_э) + I_2 r_э,$$
$$U_2 = I_1 r_э + I_2 (r_к + r_э) - U_{экв}.$$

В этой схеме ток эмиттера $I_э = I_1 + I_2$, следовательно, $U_{экв} = \alpha r_к (I_1 + I_2)$. Подставив $U_{экв}$ во второе уравнение, найдем элементы z-матрицы:

$$z_{11} = r_б + r_э, \qquad z_{12} = r_э,$$
$$z_{21} = r_э - \alpha r_к \simeq \alpha r_к, \quad z_{22} = r_к + r_э - \alpha r_к$$

и h-параметры схемы усилителя ОЭ

$$h_{11э} \simeq r_б + \beta r_э, \quad h_{12э} \simeq \beta r_э / r_к,$$
$$h_{21э} = \beta, \qquad h_{22э} \approx \beta / r_к.$$

При условии $R_н \ll r_к/\beta$ коэффициент усиления по току и входное сопротивление усилителя соответственно равны:

$$K_I \simeq h_{21э} = \beta, \quad R_{вх} = r_э h_{21э}. \tag{4.6}$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_U \simeq -h_{21э} \frac{R_н}{R_{вх}} = -\frac{R_н}{r_э}.$$

В соответствии с (4.4) выходное сопротивление

$$R_{вых} \simeq r_к \frac{R_г + r_б + h_{21э} r_э}{(R_г + r_б) h_{21э}}.$$

Таким образом, транзисторный усилитель ОЭ по усилению напряжения равноценен усилителю ОБ, но имеет усиление по току в $h_{21э}$ раз больше, чем в схеме ОБ. Следовательно, и усиление по мощности в схеме ОЭ в $h_{21э}$ раз больше, чем в схеме ОБ. Усилитель ОЭ имеет относительно большое входное сопротивление (приблизительно в $h_{21э}$ раз больше входного сопротивления схемы ОБ), что определяется малым входным током — током базы. Схема ОЭ имеет очень большое выходное сопротивление, приближающееся к сопротивлению коллекторного перехода. Усилитель ОЭ с такими параметрами приближается к источнику тока, управляемому напряжением.

Применительно к схеме ОЭ второе уравнение (4.1) принимает вид $I_к = I_б h_{21э} + U_2 h_{22э}$. Напряжение на нагрузке $U_н = I_к R_н = -U_2$, а ток базы $I_б = U_б / R_{вх}$, поэтому

$$I_к = (h_{21э}/R_{вх}) U_б - h_{22э} U_н. \tag{4.7}$$

Параметр $S = h_{21э}/R_{вх}$ является крутизной характеристики транзистора $I_к(U_б)$ в рабочей точке.

На основании соотношения (4.7) можно построить эквивалентную схему выходной цепи усилителя ОЭ (рис. 4.5). Коэффициент усиления схемы по напряжению $K_U = -SR_н$.

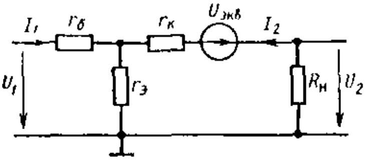


Рис. 4.4. Эквивалентная схема усилителя с общим эмиттером

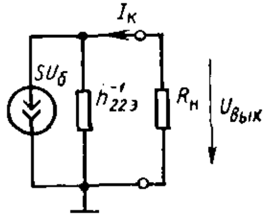


Рис. 4.5. Эквивалентная схема выходной цепи усилителя с общим эмиттером

Усилитель с общим коллектором. В соответствии с эквивалентной схемой (рис. 4.6) запишем уравнения

$$U_1 = I_1(r_б + r_к) + I_2 r_к + U_{экв},$$
$$U_2 = I_1 r_к + I_2 (r_э + r_к) + U_{экв}.$$

В этой схеме ток эмиттера равен по значению и противоположен по знаку току I_2, следовательно, $U_{экв} = -\alpha r_к I_2$ и система уравнений соответствует z-матрице с параметрами

$$z_{11} = r_б + r_к \simeq r_к, \quad z_{12} = r_к(1 - \alpha),$$
$$z_{21} = r_к, \quad z_{22} = r_э + r_к(1 - \alpha).$$

Найдем h-параметры схемы усилителя ОК:

$$h_{11к} \simeq r_б + \beta r_э, \quad h_{12к} \simeq 1,$$
$$h_{21к} = -(\beta + 1), \quad h_{22к} \simeq \beta / r_к.$$

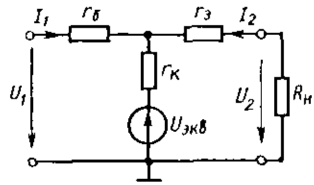


Рис. 4.6. Эквивалентная схема усилителя с общим коллектором

При условии $R_н \ll r_к/\beta$ коэффициент усиления по току $K_I = -(\beta + 1) \simeq -h_{21}$, и входное сопротивление усилителя $R_{вх} = (1 + h_{21э}) R_н$. Таким образом, коэффициент усиления по напряжению практически равен единице. Действительно, $K_U = -K_I R_н / R_{вх} \simeq 1$. Поэтому можно считать, что усилитель ОК повторяет на выходе входное напряжение как по значению, так и по фазе. По этой причине усилитель ОК называют *эмиттерным повторителем*.

В соответствии с приведенными соотношениями выходное сопротивление усилителя $R_{вых} \simeq r_э$. Как видно, выходное сопротивление усилителя ОК очень мало, и поэтому сопротивление нагрузки, шунтирующее $R_{вых}$, может быть при необходимости выбрано малым. Благодаря малому выходному сопротивлению эмиттерный повторитель близок идеальному генератору напряжения.

§ 4.3. ЦЕПИ ПИТАНИЯ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

Цепь питания служит для задания рабочей точки на характеристике $I_К(U_К)$ транзистора, т. е. напряжения на коллекторе и соответствующего тока коллектора. Однако сильная температурная зависимость параметров транзистора может привести к отклонению рабочей точки от ее расчетного положения. Поэтому выбор цепи питания обусловлен необходимостью стабилизации рабочей точки при изменении параметров транзистора. Основной причиной температурной нестабильности является зависимость обратного тока коллекторного перехода $I_{КБО}$ от температуры. В качестве оценочного соотношения можно принять $\mathrm{d}I_{КБО}/\mathrm{d}T \simeq 0{,}1\ I_{КБО}\mathrm{K}^{-1}$.

Показателем температурной стабильности транзистора принято считать коэффициент чувствительности:

$$S_{КБО} = \mathrm{d}I_к/\mathrm{d}I_{КБО}. \qquad (4.8)$$

Поэтому температурная стабильность рабочей точки усилителя может быть оценена как $S_T = S_{КБО}\mathrm{d}I_{КБО}(T)\ \mathrm{d}T$.

Как известно, статическими параметрами транзистора являются статический коэффициент передачи тока эмиттера $h_{21Б} = -(I_К - I_{КБО})/I_Э$ и статический коэффициент передачи тока базы $h_{21Э} = (I_К - I_{КБО})/(I_Б + I_{КБО})$. И так как $I_Б = I_Э - I_К$, то

$$h_{21Э} = |h_{21Б}|/(1 - |h_{21Б}|).$$

Абсолютное значение $h_{21Б}$ близко единице.

В схеме с общей базой

$$I_К = I_Э h_{21Б} + I_{КБО}, \qquad (4.9)$$

а в схеме с общим эмиттером $I_К = I_Б h_{21Э} + I_{КЭО}$. Ток $I_{КЭО}$ есть обратный ток коллектора (для схемы ОЭ) при токе базы, равном нулю:

$$I_{КЭО} = I_{КБО}/(1 - |h_{21Б}|) = (1 + h_{21Э}) I_{КБО}.$$

Следовательно, в схеме ОЭ

$$I_К = (1 + h_{21Э}) I_{КБО} + I_Б h_{21Э}. \qquad (4.10)$$

Для схемы ОБ можно считать $I_Э = \mathrm{const}$, и так как $I_К \gg I_{КБО}$, то смещение рабочей точки, вызванное нестабильностью обратного тока коллектора (4.9), не имеет существенного значения. Другая ситуация возникает в схеме ОЭ. Ток $I_{КЭО} \gg I_{КБО}$, и поэтому должны быть приняты меры по стабилизации рабочей точки.

Рассмотрим простейшую цепь питания, обеспечивающую стабилизацию тока базы в схеме ОЭ (рис. 4.7). При большом напряжении питания $U_п \gg U_б$ ток базы в рабочей точке определяется только напряжением $U_п$: $I_б = (U_п - U_б)/R_б \simeq U_п/R_Б$. Поэтому в соответствии с (4.8), (4.10) коэффициент чувствительности цепи $S_{КБО} = 1 + h_{21Э}$. Уменьшения величины $S_{КБО}$ можно добиться

Рис. 4.7. Простейшая цепь питания усилителя ОЭ

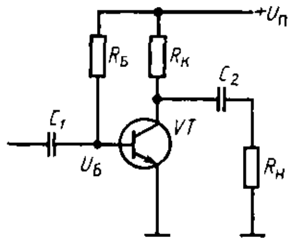
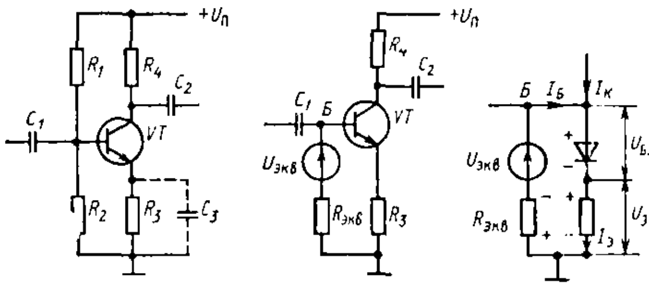


Рис. 4.8. Цепь питания, образованная делителем напряжения и резистором в цепи эмиттера (*а*), эквивалентные схемы входной цепи (*б*, *в*)



а) б) в)

в схеме, изображенной на рис. 4.8, *а*. В цепь базы включен делитель, образованный резисторами R_1 и R_2, цепь эмиттера — резистор R_3. Резистор R_1 является нагрузкой. Найдем ток базы. Согласно теореме об эквивалентном преобразовании источников (теорема Тевенина) цепь делителя преобразуем к виду рис. 4.8, *б*, а всю входную цепь усилителя — к виду 4.8, *в*, где

$$R_{экв} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}, \quad U_{экв} = \frac{U_п R_2}{R_1 + R_2}, \qquad U_э = I_э R_з,$$

$U_{БЭ}$ — падение напряжения на открытом переходе база — эмиттер. Ток базы создает на $R_{экв}$ падение напряжения $U_Б = I_Б R_{экв}$. Согласно теореме Кирхгофа для контура входной цепи (см. рис. 4.8, *в*) можно записать $U_{БЭ} + U_Э + U_Б - U_{экв} = 0$. Заменим $I_Э$ суммой токов коллектора и базы, пренебрежем малой величиной $U_{БЭ}$ и из последнего уравнения найдем ток базы

$$I_Б \simeq \frac{U_{экв}}{R_з + R_{экв}} - I_к \frac{R_з}{R_з + R_{экв}}.$$

Подставив $I_Б$ в (4.10), найдем ток коллектора

$$I_к = \frac{(1 + h_{21Э})\, I_{КБО}}{1 + \dfrac{h_{21Э} R_з}{R_з + R_{экв}}} + \frac{U_{экв} h_{21Э}}{R_з + R_{экв} + R_з h_{21Э}}.$$

Следовательно, коэффициент чувствительности схемы (4.8)

$$S_{КБО} = \frac{1 + h_{21Э}}{1 + h_{21Э} R_з/(R_з + R_{экв})}.$$

При правильно рассчитанной цепи питания знаменатель в полученном выражении может быть много больше единицы, поэтому при $h_{21} \gg 1$

$$S_{\text{КБО}} \simeq (R_з + R_{\text{экв}})/R_з = 1 + R_{\text{экв}}/R_з.$$

Обычно $R_{\text{экв}} \gg R_з$, а $R_2 < R_1$. Поэтому оценочное значение коэффициента чувствительности можно считать равным $S_{\text{КБО}} \simeq R_2/R_з$.

Высокая стабильность достигается благодаря двум обстоятельствам. Во-первых, сопротивления R_1 и R_2 выбираются достаточно малыми, чтобы ток, протекающий через них, был много больше тока базы. Этим обеспечивается стабилизация тока базы, так как ее потенциал практически не зависит от тока базы. Во-вторых, увеличение тока эмиттера вызывает уменьшение $U_{\text{БЭ}}$, что, в свою очередь, препятствует увеличению тока коллектора. Таким образом, ток коллектора в рабочей точке при изменении температуры изменяется очень мало.

Недостатком рассмотренной схемы питания транзистора является то, что на резисторе $R_з$ падает напряжение от переменной составляющей тока эмиттера. При малом сопротивлении $R_з$ это не оказывает существенного влияния на режим работы усилителя. В противном случае параллельно резистору включают конденсатор $C_з$, емкость которого обычно находится из условия $\frac{1}{\omega C_з} \ll R_з$ на нижней частоте спектра.

Заметим, что наличие резистора в цепи эмиттера, не шунтированного конденсатором, приводит к возрастанию входного сопротивления усилителя ОЭ. Действительно, в этом случае входное сопротивление (4.6) может быть записано в виде $R_{\text{вх}} \simeq h_{21э} R_з$ при $R_з \gg r_э$, $h_{21э} R_з \gg r_б$. Эти условия практически всегда выполняются. Подставив полученное выражение в соотношение (4.5), получим

$$K_U \simeq -R_4/R_з. \tag{4.11}$$

Следовательно, при выполнении определенных условий усиление по напряжению не зависит от параметров транзистора и равно отношению сопротивлений в цепи коллектора и эмиттера.

§ 4.4. АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РЕЗИСТИВНОГО И РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЕЙ

Одним из классификационных признаков усилителей является способ связи между каскадами и вид коллекторной цепи. Широко применяются три вида связи, в соответствии с которыми различают усилители с резистивно-емкостной, трансформаторной и непосредственной связью. Первые два вида обеспечивают развязку соседних каскадов по постоянному току, что, естественно, исключает возможность усиления сигналов постоянного тока. Непосредственная связь используется в усилителях постоянного тока, а также в ряде случаев для улучшения фазочастотных характеристик усилителей переменного тока. По виду коллекторной цепи усилители делятся на апериодические (резистивные) и резонансные. У апериодических усилителей в цепи коллектора включен резистор, у резонансных — колебательный контур.

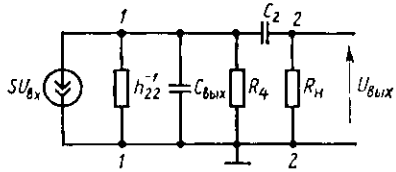


Рис. 4.9. Эквивалентная схема выходной цепи усилителя

Усилитель с резистивно-емкостной связью (рис. 4.8, *а*). Эквивалентная схема выходной цепи усилителя (рис. 4.9) не содержит элементов R_1—R_3, C_3, которые, как было показано, образуют цепь питания усилителя. Безусловно, эти элементы оказывают влияние на усилительные свойства, но в первом приближении для простоты и наглядности конечных результатов их можно не учитывать. Емкость $C_{вых}$ на эквивалентной схеме — выходная емкость транзистора, влияние которой имеет существенное значение на высоких частотах. Входное сопротивление следующего каскада считаем чисто активным. По отношению к рассматриваемому усилителю это сопротивление нагрузки $R_н$.

Определим сначала напряжение U_1 на зажимах *1-1*, создаваемое током $SU_{вх}$. Оно равно падению напряжения на сопротивлении, эквивалентном параллельно-последовательной цепи, расположенной справа от зажимов *1-1*. Обозначим это сопротивление $z_{экв}$ и запишем

$$z_{экв}=\frac{1}{h_{22}+j\omega C_{вых}+R_4^{-1}+[R_н+1/(j\omega C_2)]^{-1}}, \tag{4.12}$$

тогда

$$\dot U_1=SU_{вх}z_{экв}. \tag{4.13}$$

Напряжение на выходе усилителя (на зажимах *2-2*)

$$\dot U_{вых}=-U_1\frac{R_н}{R_н+1/(j\omega C_2)}=-U_1\frac{j\omega\tau_н}{1+j\omega\tau_н},$$

где $\tau_н=R_нC_2$ — постоянная времени нагрузочной цепи.

На основании (4.12) и (4.13) определим частотный коэффициент передачи

$$\dot K_U(j\omega)=\frac{\dot U_{вых}}{\dot U_{вх}}=-Sz_{экв}\frac{j\omega\tau_н}{1+j\omega\tau_н}. \tag{4.14}$$

Частотные свойства усилителя принято анализировать в области нижних, средних и верхних частот независимо.

В области нижних частот (вблизи $\omega\to 0$) сопротивление разделительного конденсатора $1/(\omega C_2)$ больше, чем сопротивление нагрузки $R_н$ (следовательно, $\omega\tau_н \ll 1$), влиянием проводимости $\omega C_{вых}$ и $[R_н+1/(j\omega C_2)]^{-1}$ в (4.12) можно пренебречь. Поэтому модуль выражения (4.14) принимает вид $K_U(\omega)\simeq SR_4\omega\tau_н$ при

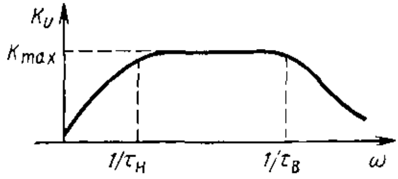
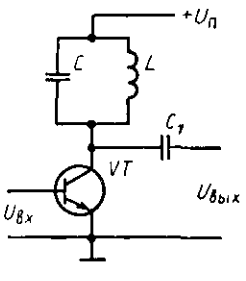


Рис. 4.10. АЧХ резистивного усилителя



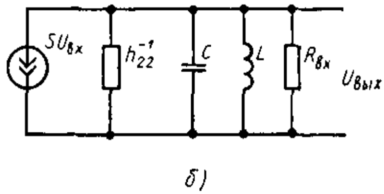


Рис. 4.11. Принципиальная (*а*) и эквивалентная (*б*) схемы резонансного усилителя

$R_4^{-1} \gg h_{22}$. В области средних частот, где $R_н \gg 1/(\omega C_2)$, а следовательно, $\omega\tau_н \gg 1$, проводимость $\omega C_{вых}$ по-прежнему мала, формула (4.14) еще более упрощается и модуль коэффициента передачи становится равным своему максимальному значению: $K_U(\omega) = K_{max} = SR_4$.

В области высоких частот, где проводимость $\omega C_{вых}$ соизмерима с R_4^{-1},

$$K_U(\omega) = K_{max}/\sqrt{1+(\omega\tau_в)^2}, \tag{4.15}$$

где $\tau_в = R_4 C_{вых}$. На очень высоких частотах, соответствующих условию $\omega C_{вых} \gg R_4^{-1}$, $K_U(\omega) \simeq K_{max}/(\omega\tau_в)$.

На рис. 4.10 построена АЧХ усилителя.

Резонансный усилитель ОЭ отличается от резистивного усилителя только видом нагрузочной цепи (рис. 4.11, *а*). В данном случае нагрузкой является входное сопротивление следующего каскада $R_{вх}$, шунтирующее параллельный колебательный контур. Эквивалентная схема выходной цепи усилителя изображена на рис. 4.11, *б*. Как правило, шунтирующее действие нагрузки достаточно велико, поэтому собственными потерями в контуре можно пренебречь.

Полная проводимость нагрузки с учетом внутренней проводимости транзистора h_{22} равна $Y_н = h_{22}+G_{вх}+j(\omega C-1/\omega L)$, где $G_{вх} = R_{вх}^{-1}$. *Как правило,* $G_{вх} \gg h_{22}$, *поэтому*

$$Y_н = G_{вх}\left[1 + jR_{вх}\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)\right].$$

С помощью соотношений (3.15), (3.16) получаем

$$Y_н \simeq G_{вх}\left(1 + j\frac{R_{вх}}{\rho}\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right),$$

где $\frac{R_{вх}}{\rho}\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} = Q\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} = \xi$ — обобщенная расстройка. Следовательно, полная проводимость нагрузки $Y_н = G_{вх}(1+j\xi)$.

Запишем выражение для коэффициента усиления:

$$\dot{K}_U(j\omega) = -\frac{S}{G_{вх}(1+j\xi)} = \frac{K_{max}}{\sqrt{1+\xi^2}}e^{j[\varphi(\xi)+\pi]},$$

где $K_{max} = SR_{вх}$ — максимальное значение модуля частотного коэффициента передачи на резонансной частоте контура; $\varphi(\xi)$ — фазочастотная характеристика контура.

Таким образом, *АЧХ резонансного усилителя совпадает с АЧХ контура, образующего нагрузочную цепь.*

Заметим, что выходная емкость транзистора компенсируется при настройке контура в резонанс. На сопротивлении нагрузки *не расходуется мощность источника питания*, поэтому оно может быть выбрано очень большим, что обеспечивает большое усиление на высоких частотах.

§ 4.5. ИМПУЛЬСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Основное требование, предъявляемое к импульсным усилителям — сохранение формы усиливаемого импульса на выходе. Импульсный сигнал имеет широкий спектр. Поэтому для сохранения формы импульса необходимо обеспечить возможно большую широкополосность усилителя. Добиться равномерности АЧХ в широкой полосе частот в обычной схеме усилителя ОЭ без специальных мер нельзя. Как уже было показано, на низких частотах уменьшение усиления вызвано возрастающим сопротивлением разделительного конденсатора, а на высоких — шунтирующим действием выходной емкости транзистора и емкости нагрузки. *И в том и другом случае происходит уменьшение* сопротивления нагрузки и, как следствие, падает усиление.

Для расширения полосы пропускания используют *специальные цепи низко- и высокочастотной коррекции* АЧХ усилителя. Корректирующие цепи позволяют понизить нижнюю граничную частоту $\omega_н$ в 5...20 раз при заданном уровне частотных искажений и увеличить в 2...3 раза верхнюю частоту $\omega_в$ по сравнению с нескорректированным усилителем. Так как $\omega_в \gg \omega_н$, то, очевидно, коррекция в области высоких частот расширяет полосу усиливаемых частот также в 2...3 раза.

Низкочастотная коррекция чаще всего реализуется с помощью *RC*-фильтра, включаемого в цепь коллектора (рис. 4.12, *а*). Коррекция состоит в том, что на очень низких частотах шунтирующее действие конденсатора $C_ф$ уменьшается и сопротивление нагрузки в коллекторной цепи возрастает, а следовательно, возрастает усиление.

Оценим влияние корректирующей цепи в области нижних частот. Эквивалентная схема выходной цепи усилителя с корректирующей цепью изображена на рис. 4.12, *б*. Сопротивление цепи в сечении *1-1* равно $1/z = 1/z_1 + 1/z_2$. Из рисунка следует, что

$$z_1 = R_4 + \frac{R_ф/(\mathrm{j}\omega C_ф)}{R_ф + 1/(\mathrm{j}\omega C_ф)} = R_4 \frac{1 + a_ф + \mathrm{j}a_ф\omega\tau_ф}{1 + \mathrm{j}\omega a_ф\tau_ф},$$

$$z_2 = R_н + \frac{1}{\mathrm{j}\omega C_2} = R_н \frac{1 + \mathrm{j}\omega\tau_н}{\mathrm{j}\omega\tau_н},$$

где $\tau_ф = R_4C_ф$; $\tau_н = R_нC_2$; $a_ф = R_ф/R_4$.

Таким образом,

$$\frac{1}{z} = \frac{1}{R_4}\left(\frac{1 + \mathrm{j}\omega a_ф\tau_ф}{1 + a_ф + \mathrm{j}a_ф\omega\tau_ф} + \frac{R_4}{R_н}\frac{\mathrm{j}\omega\tau_н}{1 + \mathrm{j}\omega\tau_н}\right).$$

В области нижних частот корректируемого диапазона частот можно считать $\omega\tau_н$ достаточно малой величиной, и так как $R_4/R_н < 1$, то вторым слагаемым в последнем выражении можно пренебречь и записать $z \simeq R_4(1 + a_ф + \mathrm{j}a_ф\omega\tau_ф)/(1 + \mathrm{j}a_ф\omega\tau_ф)$.

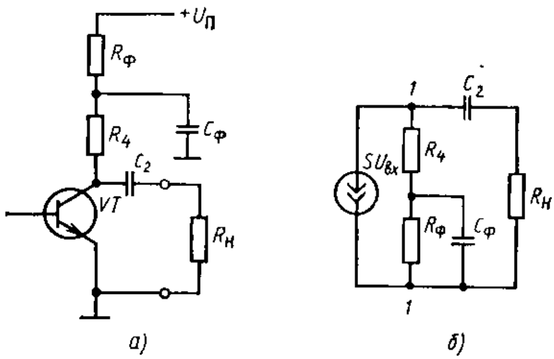


Рис. 4.12. Принципиальная схема усилителя с цепью низкочастотной коррекции (*а*) и эквивалентная схема замещения его выходной цепи (*б*)

По аналогии с формулой (4.14) для коэффициента передачи резистивного усилителя ОЭ запишем частотный коэффициент передачи импульсного усилителя для области нижних частот:

$$\dot{K}_н(\mathrm{j}\omega) = K_{max} \frac{1 + a_ф + \mathrm{j}a_ф\omega\tau_ф}{1 + \mathrm{j}a_ф\omega\tau_ф} \frac{\mathrm{j}\omega\tau_н}{1 + \mathrm{j}\omega\tau_н}. \qquad (4.16)$$

Полученное выражение при $a_ф = 0$ или $\tau_ф = 0$ переходит в формулу (4.14) для коэффициента усиления резистивного усилителя. Средний сомножитель (4.16) обеспечивает коррекцию начального участка АЧХ усилителя. Условием оптимальной коррекции считают равенство $\tau_ф = \tau_н$. Как видно из рис. 4.13, точная коррекция достигается при большом сопротивлении фильтра $R_ф$ или при $a_ф \gg 1$. Таким образом, величина $R_ф$ должна выбираться возможно большей, сообразуясь только с допустимым минимальным значением коллекторного тока.

В параллельной схеме высокочастотной коррекции имеет место относительный рост полного сопротивления нагрузки на верхних частотах за счет увеличения сопротивления индуктивности L (рис. 4.14, *а*). Корректирующая цепь наиболее эффективна при условии $R_н \gg R_4$. Эквивалентная схема выходной цепи усилителя с корректирующей индуктивностью изображена на рис. 4.14,*б*.

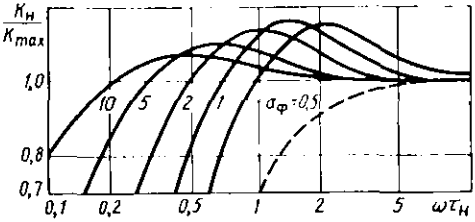


Рис. 4.13. АЧХ скорректированного усилителя в области нижних частот (штриховая кривая — АЧХ нескорректированного усилителя)

Частотный коэффициент передачи

$$\dot{K}_в(j\omega) = -Sz_н = -\frac{S}{j\omega C_{вых} + \dfrac{1}{R_4 + j\omega L}} =$$

$$= -\frac{S(R_4 + j\omega L)}{1 - \omega^2 LC_{вых} + j\omega R_4 C_{вых}}.$$

Для удобства расчетов введем безразмерный параметр $q = L/(R_4^2 C_{вых}) = L/(R_4\tau_в) = Q^2$, где $\tau_в = R_4 C_{вых}$; Q — добротность контура ($LC_{вых}$). С учетом принятых обозначений запишем частотный коэффициент передачи в виде

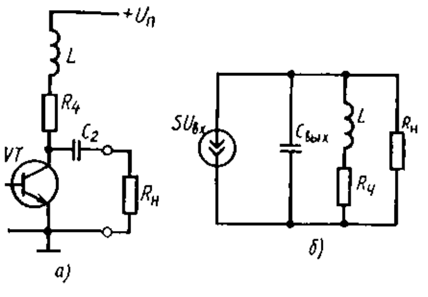


Рис. 4.14. Принципиальная схема усилителя с корректирующей индуктивностью в цепи коллектора (*а*) и эквивалентная схема его выходной цепи (*б*)

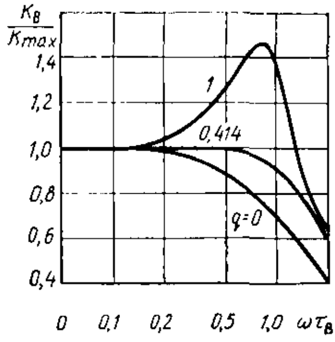


Рис. 4.15. АЧХ скорректированного в области верхних частот усилителя ($q = 0$ соответствует нескорректированному усилителю)

$$\dot{K}_в(j\omega) = K_{max}\frac{1 + j\omega\tau_в q}{1 - \omega^2\tau_в^2 q + j\omega\tau_в}.$$

АЧХ усилителя с корректирующей цепочкой в области верхних частот показана на рис. 4.15. Наименьшим частотным искажениям соответствует значение $q = 0,414$.

Заметим, что выбор параметров корректирующих цепей должен определяться требованием не только минимальных частотных искажений, т. е. предельно достижимой равномерности АЧХ усилителя, но и минимальных фазовых искажений, т. е. достижимым приближением к прямолинейной ФЧХ. Полученные соотношения позволяют рассчитать ФЧХ усилителя. Оказывается, что наименьшим фазовым искажениям соответствует $q = 0{,}32$. В зависимости от выбранного значения q параллельная схема высокочастотной коррекции позволяет увеличить полосу усиливаемых частот в 1,5...2 раза.

§ 4.6. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Дифференциальный усилитель (ДУ) — это симметричный усилитель постоянного тока с двумя входами и двумя выходами (рис. 4.16). В общей цепи эмиттеров включен источник тока, обеспечивающий постоянство суммы эмиттерных токов транзисторов. При одинаковых сигналах на входах ДУ благодаря симметрии схемы и одинаковым характеристикам транзисторов ток источника поровну распределяется между транзисторами $I_{э1} = I_{э2} = I_э/2$. Пренебрегая базовыми токами, можно показать, что в этом случае и коллекторные токи равны: $I_{к1} = I_{к2} = I_э/2$. Следовательно, разностное напряжение на выходе ДУ $u_р = (u_{вых1} - u_{вых2})$ равно нулю.

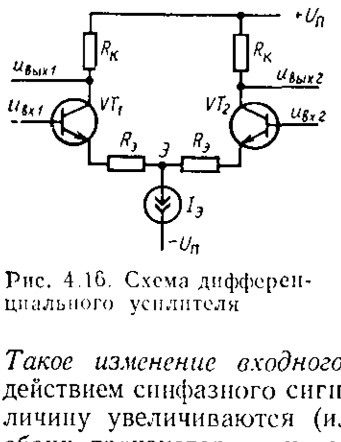


Рис. 4.16. Схема дифференциального усилителя

Рассмотрим реакцию усилителя на два вида возможных входных воздействий. Предположим, что сигналы на обоих входах изменились одновременно на одну и ту же величину. *Такое изменение входного сигнала называют синфазным.* Под действием синфазного сигнала одновременно на одну и ту же величину увеличиваются (или уменьшаются) коллекторные токи обоих транзисторов, и, следовательно, разностный сигнал на выходе усилителя по-прежнему равен нулю. Таким образом, разностный сигнал на выходе ДУ не зависит от абсолютных значений сигналов на его входах.

Предположим теперь, что на входах усилителя действуют сигналы различной величины. Такое изменение входного сигнала называют *дифференциальным или разностным сигналом.* В этом случае токи транзисторов изменятся: коллекторный ток одного транзистора увеличится, а другого уменьшится на одну и ту же величину, так как их сумма должна оставаться равной $I_э$. Следовательно, дифференциальный сигнал приведет к изменению коллекторных токов на $\Delta I_{к1} = -\Delta I_{к2}$, что, в свою очередь, вызовет появление разностного сигнала на выходе усилителя. По отношению к дифференциальному сигналу определяют коэффициент усиления усилителя $K_р = (u_{вых1} - u_{вых2})/(u_{вх1} - u_{вх2})$.

Очевидно, что реальный усилитель имеет неизбежный разброс параметров транзисторов и источник тока в общей цепи эмиттеров отличается от идеального. Поэтому действие синфазного сигнала также вызовет появление хотя и малого, но разностного сигнала на выходе усилителя. Синфазный сигнал $u_{сф} = (u_{вх1} + u_{вх2})/2$, поэтому коэффициент усиления синфазного сигнала $K_{сф} = 2(u_{вых1} - u_{вых2})/(u_{вх1} + u_{вх2})$.

Определим коэффициент усиления по разностному и синфазному сигналам. Для этого представим напряжения на входах усилителя в виде суммы составляющих синфазного и разностного сигналов: $u_{вх1} = u_{сф} + u_р/2$, $u_{вх2} = u_{сф} - u_р/2$, где, $u_р = u_{вх1} - u_{вх2}$. Сначала рассмотрим усиление разностного сигнала. Считая $u_{сф} = 0$, имеем $u_{вх1} = u_р/2$, $u_{вх2} = -u_р/2$. Из симметрии схемы следует, что оба плеча ДУ имеют одинаковые коэффициенты усиления. Следовательно, коэффициент усиления разностного сигнала по обоим выходам

$$K_{р1} = \frac{u_{вых1}}{u_р} = \frac{K}{2}, \quad K_{р2} = -\frac{u_{вых2}}{u_р} = -\frac{K}{2}.$$

Здесь K — коэффициент усиления схемы ОЭ. В соответствии с формулой (4.11) и обозначениями в схеме ДУ (рис. 4.16) получим $K_р = R_к/(2R_э)$.

Таким образом, в режиме разностного сигнала ДУ эквивалентен усилителю одного из плеч с коэффициентом усиления, в два раза меньшим, чем коэффициент усиления усилителя в схеме ОЭ. Объяснить это можно тем, что при разностном сигнале перераспределение коллекторных токов обоих транзисторов не изменяет потенциала точки *Э* (рис. 4.16), так как $\Delta I_{к1} = -\Delta I_{к2}$, а входной сигнал оказывается дважды приложенным к переходу база — эмиттер каждого транзистора.

Рассмотрим работу усилителя при действии синфазного сигнала. Положим $u_р = 0$, тогда $u_{вх1} = u_{вх2} = u_{сф}$. В этом случае ток в усилителе распределится таким образом, что по-прежнему $I_{к1} = I_{к2} = I_э/2$. Чтобы соблюдалось это соотношение, необходимо, чтобы потенциал в точке *Э* изменился точно на величину $u_{сф}$. Тогда между базой и эмиттером транзисторов сохранится постоянной исходная разность потенциалов $U_{бэ}$. Следовательно, оба плеча ДУ в этом случае работают как два параллельно включенных усилителя с общим эмиттерным сопротивлением R_i, равным внутреннему сопротивлению источника тока. Таким образом, в режиме синфазного сигнала напряжение на выходе одного плеча $u_{вых} = i_к R_к = \frac{i_э}{2} R_к = \frac{u_{сф}}{2R_i} R_к$. Отсюда следует, что коэффициент усиления синфазного сигнала $K_{сф} = \frac{u_{вых}}{u_{сф}} = \frac{R_к}{2R_i}$.

Важным параметром дифференциального усилителя является *коэффициент ослабления синфазного сигнала*, который определяется как $K_{осл\,сф}=K_р/K_{сф}=R_i/R_э$. Коэффициент ослабления, синфазного сигнала высококачественных дифференциальных усилителей составляет $10^4\ldots10^5$, и поэтому обычно его значение оценивают в децибелах (80. . .100 дБ). Чтобы обеспечить столь эффективное подавление синфазного сигнала, в качестве источника тока используют транзистор, включенный по схеме ОЭ (рис. 4.17).

Рассмотрим частотные характеристики усилителя. Наибольший интерес представляет зависимость коэффициента ослабления

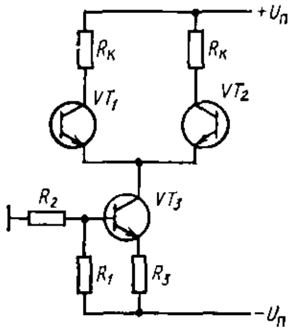


Рис. 4.17. Дифференциальный усилитель с источником тока в эмиттерной цепи

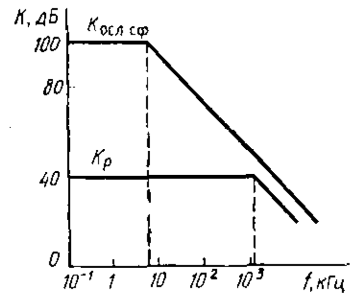


Рис. 4.18. Частотная зависимость коэффициента ослабления синфазного сигнала и коэффициента усиления разностного сигнала

синфазного сигнала и коэффициента усиления разностного сигнала в диапазоне верхних частот. Как было показано, спад усиления вызывается действием паразитной выходной емкости транзистора. Поэтому по аналогии с формулой (4.15) можно записать, что в области верхних частот

$$\frac{K_р}{K_{р\,max}}=\frac{1}{\sqrt{(\omega\tau_р)^2+1}},\qquad \frac{K_{сф}(\omega)}{K_{сф\,max}}=\frac{1}{\sqrt{1+(\omega\tau_{сф})^2}},$$

где $\tau_р=C_{вых}R_к$; $\tau_{сф}=C_{вых}R_i$; $C_{вых}$ — выходная емкость транзистора.

Так как $\tau_{сф}\gg\tau_р$, в силу того, что $R_i\gg R_к$, то спад коэффициента усиления синфазного сигнала начнется на частотах, существенно меньших, чем спад коэффициента усиления разностного сигнала. Следовательно, граничная частота коэффициента ослабления синфазного сигнала намного меньше, чем граничная частота $K_р$ (рис. 4.18).

Важной характеристикой дифференциального усилителя является напряжение разбаланса. При равных токах коллекторов двух транзисторов напряжения база — эмиттер отличаются хотя и незначительно, поэтому разность выходных напряжений не точно равна нулю при $u_р=0$. Напряжением разбаланса U_0 называют разность входных напряжений, которую необходимо приложить для того, чтобы соблюдалось равенство $u_{вых1}=u_{вых2}$ при $u_р=0$. Если использовать пару транзисторов на одном кристалле и специально подобранную пару резисторов $R_к$, то U_0 будет составлять несколько милливольт. Балансировка усилителя (т. е. сведение U_0 к нулю) может осуществляться несколькими способами (рис. 4.19).

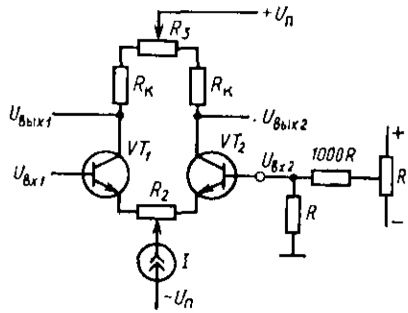


Рис. 4.19. Схема балансировки дифференциального усилителя

Если используется только один вход усилителя, то ко второму его входу можно приложить постоянное напряжение, снимаемое с потенциометра R_1, и тем самым скомпенсировать U_0. Для удобства установки малых напряжений дополнительно используют делитель напряжения (на схеме 1000 R : R). Если используются оба входа, то различие между $U_{БЭ}$ транзисторов устраняют с помощью эмиттерных резисторов R_2 — потенциометра, плечи которого одновременно обеспечивают отрицательную обратную связь по току. Третий способ балансировки ДУ заключается в управлении коллекторными токами $I_{к1}$, $I_{к2}$ с помощью потенциометра R_3.

Рассмотрим дрейф напряжения разбалансировки. При неизменном $U_{БЭ}$ и повышении температуры напряжение $U_{БЭ}$ каждого транзистора уменьшается приблизительно на 2 мВ/К. Это эквивалентно приложению синфазного сигнала амплитудой 2 мВ/К ко входу усилителя, который появляется на выходе «усиленным» в $K_{сф}$ раз как дрейф $U_{вых}$. Чем больше ослабление синфазного сигнала, тем меньше дрейф $U_{вых}$.

Два транзистора одного типа никогда не имеют абсолютно одинаковых температурных коэффициентов. В связи с этим появляется разностное напряжение дрейфа, которое, конечно, на несколько порядков меньше величины 2 мВ/К. Как и полезный сигнал, оно усиливается в $K_р$ раз. Для получения малого дрейфа необходимо, чтобы два наиболее близких по своим параметрам транзистора работали при одинаковой температуре. Проще всего эти требования выполняются для транзисторов, выполненных на одном кристалле в едином технологическом цикле. Так, для пары дискретных транзисторов дрейф напряжения разбаланса достигает 100 мкВ/К, а для транзисторов в интегральном исполнении он составляет 0,1. . .5 мкВ/К.

§ 4.7. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В АКТИВНОМ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКЕ

Под обратной связью (ОС) понимают воздействие выходного тока или напряжения четырехполюсника на его входной ток или напряжение. В активном четырехполюснике принципиально всегда существует внутренняя ОС, обусловленная физическими процессами, протекающими в активном элементе. В инженерной практике *приходится считаться с неизбежным воздействием выходного напряжения на входное.* Следствием внутренней ОС являются трудно предсказуемые, нежелательные нарушения работы цепи.

Для улучшения технических характеристик усилителя (в том числе и для нейтрализации внутренней ОС) широко используется внешняя ОС. Наиболее простой способ ее реализации

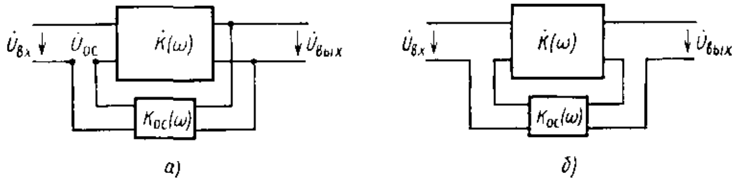


Рис. 4.20. Четырехполюсники с обратной связью по напряжению (*а*) и по току (*б*)

состоит в соединении выхода четырехполюсника с его входом непосредственно или через четырехполюсник.

В соответствии с возможными типами соединения входных и выходных зажимов двух четырехполюсников различают цепи обратной связи по напряжению и по току (рис. 4.20). Результат действия ОС зависит от того, в какой фазе относительно входного напряжения вводится напряжение обратной связи. В усилителях применяется главным образом отрицательная ОС, при которой фаза напряжения на выходе цепи обратной связи противоположна фазе напряжения входного сигнала усилителя. Отрицательная обратная связь снижает коэффициент усиления (по модулю), но одновременно, как будет показано, стабилизирует характеристики усилителя. В случае положительной обратной связи фаза напряжения на выходе цепи обратной связи совпадает с фазой напряжения входного сигнала. Поэтому возможно и такое определение вида ОС: *если введение ОС уменьшает коэффициент усиления (по модулю), то связь отрицательная,* в противном случае связь положительная.

Найдем частотный коэффициент передачи четырехполюсника, охваченного ОС. Для конкретности рассмотрим последовательную ОС по напряжению (рис. 4.20, *а*). Частотный коэффициент передачи четырехполюсника, охваченного ОС, $\dot K_{п}(j\omega) = \dot U_{вых}/\dot U_{вх}$.

Напряжение на выходе четырехполюсника обратной связи

$\dot{U}_{\text{ос}} = \dot{K}_{\text{ос}}(\mathrm{j}\omega)\,\dot{U}_{\text{вых}}$, где $\dot{K}_{\text{ос}}(\mathrm{j}\omega)$ — частотный коэффициент передачи цепи ОС.

Напряжение на выходе основного четырехполюсника $\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{K}(\mathrm{j}\omega)(\dot{U}_{\text{вх}} + \dot{U}_{\text{ос}})$, где $\dot{K}(\mathrm{j}\omega)$ — частотный коэффициент передачи основного четырехполюсника. Подставляя сюда выражение для $\dot{U}_{\text{ос}}$ и решая полученное уравнение относительно $\dot{U}_{\text{вых}}$, находим

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{U}_{\text{вх}} \frac{\dot{K}(\mathrm{j}\omega)}{1 - \dot{K}(\mathrm{j}\omega)\,\dot{K}_{\text{ос}}(\mathrm{j}\omega)}.$$

Отсюда следует, что

$$\dot{K}_0(\mathrm{j}\omega) = \frac{\dot{K}(\mathrm{j}\omega)}{1 - \dot{K}(\mathrm{j}\omega)\,\dot{K}_{\text{ос}}(\omega)}. \tag{4.17}$$

Формула (4.17) определяет коэффициент передачи замкнутой системы с обратной связью. Произведение $\dot{H}(\mathrm{j}\omega) = \dot{K}(\mathrm{j}\omega)\dot{K}_{\text{ос}}(\mathrm{j}\omega)$ есть частотный коэффициент передачи разомкнутой цепи ОС или *петлевой коэффициент усиления цепи ОС*.

Из (4.17) следует, что если на какой-либо частоте выполняется условие $K_0(\omega) < K(\omega)$, то ОС на данной частоте отрицательная. При $\dot{K}(\mathrm{j}\omega)\,\dot{K}_{\text{ос}}(\mathrm{j}\omega) \to 1$ усиление всей цепи стремится к бесконечности. Это означает, что цепь становится неустойчивой — какие угодно малые флуктуации тока или напряжения в цепи приводят ее к самовозбуждению.

Рассмотрим влияние ОС на работу усилителя. Будем считать, что коэффициенты передачи $\dot{K}(\mathrm{j}\omega)$ и $\dot{K}_{\text{ос}}(\mathrm{j}\omega)$ являются действительными величинами: K, $K_{\text{ос}}$. Это позволяет записать (4.17) в виде

$$K_0 = K/(1 - KK_{\text{ос}}). \tag{4.18}$$

Исследуем стабильность коэффициента усиления замкнутой цепи. Как видно из (4.18), K_0 является функцией двух независимых величин K и $K_{\text{ос}}$, иначе $K_0 = F(K, K_{\text{ос}})$. Поэтому отклонение значений K и $K_{\text{ос}}$ на ΔK и $\Delta K_{\text{ос}}$ от своих средних значений функционально связано с отклонением ΔK_0 от среднего значения K_0. Причиной изменения усиления усилителя и коэффициента передачи цепи обратной связи могут быть флуктуации напряжения источников питания, температурные колебания параметров транзисторов и другие причины. Значения $\Delta K/K$ и $\Delta K_{\text{ос}}/K_{\text{ос}}$ дают количественную оценку относительной стабильности усилителя и цепи ОС. Используя разложение в ряд Тейлора, находим

$$\Delta K_0 = \frac{\partial F}{\partial K}\Delta K + \frac{\partial F}{\partial K_{\text{ос}}}\Delta K_{\text{ос}}.$$

Полученное соотношение можно трактовать как независимое влияние нестабильности усилителя и цепи ОС на нестабильность усилителя, охваченного ОС.

Вычислив производные функции $F(K, K_{oc})$, заданной формулой (4.18), найдем

$$\Delta K_0 = \frac{1}{(1-KK_{oc})^2}\Delta K + \frac{K^2 \Delta K_{oc}}{(1-KK_{oc})^2}.$$

Перейдем к относительным величинам. Для этого обе части полученного равенства поделим на K_0. Используя (4.18), находим

$$\frac{\Delta K}{K_0} = \frac{1}{1-KK_{oc}}\frac{\Delta K}{K} + \frac{K \Delta K_{oc}}{1-KK_{oc}}.$$

Из этого выражения видно, что изменение усиления при наличии ОС может сильно отличаться от усиления при отсутствии ОС. Количественно это отличие определяется модулем и знаком петлевого коэффициента усиления KK_{oc}. Если обратная связь отрицательная ($KK_{oc}<0$), а произведение $|KK_{oc}|\gg 1$, то

$$\frac{\Delta K_0}{K_0} \simeq \frac{1}{|KK_{oc}|}\frac{\Delta K}{K} - \frac{\Delta K_{oc}}{K_{oc}}.$$

Как видно, отрицательная обратная связь в KK_{oc} раз улучшает стабильность усилителя и не влияет на стабильность цепи ОС. Отсюда следует важный практический вывод: при использовании отрицательной обратной связи (ООС) надо уделить особое внимание стабильности цепи ОС. Практически это вполне достижимо, так как элементами цепи ОС являются устойчиво работающие пассивные элементы (резисторы, конденсаторы). Все основные дестабилизирующие факторы связаны с усилителем, но они сильно подавляются ООС.

Таким образом, усилитель с ООС характеризуется существенно более высокой стабильностью работы. Очевидно также, что ООС, повышая стабильность усиления в KK_{oc} раз, во столько же раз уменьшает коэффициент усиления. Сохранение необходимого *усиления возможно при каскадном включении усилителей* с ООС, охватывающей всю цепь (рис. 4.21).

Анализ влияния ОС на стабильность работы усилителя был бы более полным при учете ФЧХ усилителя и цепи ОС. Конечно, нестабильность фазового сдвига, вносимого усилителем, также подавляется отрицательной ОС. Нестабильность же фазового сдвига цепи ОС в рабочей полосе частот имеет принципиальное значение. В реальной цепи всегда есть реактивные элементы, создающие дополнительные флуктуирующие фазовые сдвиги, которые, складываясь случайным образом, могут привести в сумме к инверсии фазы петлевого коэффициента усиления, и тогда отрицательная ОС обратится в положительную. В таком случае дестабилизирующие факторы только усиливаются. Поэтому при больших значениях KK_{oc} требуются специальные схемотехнические приемы для уменьшения крутизны ФЧХ цепи ОС.

Рис. 4.21. Каскадное включение четырехполюсников, охваченных обратной связью

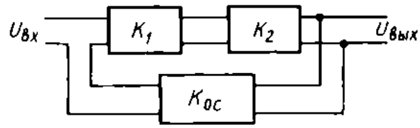
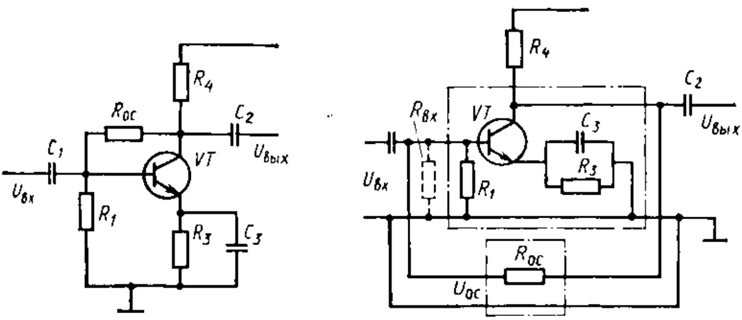
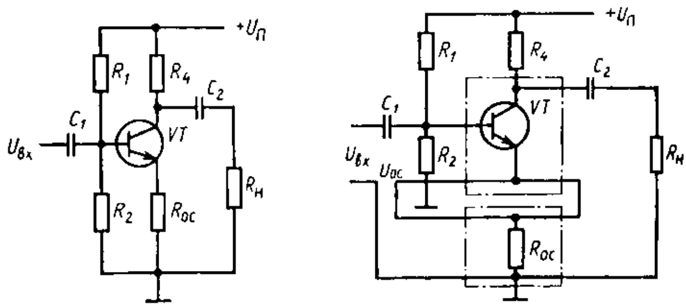


Рис. 4.22. Усилитель с параллельной обратной связью по напряжению



а) б)

Наиболее распространены схемы параллельной ОС по напряжению и последовательной ОС по току. Примером последовательной ОС по напряжению является эмиттерный повторитель.



а) б)

Рис. 4.23. Усилитель с последовательной обратной связью по току

Для определения коэффициента передачи цепи отрицательной ОС через параметры конкретной схемы вычисляют напряжение на выходе цепи ОС. Так, для схемы, изображенной на рис. 4.22, *а*, выходное напряжение $U_{вых}$ приложено к параллельно-последовательной цепочке резисторов: R_1 и $R_{вх}$ соединены параллельно между собой и последовательно с резистором обратной связи $R_{ос}$. Если $R_{вх} \gg R_1$ (рис. 4.22, *б*), то имеем простой делитель $R_1 R_{ос}$. Напряжение на этом делителе и есть напряжение цепи обратной связи $\dot{U}_{ос} = \dot{U}_{вых} R_1/(R_1 + R_{ос})$. Следовательно, коэффициент передачи цепи обратной связи $K_{ос} = R_1/(R_1 + R_{ос})$.

Штрихпунктирной линией на рис. 4.22, *б* показаны четырехполюсник (усилитель) и четырехполюсник обратной связи.

Для схемы с последовательной отрицательной ОС по току (рис. 4.23, *а*, *б*) $K_{\text{ос}}=R_{\text{ос}}/R_{\text{н}}$.

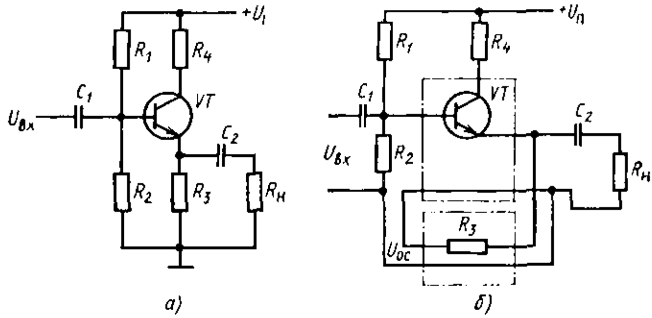


Рис. 4.24. Эмиттерный повторитель

Для эмиттерного повторителя (рис. 4.24, *а*, *б*) $K_{\text{ос}}=1$, так как все напряжение с сопротивления в цепи эмиттера $R_э$ поступает на вход усилителя.

§ 4.8. УСТОЙЧИВОСТЬ ЛИНЕЙНЫХ АКТИВНЫХ ЦЕПЕЙ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Физический смысл понятия «устойчивая работа активной цепи» состоит в том, что устойчивая цепь после прекращения действия внешних возмущений возвращается в исходное состояние. В противном случае любое внешнее возмущение приводит к развивающимся во времени колебательным процессам вплоть до генерации. Следовательно, в устойчивой активной цепи переходные процессы должны быть затухающими.

Таким образом, возникает, по крайней мере, два возможных пути анализа устойчивости: исследование переходного процесса замкнутой цепи и частотной зависимости петлевого коэффициента усиления цепи обратной связи. Первый путь приводит к так называемому *алгебраическому критерию устойчивости*, второй — к *частотному (или геометрическому) критерию устойчивости*. Между ними, разумеется, существует глубокая внутренняя связь.

Алгебраический критерий устойчивости. Из теории электрических цепей известно, что напряжения (или токи) на входе и выходе произвольной линейной цепи связаны между собой дифференциальным уравнением

$$a_n\frac{d^n u_{\text{вых}}}{dt^n}+a_{n-1}\frac{d^{n-1}u_{\text{вых}}}{dt^{n-1}}+\ldots+a_1\frac{du_{\text{вых}}}{dt}+a_0u_{\text{вых}}=$$

$$=b_m\frac{d^m u_{\text{вх}}}{dt^m}+b_{m-1}\frac{d^{m-1}u_{\text{вх}}}{dt^{m-1}}+\ldots+b_1\frac{du_{\text{вх}}}{dt}+b_0u_{\text{вх}}, \qquad (4.19)$$

где m, n — числа, определяющие порядок уравнения, принято также называть порядком цепи; a_n, b_m — постоянные вещественные числа.

Примером цепи первого порядка служат RC-цепи, рассмотренные в § 3.2. Дифференциальные уравнения, связывающие входное и выходное напряжения в этих цепях, и формулы (3.10), (3.13) являются частным случаем соотношения (4.19). Заметим, что обычно для реальных цепей $m>n$, в частности это видно из (3.10), (3.13).

Проблема устойчивости сводится к анализу зависимости выходного напряжения от времени при $u_{вх}=0$. Действительно, в этом случае анализируются собственные колебания, т. е. те колебания, которые принципиально могут существовать в цепи. Это, конечно, не значит, что они обязательно возникают в реальных условиях, когда $u_{вх}\neq 0$.

Полагая в (4.19) $u_{вх}=0$, получаем однородное дифференциальное уравнение, решением которого являются собственные колебания цепи:

$$a_n \frac{d^n u_{вых}}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} u_{вых}}{dt^{n-1}} + \ldots + a_1 \frac{du_{вых}}{dt} + a_0 u_{вых} = 0. \quad (4.20)$$

Известно, что решением этого уравнения являются функции вида $e^{p_i t}$, где p_i — корни характеристического уравнения

$$a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \ldots + a_1 p + a_0 = 0. \quad (4.21)$$

Поэтому общее решение однородного уравнения (4.20) является линейной комбинацией экспоненциальных функций:

$$u_{вых}(t) = \sum_{i=1}^{n} C_i e^{p_i t}.$$

Корни характеристического уравнения могут быть комплексными, вещественными или мнимыми. Условию устойчивости удовлетворяют только отрицательные вещественные корни или комплексные корни с отрицательной вещественной частью. Первые описывают апериодические изменения напряжения, вторые — затухающие колебания. Следовательно, эти корни соответствуют физическому критерию устойчивости — собственные колебания цепи должны быть затухающими. Таким образом, для устойчивой работы цепи необходимо, чтобы корни характеристического уравнения замкнутой цепи находились в *левой полуплоскости комплексного переменного* p, что, в свою очередь, соответствует отрицательной вещественной части всех корней характеристического уравнения.

Теперь рассмотрим уравнение (4.19) с иной позиции. Колебаниям в цепях можно соотнести изображение по Лапласу. Запишем соответствие между оригиналом и изображением: $u_{вх}(t) \risingdotseq U_{вх}(p)$, $u_{вых}(t) \risingdotseq U_{вых}(p)$ (напомним, что p — комплексная частота $p=\sigma+i\omega$). Вычислив преобразование Лапласа для обеих частей уравнения (4.19), получим

$$(a_n p^n + a_{n-1}p^{n-1} + \ldots + a_1 p + a_0)\, U_{\text{вых}}(p) =$$
$$= (b_m p^m + b_{m-1}p^{m-1} + \ldots + b_1 p + b_0)\, U_{\text{вх}}(p),$$

откуда найдем коэффициент передачи в операторной форме

$$K(p) = \frac{b_m p^m + b_{m-1}p^{m-1} + \ldots + b_1 p + b_0}{a_n p^n + a_{n-1}p^{n-1} + \ldots + a_1 p + a_0}. \tag{4.22}$$

Знаменатель дроби (4.22) совпадает с характеристиками уравнением (4.21). Поэтому корни уравнения p_i можно интерпретировать как полюса операторного коэффициента передачи. Тогда критерий устойчивости замкнутой цепи можно сформулировать следующим образом: *все полюса коэффициента передачи замкнутой цепи должны находиться в левой полуплоскости плоскости комплексной частоты* p.

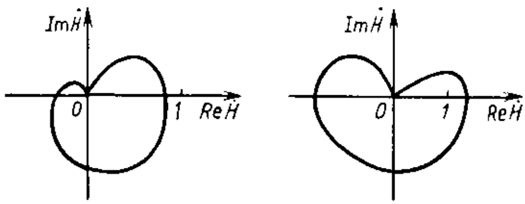
Частотный критерий устойчивости — критерий Найквиста. Алгебраический критерий устойчивой работы усилителя равносилен требованию, что модуль петлевого коэффициента усиления не должен обращаться в единицу в правой полуплоскости плоскости p. В этом случае, разумеется, в правой полуплоскости нет и полюсов функции $K(p)$.

Для дальнейшего анализа необходимо установить взаимно однозначное соответствие плоскости комплексного переменного $p = \sigma + j\omega$ и плоскости $\dot{H}(p) = u(\sigma, \omega) + jv(\sigma, \omega)$. Правая полуплоскость плоскости p ограничена мнимой осью ($j\omega$) и полуокружностью радиуса $R \to \infty$. При движении вдоль мнимой оси от $j\infty$ к $-j\infty$ функция $\dot{H}(p) = \dot{K}(p)\dot{K}_{\text{ос}}(p)$ на плоскости H отображается кривой, вид которой определяется функциональной зависимостью $\dot{H}(j\omega)$. Таким образом, мнимая ось отображается на плоскость в кривую, заданную уравнением $\dot{H}(j\omega) = \dot{K}(j\omega)\dot{K}_{\text{ос}}(j\omega) = u(\omega) + jv(\omega)$. Отсюда

$$u(\omega) = K(\omega) K_{\text{ос}}(\omega) \cos[\varphi_{\text{к}}(\omega) + \varphi_{\text{ос}}(\omega)],$$
$$v(\omega) = K(\omega) K_{\text{ос}}(\omega) \sin[\varphi_{\text{к}}(\omega) + \varphi_{\text{ос}}(\omega)],$$

где $\varphi_k(\omega)$, $\varphi_{\text{ос}}(\omega)$ — фазочастотные характеристики усилителя и цепи ОС.

На контуре бесконечно большого радиуса функция $\dot{H}(p)$ стремится к нулю. Действительно, при $p \to \infty$ (значения p расположены на полуокружности радиуса $R \to \infty$) в числителе и знаменателе (4.22) имеет смысл сохранять только члены высшего порядка: $p^n \gg p^{n-1} \gg \ldots$; $p^m \gg p^{m-1} \gg \ldots$ при $p \to \infty$. Поэтому на окружности $R \to \infty$ функция $\dot{K}(p)$ примет вид $\dot{K}(p) = \frac{b_m}{a_n} p^{(m-n)}$. При $n > m$ функция $\dot{K}(p)$, а следовательно, и $\dot{H}(p)$ стремятся к нулю при $R \to \infty$. Таким образом, полуокружность бесконечно большого радиуса отображает в точку начала координат плоскости H. Следовательно, поведение $\dot{H}(p)$ однозначно определяется замкнутой кривой $\dot{H}(j\omega)$ на плоскости H. В соответствии с правилом обхода контуров движение вдоль мнимой оси (сверху вниз) соответствует обходу замкнутой кривой $\dot{H}(j\omega)$ при изменении частоты от $+\infty$ до $-\infty$. Вся правая полуплоскость

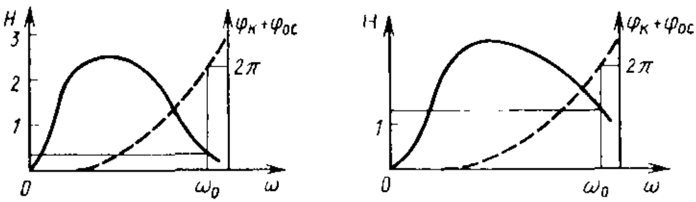


а) б)

Рис. 4.25. Диаграмма Найквиста для устойчивой (*а*) и неустойчивой (*б*) цепей

плоскости p отображается во внутреннюю область замкнутой кривой $\dot{H}(\omega)$.

Таким образом, можно утверждать, что активная линейная *цепь устойчива*, если ее петлевой коэффициент усиления не



а) б)

Рис. 4.26. АЧХ (————) и ФЧХ (— — —) устойчивой (*а*) и неустойчивой (*б*) цепей

охватывает точку $(1+j\,0)$. В противном случае *цепь неустойчива*. Это условие называется критерием устойчивости Найквиста. Кривую $\dot{H}(j\omega)$ называют диаграммой Найквиста (рис. 4.25).

Исходя из критерия Найквиста, обычно используют сравнительно простой способ определения частотной области устойчивой работы усилителя. Для устойчивой работы усилителя необходимо, чтобы в полосе рабочих частот выполнялось условие $K(\omega)K_{oc}(\omega)<1$ при $\varphi_k(\omega)+\varphi_{oc}(\omega)=2\pi$.

Примеры АЧХ и ФЧХ устойчивой и неустойчивой цепей приведены на рис. 4.26.

§ 4.9. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Принцип работы операционного усилителя (ОУ) аналогичен принципу работы дифференциального усилителя. Отличительной особенностью ОУ является использование обратной связи.

Свойства и параметры обычного усилителя полностью определяются его схемой, а свойства и параметры ОУ определятся преимущественно параметрами цепи обратной связи. ОУ выполняется по схеме *дифференциального усилителя постоянного* тока с очень большим коэффициентом усиления и несимметричным выходом.

Ранее (при использовании электронных ламп и дискретных транзисторов) подобные усилители применялись исключительно в аналоговых вычислительных устройствах для выполнения различных математических операций. Отсюда и произошло их название. ОУ в интегральном исполнении по размерам и стоимости практически не отличаются от дискретных транзисторов.

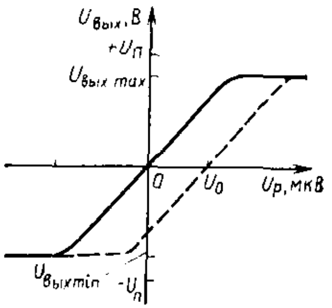


Рис. 4.27. Передаточная характеристика ОУ

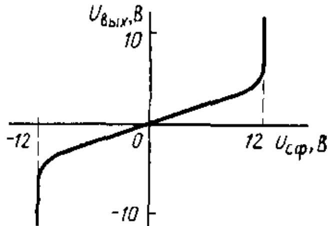


Рис. 4.28. Передаточная характеристика ОУ при синфазном сигнале

Реализация различных схем на их основе значительно проще, чем на дискретных транзисторах.

Важнейшими характеристиками ОУ являются пригодность для усиления постоянного напряжения, высокое входное и низкое выходное сопротивления, большой коэффициент усиления по напряжению, близкая нулю разность *напряжений между входами*. В последнем проявляется действие цепи обратной связи, наличие которой приводит к тому, что разность напряжений между входами стремится к нулю.

Рассмотрим основные параметры ОУ. Дифференциальный (разностный) коэффициент усиления ОУ $K_р = u_{вых}/u_р$ составляет 10^4...10^6. Он называется также собственным коэффициентом усиления ОУ, т. е. в отсутствие обратной связи. Передаточная характеристика усилителя для разностного сигнала показана на рис. 4.27. В диапазоне $U_{вых\ max}$...$U_{вых\ min}$ передаточная характеристика практически линейна. Этот диапазон называется *областью усиления*. *В области насыщения* с ростом $u_р$ увеличения $u_{вых}$ не происходит. Границы области усиления $U_{вых\ max}$ и $U_{вых\ min}$ отличаются приблизительно на 3 В от соответствующих напряжений питания, а напряжение входного сигнала ограничено значением ± 100 мкВ.

Передаточная характеристика идеального ОУ проходит через *нулевую точку, а передаточная характеристика реальных* ОУ, как правило, сдвинута вправо или влево от нуля. Таким образом, для того чтобы добиться $U_{вых}=0$, необходимо подать на вход ОУ определенную разность напряжений, называемую напряжением смещения нуля U_0. Обычно в качественных усилителях это напряжение мало и во многих случаях оно может не учитываться. Когда же величиной U_0 пренебречь нельзя, она может быть сведена к нулю балансировкой нуля, аналогичной рассмотренной для дифференциальных усилителей. Во многих ОУ, выполненных на ИС, для подключения цепи балансировки предусмотрены специальные выводы. Дрейф нуля зависит от времени t, температуры T и напряжения источника питания $U_п$: $\Delta U_0(t, T, U_п)=(\partial U_0/\partial T)\Delta T+(\partial U_0/\partial t)\Delta t+(\partial U_0/\partial U_п)\Delta U_п$. Здесь $\partial U_0/dT$ — температурный дрейф (обычно 3...10 мкВ/К); $\partial U_0/\partial t$ — временной дрейф, который может достигать нескольких микровольт за месяц; $\partial U_0/\partial U_п$ — дрейф, обусловленный изменением напряжения источника питания и составляющий обычно 10...100 мкВ/В. Для уменьшения последнего слагаемого часто оказывается необходимым стабилизировать напряжение источника питания с точностью до нескольких милливольт.

Подобно дифференциальному усилителю, операционный усилитель характеризуется коэффициентом усиления синфазного сигнала. Передаточная характеристика ОУ для синфазного сигнала показана на рис. 4.28, из которого видно, что при достаточно больших значениях $U_{сф}$ (соизмеримых с напряжением источника питания) $K_{сф}$ резко возрастает. Используемый диапазон входного напряжения называется областью ослабления синфазного сигнала. *По аналогии с дифференциальным* усилителем ОУ характеризуется коэффициентом ослабления синфазного сигнала.

Так как передаточные характеристики практически линейны в области усиления, выражение для выходного напряжения ОУ с учетом напряжения смещения нуля можно записать в виде

$$U_{вых}=K_р(U_р-U_0)+K_{сф}U_{сф}=K_р\left(U_р-U_0+\frac{U_{сф}}{K_{осл\,сф}}\right). \quad (4.23)$$

Решение этого уравнения относительно $U_р$ дает $U_р=U_0+U_{вых}/K_р-U_{сф}/K_{осл\,сф}$.

Для идеального ОУ $U_0=0$, $K_р\to\infty$ и $K_{осл\,сф}\to\infty$. Теоретически это означает, что для того чтобы получить любое конечное значение $U_{вых}$, необходимо приложить бесконечно малое напряжение $U_р$. Очень большие значения собственного коэффициента усиления ОУ заставляют обращать особое внимание на устойчивость его работы. Из соображений устойчивости следует, что амплитудно-частотная характеристика ОУ должна быть такой же, как и характеристика ФНЧ, причем это требование должно выполняться вплоть до частоты, на которой $K_р=1$. Для выполнения этого требования схема ОУ должна включать ФНЧ с очень низкой частотой среза. Наиболее широко применяется подключение последовательно соединенных резистора и конденсатора между коллекторами транзисторов дифференциального каскада или к выходу одного из каскадов.

На рис. 4.29 показана типичная амплитудно-частотная характеристика такого «частотно-скорректированного» операционного усилителя:

$$K_{\text{р}} = \frac{K_{\text{р max}}}{\sqrt{1+(f/f_{\text{гр}})^2}}. \tag{4.24}$$

Здесь $K_{\text{р max}}$ — максимальное значение коэффициента усиления на нижних частотах; $f_{\text{гр}}$ — граничная частота полосы пропускания на уровне — 3 дБ. Можно считать, что на частотах выше граничной $K_{\text{р}}$ обратно пропорционален частоте: $K_{\text{р}} \simeq$ $\simeq K_{\text{р max}} f_{\text{гр}}/f$.

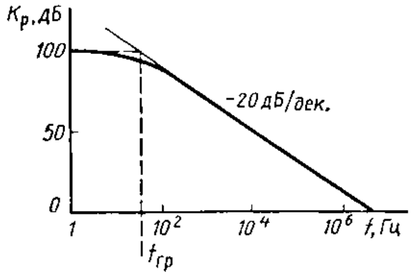


Рис. 4.29. Амплитудно-частотная характеристика ОУ

Операционный усилитель характеризуют также частотой, на которой модуль коэффициента усиления равен единице. Эту частоту называют частотой единичного усиления f_1. Из последнего равенства следует, что $f_1 =$ $= K_{\text{р max}} f_{\text{гр}}$, т. е. частота единичного усиления равна произведению собственного коэффициента усиления на ширину полосы пропускания ОУ.

Важным параметром ОУ является входное сопротивление. Различают входное сопротивление для дифференциального сигнала $r_{\text{р}}$ и входное сопротивление для синфазного сигнала $r_{\text{сф}}$. Значение $r_{\text{р}}$ составляет несколько мегаом, а $r_{\text{сф}}$ — несколько гигаом. Входные токи, определяемые этими сопротивлениями, порядка нескольких наноампер.

Рассмотрим основные схемы включения операционных усилителей.

Неинвертирующий усилитель. Если в качестве цепи обратной связи ОУ использовать простейший резистивный делитель напряжения и производить операцию вычитания напряжений с помощью дифференциальных входов ОУ, то получим базовую схему неинвертирующего усилителя (рис. 4.30). Коэффициент цепи обратной связи $K_{\text{ос}} = R_1/(R_1 + R_{\text{ос}})$.

Важным частным случаем неинвертирующего усилителя является такая схема включения ОУ, в которой $R_{\text{ос}} = 0$ и $R_1 \to \infty$ (рис. 4.31). Из формулы $K_{\text{ос}}$ получаем для этой схемы $K_{\text{ос}} = 1$. Такая схема включения ОУ называется следящей. Она используется, как и схема эмиттерного повторителя, в качестве преобразователя сопротивлений (т. е. для согласования сопротивлений). Существенным преимуществом схемы является то, что разница между выходным и входным напряжениями составляет всего несколько милливольт.

Инвертирующий усилитель (рис. 4.32). Входной сигнал подается на инвертирующий вход ОУ, а неинвертирующий вход

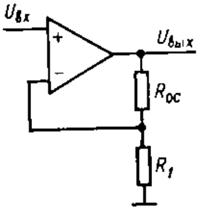


Рис. 4.30. Неинвертирующий ОУ

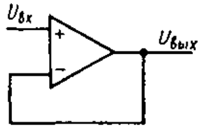


Рис. 4.31. Следящая схема включения ОУ (эмиттерный повторитель)

заземляется. Будем считать, что потенциал точки A равен потенциалу земли, так как разность напряжений между входами ОУ близка нулю. Поэтому токи, текущие через резисторы R_1 и $R_{св}$, соответственно равны $U_{вх}/R_1$ и $U_{вых}/R_{св}$, а их сумма в

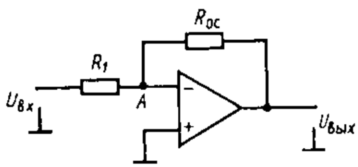


Рис. 4.32. Инвертирующий ОУ

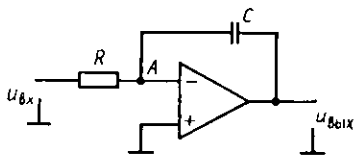
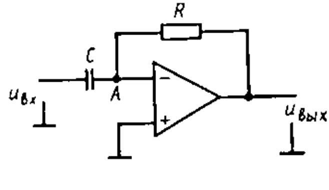


Рис. 4.33. ОУ в схеме интегратора

соответствии с законом Кирхгофа равна нулю: $U_{вх}/R_1 = -U_{вых}/R_{св}$ и, следовательно, коэффициент усиления инвертирующего усилителя $K = U_{вых}/U_{вх} = -R_{св}/R_1$.

Рис. 4.34. ОУ в схеме дифференциатора



Инвертирующий вход в данной схеме аналогичен точке нулевого потенциала («земли»), поэтому его называют «точкой виртуальной массы» или «суммирующей» точкой. Поэтому в отличие от схемы неинвертирующего усилителя здесь коэффициент ослабления синфазного сигнала не играет никакой роли, а фаза выходного напряжения противоположна фазе входного.

Входное сопротивление схемы инвертирующего усилителя существенно меньшее, чем собственное входное сопротивление ОУ. Его значение можно оценить, если считать потенциал точки A равным нулю; в этом случае $R_{вх} = R_1$.

Интегратор (рис. 4.33). Так как точка A является точкой виртуальной массы, ток через резистор R равен $u_{вх}/R$. Он заряжает конденсатор C, напряжение на котором является выходным. Таким образом,

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

Дифференциатор (рис. 4.34). Напряжение на конденсаторе C равно напряжению на входе (потенциал точки A равен нулю). Ток, протекающий через резистор R, равен $C du_{вх}(t)/dt$, а падение напряжения на нем равно выходному напряжению. Следовательно,

$$u_{вых} = -RC\,dU_{вх}(t)/dt.$$

ГЛАВА 5 УСИЛИТЕЛИ, РАБОТАЮЩИЕ В НЕЛИНЕЙНОМ РЕЖИМЕ

Анализ линейных активных цепей, содержащих биполярные транзисторы, позволил в достаточно общей, но простой и наглядной форме получить основные характеристики усилителей в малосигнальном приближении. Результаты линейного анализа находят широкое применение в инженерной практике.

Большой круг задач, решаемых с помощью электронных цепей, связан с нелинейным режимом работы активного элемента, когда устанавливается сугубо нелинейный режим — отсечки коллекторного тока. Основным преимуществом нелинейного режима является высокий КПД, под которым понимается отношение мощности переменного тока, выделяемой на нагрузке, к мощности, потребляемой от источника питания. Коэффициент полезного действия нелинейного усилителя может достигать 70...80%. В малосигнальных усилителях КПД составляет единицы и доли процентов, так как амплитуда переменного тока во много раз меньше постоянного тока, протекающего через транзистор.

В данной главе изложены основные сведения об особенностях работы и важнейших характеристиках электронных усилителей различного назначения.

§ 5.1. РЕЖИМЫ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

К усилителям мощности относят усилители, выходная мощность которых сравнима с мощностью, потребляемой от источника питания. В зависимости от положения рабочей точки на нагрузочной характеристике усилителя различают три основных режима работы мощных усилителей: А, В, АВ.

От положения рабочей точки усилителя, т. е. от постоянного напряжения на коллекторе, зависят как его характеристики усиления, так и мощность, потребляемая от источника питания. Для определения рабочей точки надо на семействе выходных статических характеристик транзистора $I_к(U_к)$ построить линию нагрузки по постоянному току. Она задается уравнением $U_к = U_п - I_к R_к$, где $U_п$ — напряжение источника питания.

Напряжение источника питания должно быть меньше напряжения $U_{К\,max}$, которое определяется напряжением пробоя коллекторного перехода. Обычно $U_п \leqslant 0{,}7\ U_{К\,max}$. Линия нагрузки начинается из точки $U_к = U_п$ и пересекает вертикальную ось в точке $I_к = U_п / R_к$ (рис. 5.1). Максимальный ток, протекающий через транзистор, определяется допустимой мощностью рассеяния на транзисторе. Таким образом, в указанных границах и следует выбирать положение рабочей точки, например в центре линии нагрузки (рис. 5.1). При значительной амплитуде выходного сигнала выбор рабочей точки состоит в поиске положения линии нагрузки и собственно положения рабочей точки на ней, которые позволяют получить заданную амплитуду выходного напряжения при малых искажениях его формы. Неправильное задание положения рабочей точки на линии нагрузки может

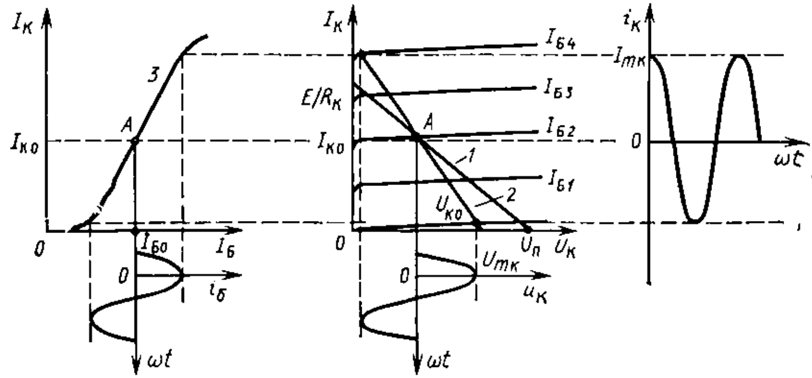


Рис. 5.1. Нагрузочные характеристики усилителя ОЭ по постоянному (*1*) и переменному (*2*) току и динамическая характеристика усиления (*3*)

привести к насыщению коллекторного тока (рис. 5.2, *а*) или отсечке (рис. 5.2, *б*).

При подключении нагрузки линия нагрузки для переменного тока пойдет через ту же выбранную рабочую точку, но с

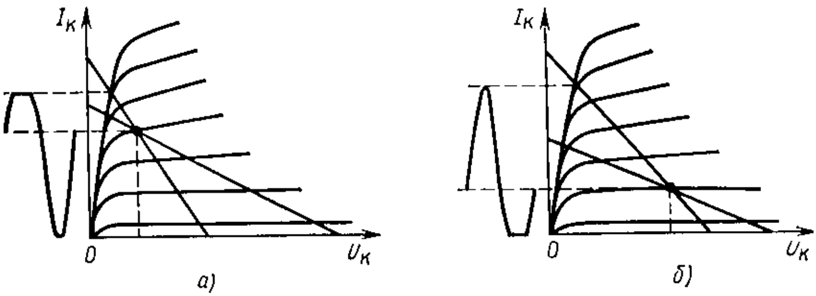


Рис. 5.2. Насыщение (*а*) и отсечка (*б*) коллекторного тока в результате неправильного задания рабочей точки

большим наклоном. Это связано с возрастанием нагрузки по переменному току (с ростом тока через транзистор). Действительно, нагрузкой по переменному току является сопротивление, образованное параллельным соединением резисторов $R_н$ и $R_к$, которое меньше нагрузочного сопротивления $R_к$ по постоянному току. На рис. 5.1 приведены характеристики транзистора с линией нагрузки по переменному току.

Используя линию нагрузки по переменному току и семейство выходных характеристик транзистора, можно построить *дина-*

мическую характеристику усиления — зависимость коллекторного тока от входного тока или входного напряжения. Эта зависимость отличается от статической характеристики усиления тем, что она учитывает нагрузку по переменному току. Она дает наглядное представление о возможных нелинейных искажениях, возникающих при работе в режиме большого сигнала. Поэтому, как правило, при анализе усилителей используются и нагрузочная и динамическая характеристика усиления.

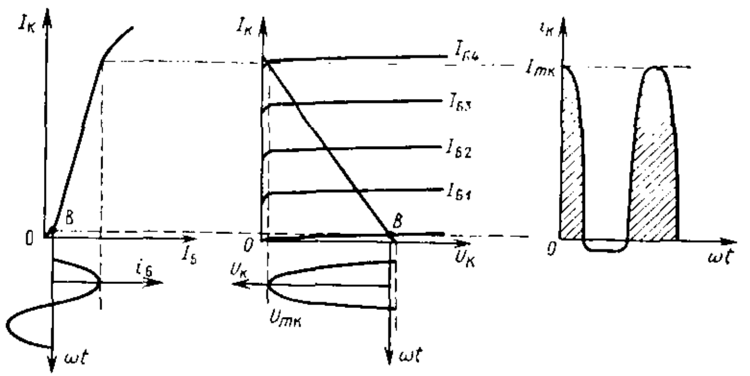


Рис. 5.3. Режим В

В режиме А рабочая точка выбирается точно так же, как и в усилителях малого сигнала — посередине нагрузочной характеристики по переменному току (см. рис. 5.1). При этом в рабочей точке коллекторный ток и напряжение на коллекторе составляют почти половину своих максимально допустимых значений, так как начальный нелинейный участок выходных характеристик биполярного транзистора достаточно мал. Поэтому мощность усиленного сигнала на выходе усилителя

$$P_н = \frac{U_{mк} I_{mк}}{2} \leq U_{к0} I_{к0} \simeq \frac{U_п I_{к0}}{2} = \frac{P_п}{2},$$

где $P_п$ — мощность, потребляемая от источника питания. Таким образом, КПД выходной цепи усилителя в режиме А $\eta_A = P_н / P_п \leq 0{,}5$. Как видно из полученных соотношений, в режиме А мощность, потребляемая от источника питания, не зависит от амплитуды усиливаемого сигнала.

В режиме В рабочая точка располагается у основания нагрузочной характеристики и КПД усилителя значительно повышается (рис. 5.3). В этом режиме ток через транзистор протекает только в положительный полупериод входного сигнала и коллекторный ток представляет собой последовательность синусоидальных импульсов. Для неискаженного усиления двуполярных сигналов применяют двухтактную схему, в которой два транзистора, работая поочередно, усиливают сигнал в положительные и отрицательные полупериоды.

В режиме В мощность, потребляемая от источника питания, зависит от амплитуды усиливаемого сигнала. Это связано с нелинейным режимом работы транзистора. В отсутствие сигнала мощность практически не расходуется, по мере же увеличения сигнала пропорционально ему нарастает постоянная составляющая тока коллектора и соответственно увеличивается мощность, потребляемая от источника питания.

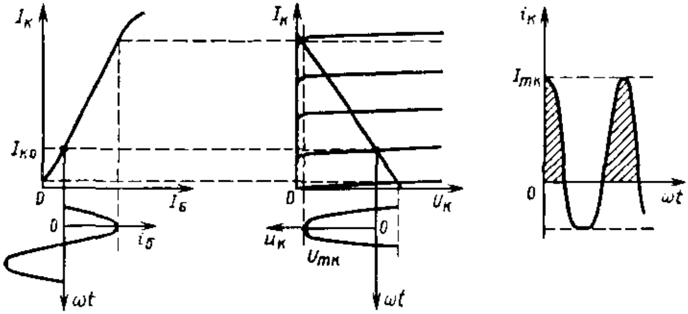


Рис. 5.4. Режим АВ

Промежуточный режим работы усилителя называют режимом АВ (рис. 5.4). Для него характерно положение рабочей точки, при котором начальный коллекторный ток $I_{к0}$ не столько мал, как в режиме В. Нелинейные искажения сигнала, вызываемые криволинейностью начального участка входных характеристик транзистора, несколько меньше, чем в режиме В. Экономичность цепи питания усилителя в режиме АВ несколько хуже, чем в режиме В.

§ 5.2. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ НИЗКИХ ЧАСТОТ

Усилители мощности (УМ) создают в нагрузке требуемую мощность, а усиление по напряжению в них является второстепенным фактором. Для многих схем мощных каскадов усиление по напряжению близко к единице и усиление по мощности определяется в основном коэффициентом усиления по току.

Основными задачами инженерного проектирования УМ являются обеспечение высокого КПД и согласование активного сопротивления нагрузки с эквивалентным выходным сопротивлением УМ. Одной из важных конструкторских задач является обеспечение теплоотвода от активных элементов выходных каскадов. В зависимости от диапазона частот усиливаемых сигналов эти задачи решаются различными способами и средствами. Рассмотрим, как решаются схемотехнические вопросы применительно к усилителям мощности низких частот на биполярных транзисторах.

Эмиттерный повторитель как усилитель мощности (режим А). При использовании эмиттерного повторителя в качестве усилителя мощности низких частот необходимо, чтобы выходное напряжение и выходной ток могли принимать как положительные, так и отрицательные значения. Для этого, как правило, используют двуполярные источники питания ($\pm U_п$) (рис. 5.5).

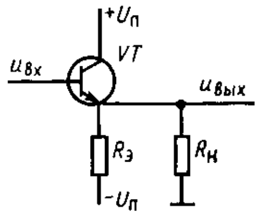


Рис. 5.5. Эмиттерный повторитель как усилитель мощности

Определим нагрузочное сопротивление, при котором можно получить максимальную мощность при неискаженной форме усиленного сигнала.

В отрицательный полупериод напряжения на входе усилителя ток через транзистор уменьшается и становится равным нулю в тот момент, когда потенциал базы достигает значения, отличающегося от максимального потенциала эмиттера на падение напряжения на открытом переходе база — эмиттер: $U_б = U_{э\,max} + U_{бэ}$. Так как $U_э = U_п \frac{R_н}{R_э + R_н} - I_к R_э$, то потенциал эмиттера максимален: $U_{э\,max} = U_п R_н/(R_э + R_н)$ при $I_к = 0$.

Следовательно, максимальное входное напряжение в отрицательный полупериод равно $U_{вх\,max} \simeq U_п \frac{R_н}{R_э + R_н}$, если $U_{э\,max} \gg U_{бэ}$. При этом мощность в нагрузке

$$P_н = U^2_{э\,max}/2R_н = U_п^2 R_н/[2(R_э + R_н)^2].$$

Максимальное значение мощности достигается в том случае, когда сопротивление нагрузки $R_н = R_э$ (это следует из условия $\partial P_н/\partial R_н = 0$): $P_{н\,max} = U_п^2/(8R_э)$.

Рассчитаем, как распределяется мощность между элементами схемы при произвольной амплитуде синусоидального выходного сигнала и произвольном сопротивлении нагрузки. На нагрузке $R_н$ выделяется мощность $P_н = U^2_{m\,вых}/(2R_н)$. Мощность, рассеиваемая на транзисторе, определяется выражением

$$P_{тр} = \frac{1}{T}\int_0^T (U_п - u_{вых}(t))\left(\frac{u_{вых}(t)}{R_н} + \frac{u_{вых}(t) + U_п}{R_э}\right) dt.$$

При $u_{вых}(t) = U_{m\,вых}\cos\omega t$

$$P_{тр} = \frac{U_п^2}{R_э} - \frac{U^2_{m\,вых}}{2}\left(\frac{1}{R_н} + \frac{1}{R_э}\right).$$

Таким образом, мощность $P_{тр}$ максимальна при отсутствии входного сигнала.

Мощность, рассеиваемая на эмиттерном сопротивлении $R_э$,

$$P_э = \frac{U_п^2}{R_э} + \frac{1}{2}\frac{U_{m\,вых}^2}{R_э}.$$

Суммарная мощность, потребляемая схемой от источника питания, $P_п = P_н + P_э + P_{тр} = 2U_п^2/R_э$ постоянна и не зависит от амплитуды выходного сигнала и нагрузки. КПД схемы η_{max} определяется как отношение $P_{н\,max}$ к полной потребляемой мощности. Используя полученные выражения, получаем $\eta_{max} = 1/16 = 6{,}25\%$.

Рассмотренная схема обладает двумя характерными особенностями: ток через транзистор никогда не равен нулю и потребляемая от источника питания мощность постоянна.

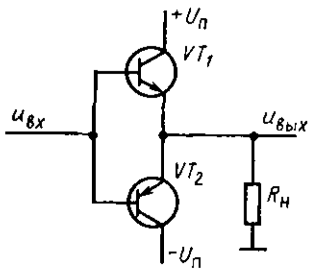


Рис. 5.6. Комплементарный эмиттерный повторитель

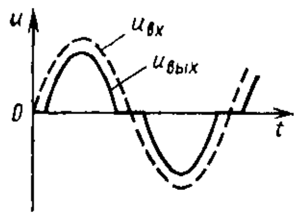


Рис. 5.7. Переходные искажения в двухтактной схеме

Комплементарный эмиттерный повторитель в режиме В. Существенно большей мощности в нагрузке и более высокого КПД можно достичь, заменив резистор $R_э$ дополнительным эмиттерным повторителем (рис. 5.6). В положительном полупериоде входного сигнала транзистор VT_1 работает как эмиттерный повторитель, а VT_2 закрыт, в отрицательном полупериоде входного напряжения, наоборот, транзистор VT_1 закрыт, а VT_2 работает как эмиттерный повторитель. Таким образом, транзисторы работают попеременно — каждый в течение одного полупериода входного напряжения. Такой режим работы называется двухтактным (режим В). При $U_{вх} = 0$ оба транзистора закрыты, следовательно, схема имеет малый ток в рабочей точке. Поэтому схема обладает существенно более высоким КПД по сравнению с КПД эмиттерного повторителя, работающего в режиме А.

Амплитуда выходного напряжения при любой нагрузке может почти достигать напряжения источника питания $U_п$ (см. рис. 5.1). Разность между $U_{вх}$ и $U_{вых}$ равна $U_{бэ}$ открытого транзистора, т. е. можно принять $U_{вх} \simeq U_{вых}$ независимо от нагрузки. Мощность в нагрузке обратно пропорциональна $R_н$ и не имеет экстремума. Таким образом, в схеме не требуется согласования нагрузки и максимальная выделяемая мощность определяется лишь предельным током и максимальной мощностью рассеяния используемых транзисторов. При максимальной амплитуде синусоидального сигнала эта мощность $P_{н\,max} \simeq U_н^2/(2R_н)$.

Из расчета мощности, рассеиваемой на транзисторе, следует, что максимально возможный КПД схемы составляет 78%.

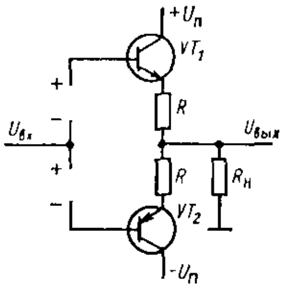


Рис. 5.8. Комплементарный эмиттерный повторитель в режиме АВ

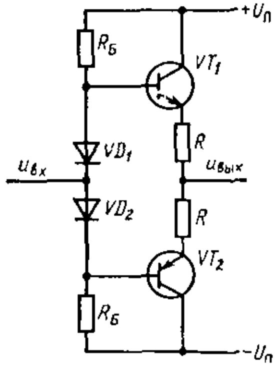


Рис. 5.9. Эмиттерный повторитель со смещением

Двухтактная схема на эмиттерном повторителе имеет еще одну особенность. В силу того что потенциал базы больше, чем потенциал эмиттера, на падение напряжения на открытом переходе база — эмиттер, транзистор в положительный полупериод закрывается раньше, чем напряжение на базе становится равным нулю. Аналогично, другой транзистор с запозданием открывается (рис. 5.7). В результате возникают искажения сигнала, которые называются переходными. Для уменьшения переходных искажений нужно перейти от режима В к режиму АВ.

Комплементарный эмиттерный повторитель в режиме АВ. Принципиальная схема двухтактного каскада, реализующего режим АВ, приведена на рис. 5.8. При сравнительно небольшом токе в рабочей точке переходные искажения существенно меньше, чем в режиме В.

Используются различные способы задания напряжения смещения на базу, в частности, с помощью диодов (рис. 5.9), когда смещение на базах транзисторов определяется падением напряжения на открытых диодах. Поэтому, когда входной сигнал проходит через нуль, открыт только один транзистор.

§ 5.3. НЕЛИНЕЙНЫЙ РЕЗОНАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Принципиальная электрическая схема нелинейного резонансного усилителя ничем не отличается от схемы малосигнального резонансного усилителя (см. рис. 4.11). На его вход подается напряжение $u_{\text{вх}}(t) = U_{m\,\text{вх}} \cos \omega t$. Резонансная частота контура ω_0 равна частоте входного сигнала ω. Нелинейность усилителя проявляется при таком положении рабочей точки, когда коллекторный ток при большой амплитуде входного сигнала претерпевает

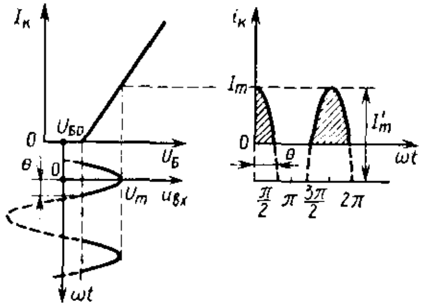


Рис. 5.10. Коллекторный ток нелинейного резонансного усилителя

отсечку и, следовательно, имеет форму синусоидальных импульсов (рис. 5.10). Из рисунка видно, что уравнение импульсного тока коллектора можно записать в виде

$$i_к(t) = \begin{cases} I'_m(\cos \omega t - \cos \theta) & \text{при } \omega t \in 2\theta, \\ 0 & \text{вне интервала } 2\theta. \end{cases}$$

При $\omega t = 0$ амплитуда тока равна амплитуде импульса коллекторного тока $I_m = I'_m(1 - \cos \theta)$. Отсюда найдем I'_m и запишем

$$i_к(t) = \frac{I_m}{1 - \cos \theta} (\cos \omega t - \cos \theta). \tag{5.1}$$

Коллекторный ток (5.1) имеет *широкий частотный спектр*. Коэффициенты разложения импульсной последовательности в ряд Фурье можно рассматривать как токи соответствующих гармоник: нулевой $\omega = 0$ (постоянная составляющая), основной (первой) гармоники частоты ω, второй гармоники частоты 2ω и т. д. На контуре в коллекторной цепи токи гармоник создадут соответствующие напряжения. Но в силу того, что колебательный контур имеет частотно-зависимый характер эквивалентного сопротивления, амплитуды напряжения всех гармоник, кроме основной, малы. Поэтому будем считать, что амплитуда усиленного сигнала равна амплитуде основной гармоники напряжения

$$U_{m\,\text{вых}} = R_{\text{экв}} I_{m1}, \tag{5.2}$$

где $R_{\text{экв}}$ — эквивалентное сопротивление контура при резонансе; I_{m1} — амплитуда основной гармоники коллекторного тока.

На основании соотношения (5.1) и формулы (2.6) найдем амплитуды гармоник коллекторного тока:

$$I_0 = \frac{I_m}{2\pi(1-\cos\theta)}\int_{-\theta}^{\theta}(\cos\omega t-\cos\theta)\,\mathrm{d}(\omega t) =$$

$$= I_m\frac{\sin\theta-\theta\cos\theta}{\pi(1-\cos\theta)} = I_m\alpha_0(\theta),$$

$$I_{m1} = \frac{I_m}{\pi(1-\cos\theta)}\int_{-\theta}^{\theta}(\cos\omega t-\cos\theta)\cos\omega t\,\mathrm{d}(\omega t) =$$

$$= I_m\frac{\theta-\sin\theta\cos\theta}{\pi(1-\cos\theta)} = I_m\alpha_1(\theta). \tag{5.3}$$

Функции $\alpha_n(\theta)$ называются функциями Берга (рис. 5.11). Из графиков следует, что отношение амплитуды первой гармоники тока I_{m1} к постоянной составляющей I_0 больше единицы при любом значении θ:

$$\gamma_1 = \frac{I_{m1}}{I_0} = \frac{\theta-\sin\theta\cos\theta}{\sin\theta-\theta\cos\theta}.$$

Кроме того, с ростом номера гармоники ее максимум смещается в область малых углов отсечки θ. Это оказывает существенное влияние на выбор режима работы нелинейного элемента.

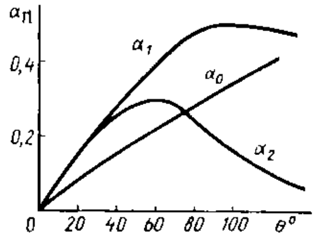


Рис. 5.11. Функции Берга

Амплитуда коллекторного тока пропорциональна крутизне усилительной характеристики транзистора: $I_m = SU_{m\,\text{вх}}(1-\cos\theta)$. Поэтому в соответствии с (5.2) и (5.3) амплитуда усиленного сигнала на контуре $U_{m\,\text{вых}} = SR_{\text{экв}}U_{m\,\text{вх}}\alpha_1(\theta)(1-\cos\theta)$. Откуда находим коэффициент усиления

$$K_U = \frac{U_{m\,\text{вых}}}{U_{m\,\text{вх}}} = SR_{\text{экв}}\alpha_1(\theta)(1-\cos\theta). \tag{5.4}$$

По аналогии с формулой (4.13) для коэффициента усиления линейного усилителя соотношения (5.4) запишем в виде $K_U = S_{\text{ср}}R_{\text{экв}}$, где $S_{\text{ср}} = S\alpha_1(\theta)(1-\cos\theta)$ — средняя крутизна усилительной характеристики транзистора по основной гармонике коллекторного тока. Другими словами, $S_{\text{ср}}$ есть наклон прямой линии, аппроксимирующей усилительную характеристику по основной гармонике. Наклон этой линии зависит от значения θ, а следовательно, от амплитуды входного напряжения. В этом проявляется нелинейность усилителя. Такой подход к анализу нелинейного режима называется *квазилинейным*.

Нелинейность резонансного усилителя (и других типов усилителей) количественно оценивается *коэффициентом нелинейных искажений*

$$k_{\text{нл}} = \sqrt{U_{m2}^2 + U_{m3}^2 + \ldots}/U_{m1}.$$

Оценим КПД усилителя. По определению,

$$\eta = \frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{п}}} = \frac{1}{2}\frac{I_{m1}U_m}{I_0 U_{\text{п}}} = \frac{\gamma_1}{2}\frac{U_m}{U_{\text{п}}}.$$

Если $U_m/U_{\text{п}} \simeq 1$, то, как следует из рис. 5.11, при $\theta = 70\ldots100°$ $\eta \simeq 70\ldots80\%$.

ГЛАВА 6 НЕЛИНЕЙНЫЕ И ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ

Рассмотренные в предыдущих главах книги *линейные цепи* обладают ограниченными возможностями. На их основе реализуются устройства, преобразующие амплитуду и фазу входного сигнала. Другими словами, линейные цепи не изменяют спектр сигнала. Даже усилители, работающие в сугубо нелинейных режимах, в конечном счете являются только устройствами со многими признаками линейных цепей. Поэтому процессы модуляции, детектирования, преобразования частоты, общим свойством которых является преобразование спектра сигнала, не могут быть реализованы на базе линейных цепей. В гл. 1 было показано, что на основе активного элемента, обладающего нелинейной вольт-амперной характеристикой вида $i_{\text{вых}} = Su_{\text{вх}} + au_{\text{вх}}^2$, могут быть реализованы процессы, связанные с преобразованием спектра входного сигнала. В данной главе рассматриваются нелинейные цепи, осуществляющие такие преобразования. В известном смысле промежуточное положение между линейными и нелинейными цепями занимают параметрические цепи. Параметрические цепи описываются нестационарным оператором $T(t)$, который устанавливает связь между входным и выходным напряжением. Линейность параметрической цепи *определяется применимостью к ней принципа суперпозиции*, а именно: $T(t)(c_1u_{\text{вх}\,1} + c_2u_{\text{вх}\,2} + \ldots + c_nu_{\text{вх}\,n}) = c_1T(t)u_{\text{вх}\,1} + c_2T(t)u_{\text{вх}\,2} + \ldots + c_nT(t)u_{\text{вх}\,n}$.

Название «параметрические цепи» связано с тем, что они содержат элементы, параметры которых зависят от времени. В теории цепей рассматриваются свойства безынерционных, параметрических, резистивных, индуктивных и емкостных элементов. Здесь будут рассмотрены цепи с параметрической емкостью. Зависимость емкости конденсатора от времени $c(t)$ является принципиально нелинейной. Кроме того, некоторые параметрические цепи работают в существенно нелинейном режиме. Это позволяет объединить параметрические цепи с нелинейными цепями, тем более что конечный результат обработки сигнала состоит в преобразовании его спектра.

§ 6.1. ЦЕПИ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ И ДЕТЕКТИРОВАНИЯ АМ-СИГНАЛОВ

Однотональный процесс амплитудной модуляции состоит в том, что на вход нелинейного элемента подают два гармонических колебания: несущей частоты $\omega_н$ и частоты модуляции Ω. После частотной фильтрации на выходе получают АМ-сигнал. Простейшей частотно-избирательной цепью является параллельный колебательный контур, поэтому схема амплитудного модулятора отличается от схемы нелинейного резонансного усилителя лишь тем, что на его входе действуют два сигнала разной частоты. На рис. 6.1 показана схема амплитудного модулятора. Для случая однотональной модуляции напряжение на входе модулятора $u_{вх}(t)=u_{\omega}(t)+u_{\Omega}(t)=U_{m\omega}\cos\omega_{н}t+U_{\Omega m}\cos\Omega t$. Резонансный контур в цепи коллектора настроен на частоту несущего колебания $\omega_{н}$. Усилитель работает в режиме отсечки тока (рис. 6.2). Как было показано в гл. 5, амплитуда напряжения первой гармоники на контуре $U_{m\,вых}=R_{экв}I_{m1}$. От резонансного усилителя амплитудный модулятор отличается тем, что синусоидальные импульсы коллекторного тока (рис. 6.2) оказываются промодулированными по амплитуде. Это происходит, как видно из рисунка, за счет того, что рабочая точка на вольт-амперной характеристике перемещается в такт с низкочастотным модулированным колебанием. Таким образом, амплитуда первой гармоники модулированных импульсов коллекторного тока также зависит от времени и, следовательно, амплитуда напряжения на колебательном контуре изменяется в такт с тональным модули-

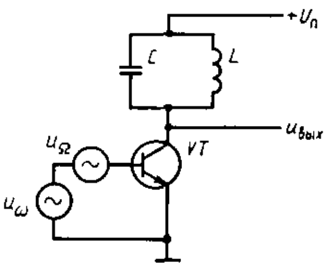


Рис. 6.1. Принципиальная схема амплитудного модулятора

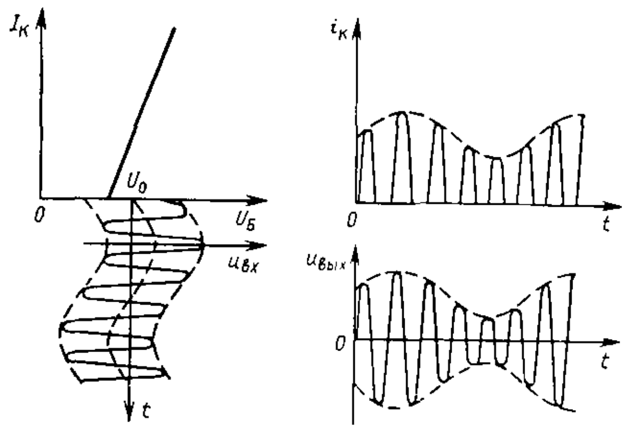


Рис. 6.2. Ток в коллекторной цепи амплитудного модулятора и напряжение на его выходе

рующим сигналом. Однако перемещение рабочей точки приводит к непрерывному изменению угла отсечки коллекторного тока. Поэтому, строго говоря, при модуляции за счет смещения рабочей точки неизбежны искажения: закон изменения $u_{вых}(t)$ отличается от закона модулирующего напряжения. Действительно, амплитуда первой гармоники коллекторного тока (5.3) определяется соотношением $I_{m1}(t)=\alpha_1(\theta)I_m(t)$. И так как угол отсечки θ является функцией времени, то первая гармоника тока $I_{m1}(t)$ не точно повторяет форму модулирующего сигнала. Но, как видно из рис. 5.11, функция α_1 слабо меняется при изменении θ от 100 до 140°. Поэтому при правильном выборе угла отсечки и не очень глубокой модуляции искажения могут быть достаточно малыми.

Колебательный контур должен выделить спектр АМ-колебания шириной 2Ω. Другими словами, полоса пропускания контура должна быть несколько больше, чем 2Ω.

Рассмотрим примеры схемной реализации амплитудных модуляторов. Амплитудную модуляцию осуществляют, изменяя напряжение источника питания. В модуляторе, схема которого

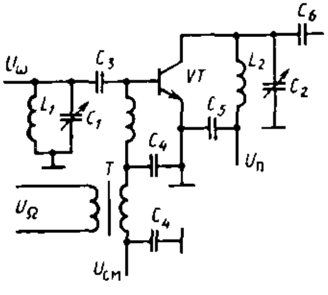


Рис. 6.3. Принципиальная схема амплитудного модулятора с модуляцией смещения

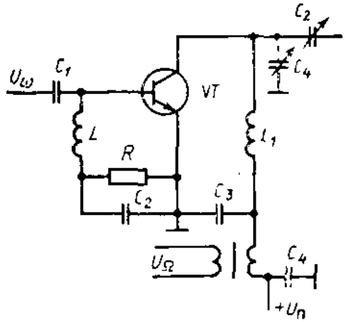


Рис. 6.4. Принципиальная схема коллекторного амплитудного модулятора

изображена на рис. 6.3, по закону изменения модулирующего сигнала $u_\Omega(t)$ изменяется напряжение смещения на базе транзистора. Последовательно с источником постоянного смещения $U_{см}$ включена вторичная обмотка трансформатора, на первичную обмотку которого подается модулирующий сигнал. Если $u_\Omega(t)$ меняется по гармоническому закону, то результирующее напряжение на базе транзистора $u_{вх}(t) = U_{см} + U_{m\Omega}\cos\Omega t$.

Коэффициент усиления резонансного усилителя изменяется пропорционально $u_{вх}(t)$, поэтому и амплитуда выходного напряжения изменяется по закону $\cos\Omega t$. Высокочастотное колебание $u_\omega(t)$ подается через разделительный конденсатор C_3 с входного резонансного контура L_1C_1 на базу транзистора. Для предотвращения утечки сигнала несущей частоты в цепи смещения использован ФНЧ, образованный катушкой индуктивности и конденсатором C_4. Поскольку $\omega_н \gg \Omega$, катушка имеет большое индуктивное сопротивление для колебания несущей частоты и малое сопротивление для модулирующего сигнала $u_\Omega(t)$. Конденсатор C_4 блокирует колебание несущей частоты. Блокировочные конденсаторы C_5 и C_6, имеющие малые сопротивления на частоте $\omega_н$, обеспечивают развязку источника коллекторного напряжения по высокочастотному напряжению на выходном резонансном контуре. Модулятор имеет малые нелинейные искажения при малой глубине модуляции (коэффициент модуляции обычно $M \leqslant 0{,}3$), что, в свою очередь, приводит к низкому КПД. Такой способ модуляции целесообразно использовать при широкополосных модулирующих сигналах.

Коллекторная АМ осуществляется изменением напряжения источника питания коллектора. В модуляторе (рис. 6.4) напряжение на коллекторе представляется суммой $U_к = U_п + U_{m\Omega} \cos \Omega t$.

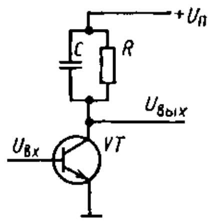


Рис. 6.5. Принципиальная схема коллекторного детектора

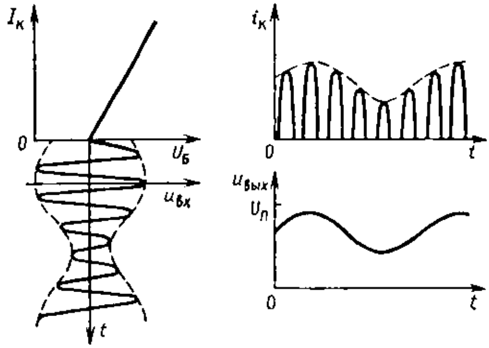


Рис. 6.6. Линейное детектирование

Коллекторная модуляция возможна при работе транзистора в режиме больших входных токов — постоянного и первой гармоники. Поэтому требуется большая мощность возбуждения, что снижает коэффициент усиления по мощности. Анализ показывает, что мощность, потребляемая входной цепью, соизмерима с мощностью, потребляемой от источника питания. В этом заключается основной недостаток коллекторной АМ.

Рассмотренные схемы амплитудных модуляторов создают модулированные колебания с нижней и верхней боковыми полосами в спектре, что приводит к неоправданно широкой полосе, занимаемой каналом связи, и низкой эффективности использования мощности модулятора. В однополосных модуляторах происходит подавление несущего колебания и одной боковой полосы АМ-сигнала. Схемотехническая реализация этих модуляторов изучается в курсе радиопередающих устройств.

Детектирование АМ-колебания — процесс обратной модуляции. Подавая на вход детектора АМ-колебание $u_{вх}(t) = U_m(1 + M \cos \Omega t) \cos \omega_н t$, на выходе должны получить колебание, повторяющее модулирующий сигнал ($\cos \Omega t$).

Рассмотрим различные схемы детекторов и протекающие в них процессы. Широко используются два вида детекторов: коллекторный и диодный. На рис. 6.5 представлена принципиальная схема коллекторного детектора. Возможны два режима его работы: квадратичное детектирование и линейное. Квадратичное детектирование АМ-сигнала с малой амплитудой неизбежно сопровождается нелинейными искажениями сигнала (см. § 1.1) и поэтому используется весьма ограниченно. При линейном детектировании в режиме отсечки коллекторного тока необходим АМ-сигнал большой амплитуды. Подчеркнем еще раз, что «линейное» детектирование — это принципиально нелинейный процесс, обусловленный нелинейностью вольт-амперной характеристики детектора, аппроксимированной отрезками прямых. На рис. 6.6 показан режим детектирования при большой амплитуде АМ-сигнала — «линейное» детектирование. В нагрузочной цепи коллектора должна быть выделена низкочастотная составляющая коллекторного тока. Для этого нагрузочная RC-цепь (см. рис. 6.5) должна обладать свойствами частотного фильтра. Если выполняется условие

$$1/(\omega_н C) \ll R \ll 1/(\Omega C), \tag{6.1}$$

то для модулирующего сигнала частотой Ω нагрузка практически равна R, в то время как для колебания несущей частоты она представляет малое емкостное сопротивление, и, следовательно, коэффициент усиления в области частот, близких $\omega_н$, пренебрежимо мал.

Проведем анализ процессов, протекающих в коллекторном детекторе при произвольном угле отсечки θ. В соответствии с (5.3) нулевая гармоника коллекторного тока с медленно меняющейся амплитудой $I_0 = SU_{m\,вх}(1+M\cos\Omega t)\alpha_0(\theta)$. Выходное напряжение детектора при условии (6.1) равно $u_{вых}(t) \simeq I_0 R = SRU_{m\,вх}(1+M\cos\Omega t)\alpha_0(\theta)$. Как видно, амплитуда сигнала на выходе пропорциональна амплитуде входного сигнала, что и свидетельствует о линейности детектора.

На практике эффективность работы детектора принято оценивать *коэффициентом детектирования*

$$k_д = \frac{U_{m\,вых}}{MU_{m\,вх}} = \frac{SRM\alpha_0(\theta)\,U_{m\,вх}}{MU_{m\,вх}} = SR\alpha_0(\theta).$$

Диодный детектор АМ-сигналов (рис. 6.7) образован последовательным соединением диода и параллельной RC-цепи, выполняющей роль частотного фильтра. Ее параметры выбираются в соответствии с условием (6.1). Для нормальной работы детектора необходимо, чтобы сопротивление R было намного больше внутреннего сопротивления открытого диода R_i.

Рассмотрим процессы, протекающие в цепи при воздействии на нее гармонического колебания $u_{вх}(t) = U_{m\,вх}\cos\omega t$, а затем перенесем полученный результат на АМ-колебание. Вольт-амперную характеристику диода представим в виде кусочно-линейной зависимости (рис. 6.8). На том же рисунке представлены напряжения на входе и выходе цепи. Напряжение на выходе мало меняется относительно среднего значения U_0. Напряжение U_0 закрывает диод. Поэтому ток через него течет только в положительные полупериоды, в течение небольшого отрезка времени,

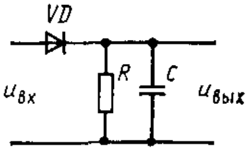


Рис. 6.7. Принципиальная схема диодного детектора

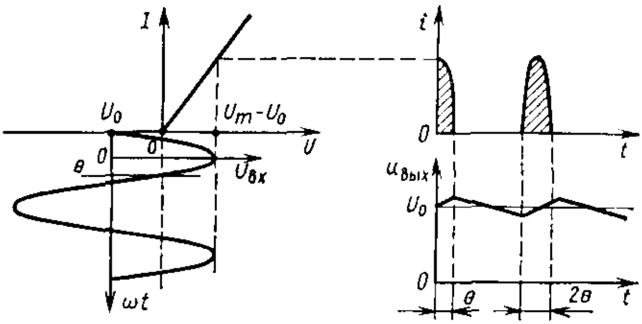


Рис. 6.8. Ток и напряжение в диодном детекторе

когда входное напряжение превышает U_0. Ток имеет форму синусоидальных импульсов с малым углом отсечки θ. Импульсы тока заряжают конденсатор через малое внутреннее сопротивление диода до напряжения, близкого амплитуде входного сигнала. В промежутках между импульсами диод закрыт и происходит медленный разряд конденсатора через резистор R.

Из рис. 6.8 видно, что значение U_0, около которого флуктуирует выходное напряжение, и амплитуда входного напряжения связаны простым соотношением

$$U_0 = U_{m\,вх} \cos\theta. \tag{6.2}$$

В соответствии с (5.3) постоянная составляющая тока диода $I_0 = \alpha_0(\theta) I_m$ и, следовательно,

$$U_0 = I_0 R = \alpha_0(\theta) I_m R. \tag{6.3}$$

Обозначим через S крутизну ВАХ диода, тогда $I_m = S(U_{m\,вх} - U_0)$. Подставив в это выражение (6.2), получим $I_m = SU_0(1 - \cos\theta)\cos\theta$. Подставив полученное соотношение в (6.3), с учетом (5.3) найдем, что угол отсечки θ удовлетворяет уравнению $\operatorname{tg}\theta - \theta = \pi/SR$. Так как $R \gg R_i$, то $SR \gg 1$ и, следовательно, угол отсечки близок нулю.

Если теперь на вход детектора подать АМ-колебание, то при выполнении условия (6.1) напряжение на резисторе будет изменяться в такт с частотой модулирующего сигнала: $u_{вых}(t) = U_{m\,вх}(1 + M\cos\Omega t)\cos\theta$. Откуда найдем коэффициент детектирования $K_д = \cos\theta$. Очевидно, что диодное детектирование достаточно эффективно, так как в этом случае $K_д \simeq 1$.

§ 6.2. ЧАСТОТНЫЕ И ФАЗОВЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

Частотные и фазовые детекторы предназначены для преобразования сигнала с угловой модуляцией в низкочастотный сигнал, изменяющийся по закону модуляции.

В большинстве частотных детекторов происходит преобразование ЧМ-колебания в амплитудно-модулированное с последующим детектированием. Поэтому частотный детектор содержит линейную цепь, характеризующуюся избирательной частотной зависимостью коэффициента передачи. Такой зависимостью обладают резонансные контуры, которые используются в большинстве частотных детекторов в качестве преобразователя вида модуляции. Преобразование вида модуляции с помощью колебательного контура, расстроенного относительно несущей частоты ЧМ-колебания, иллюстрируется рис. 6.9.

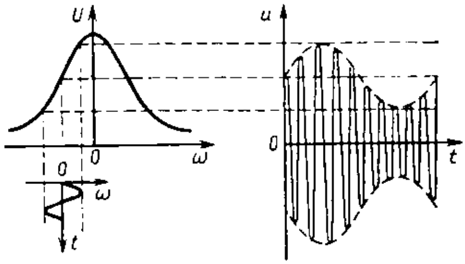
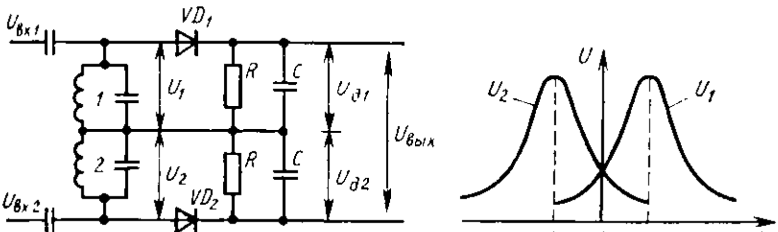


Рис. 6.9. Преобразование ЧМ-колебания в амплитудно-модулированное



а) б)

Рис. 6.10. Принципиальная схема частотного детектора со связанными расстроенными контурами (*а*) и АЧХ контуров (*б*)

При изменении частоты колебания в пределах линейного участка амплитудно-частотной характеристики изменяется и напряжение на контуре. Другими словами, происходит преобразование ЧМ-напряжения в амплитудно-модулированное (рис. 6.9). Недостаток этой схемы состоит в относительно большом коэффициенте нелинейных искажений вследствие нелинейности резонансной характеристики контура.

Лучшими показателями обладает дифференциальный частотный детектор со связанными контурами (рис. 6.10, *а*). Резонансные частоты контуров *1* и *2* отличаются относительно средней частоты ЧМ-колебания $\omega_н$ на девиацию частоты $\pm\omega_д$ (рис. 6.10, *б*). В случае, когда ω $\omega_н$, напряжения на контурах одинаковые, а следовательно, равны и выходные напряжения амплитудного детектора: $U_{\partial 1}=U_{\partial 2}$. Поскольку выходное напряжение частотного детектора равно разности $U_{\partial 1}-U_{\partial 2}$, в этом случае $U_{вых}=0$. При $\omega=\omega_н+\Delta\omega$ выходное напряжение пропорционально $\Delta\omega$.

Найдем зависимость $U_{вых}(\omega)$. Напряжение на контуре 1 определяется АЧХ при обобщенной расстройке, равной

$$\xi_1=2Q\frac{\omega-\omega_1}{\omega_1}=2Q\frac{\omega_н+\Delta\omega-\omega_1}{\omega_1}=2Q\frac{\omega_н-\omega_1}{\omega_1}+2Q\frac{\Delta\omega}{\omega_1},$$

а напряжение на контуре 2 — при обобщенной расстройке, равной

$$\xi_2=2Q\frac{\omega-\omega_2}{\omega_2}=2Q\frac{\omega_н-\omega_2}{\omega_2}-2Q\frac{\Delta\omega}{\omega_2},$$

где $\omega_1=\omega_н+\omega_д$; $\omega_2=\omega_н-\omega_д$.

Следовательно, выходное напряжение частотного детектора можно представить в виде

$$U_{вых}=k_\partial U_{вх}\left(\frac{1}{\sqrt{1+\xi_1^2}}-\frac{1}{\sqrt{1+\xi_2^2}}\right),$$

где k_∂ — коэффициент детектирования амплитудных детекторов.

Выражения для обобщенной расстройки ξ_1 и ξ_2 можно преобразовать, подставив в них $\omega_1=\omega_н+\omega_д$ и $\omega_2=\omega_н-\omega_д$:

$$\xi_1=-\left(2Q\frac{\omega_д}{\omega_н+\omega_д}+2Q\frac{\Delta\omega}{\omega_н+\omega_д}\right)\simeq-\left(2Q\frac{\omega_д}{\omega_н}+2Q\frac{\Delta\omega}{\omega_н}\right),$$

$$\xi_2=2Q\frac{\omega_д}{\omega_н}-2Q\frac{\Delta\omega}{\omega_н}.$$

При этих преобразованиях предполагалось, что $\omega_д/\omega_н\ll 1$. Обозначив $2Q\omega_д/\omega_н=\xi_0$ — обобщенная расстройка контуров относительно несущей частоты; $2Q\,\Delta\omega/\omega_н=\xi$ — обобщенная расстройка входного ЧМ-колебания относительно несущей частоты. Запишем окончательно:

$$U_{вых}=k_\partial U_{вх}\psi(\xi,\ \xi_0),$$

где $$\psi(\xi,\ \xi_0)=\frac{1}{\sqrt{1+(\xi_0-\xi)^2}}-\frac{1}{\sqrt{1+(\xi_0+\xi)^2}}.$$

Графики функций $\psi(\xi,\ \xi_0)$ приведены на рис. 6.11. Экстремумы соответствуют значениям $\xi=\xi_0$. Как видно из рисунка, при изменении частоты входного напряжения (при изменении ξ) изменяется функция $\psi(\xi,\ \xi_0)$, а следовательно, и выходное напряжение. Действительно, при увеличении частоты она приближается к резонансной частоте одного контура, при уменьшении — к резонансной частоте другого контура. Очевидно, что дифференциальное напряжение $U_{вых}$ и в том и другом случае возрастает по модулю. Зависимость выходного напряжения от $\Delta\omega=\omega-\omega_н$ называется *детекторной характеристикой*.

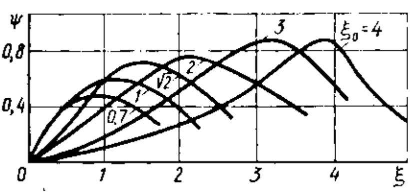


Рис. 6.11. Детекторные характеристики частотного детектора

Основным параметром частотного детектора является крутизна детекторной характеристики $S_{чд} = \left.\frac{\partial U_{вых}}{\partial (\Delta\omega)}\right|_{\Delta\omega = 0}$. Функцию $\psi(\xi, \xi_0)$ можно рассматривать как детекторную характеристику, зависящую от обобщенной расстройки ξ, которая, в свою очередь, пропорциональна отклонению частоты $\Delta\omega$. Поэтому *крутизна характеристики дифференциального детектора с расстроенными контурами* $S_{чд} = \left.\frac{\partial\psi}{\partial\xi}\right|_{\xi=0} = \frac{2\xi_0}{(1+\xi_0^2)^{3/2}}$. Максимальное значение крутизны соответствует $\xi_0 = 0{,}707$, однако в этом случае, как видно из рис. 6.11, мал линейный участок детекторной характеристики.

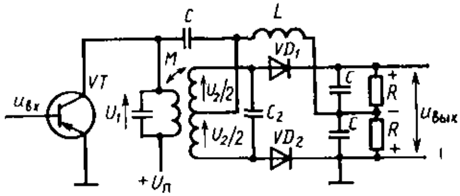


Рис. 6.12. Принципиальная схема частотного дискриминатора

Другой тип дифференциального частотного детектора с двумя связанными контурами приведен на рис. 6.12. Иногда этот детектор называют частотным дискриминатором. Схема состоит из резонансного усилителя, на выходе которого включены два индуктивно связанных контура, настроенных на несущую частоту

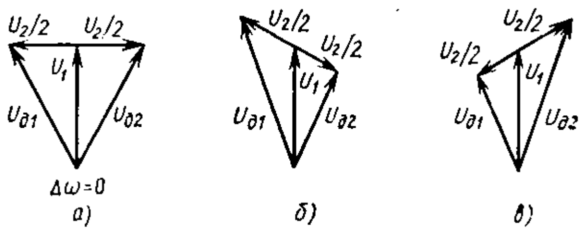
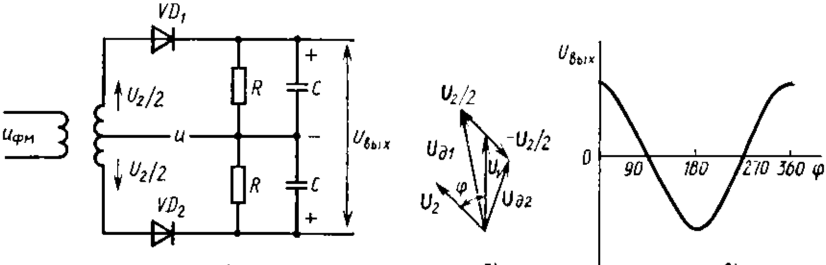


Рис. 6.13. Векторная диаграмма напряжений частотного дискриминатора

ЧМ-колебания. Выходная часть схемы представляет собой двухтактный диодный детектор. Идея работы дискриминатора заключается в преобразовании отклонения частоты в изменение фазового сдвига выходного напряжения с последующим детектированием. Для пояснения работы дискриминатора рассмотрим векторные диаграммы напряжений. В силу индуктивной связи контура усилителя с контурами дискриминатора напряжения на них $U_2/2$ и $-U_2/2$ соответственно отстают и опережают по фазе напряжение контура усилителя U_1 на $\pi/2$. Векторная диаграмма напряжений, соответствующая случаю $\Delta\omega = 0$, приведена на рис. 6.13, *а*. Напряжения на детекторах $U_{д1}$, $U_{д2}$ в этом случае равны, и выходное напряжение $U_{вых} = U_{д1} - U_{д2}$ равно нулю.

При отклонении частоты от резонансной напряжения на контурах получат дополнительный фазовый сдвиг $\pm\varphi$, который определяется фазочастотной характеристикой контура (см. рис. 3.7, *б*). Векторные диаграммы напряжений на частоте выше и ниже резонансной приведены на рис. 6.13, *б*, *в*. Очевидно, что теперь $U_{д1} \neq U_{д2}$, и, как следствие этого, появится выходное диф-



а) б) в)

Рис. 6.14. Принципиальная схема фазового детектора (*а*), векторная диаграмма (*б*), зависимость выходного напряжения (*в*)

ференциальное напряжение $U_{вых}$. Детекторные характеристики частотного дискриминатора отличаются от кривых, изображенных на рис. 6.11, существенно большей протяженностью линейного участка.

Рассмотрим работу фазового детектора. Им называют устройство, выходное напряжение которого пропорционально разности фаз двух сравниваемых колебаний одинаковой частоты. Обычно в фазовом детекторе происходит сравнение фазомодулированного колебания $U_{фм}(t) = U_m \cos[\omega t + \varphi(t)]$ и опорного колебания с нулевой начальной фазой $u(t) = U_0 \cos \omega t$. (рис. 6.14). Комплексные амплитуды напряжений на первом и втором диодах: $\dot{U}_{д1} = \dot{U}_0 + \dot{U}_2$, $\dot{U}_{д2} = \dot{U}_0 - \dot{U}_2$. Векторная диаграмма, соответствующая этим соотношениям, приведена на рис. 6.14, *б*. Там же показана зависимость выходного напряжения от фазового сдвига φ между фазомодулированным и опорным напряжением. Аналитический вид этой зависимости получим, вычислив напряжения на выходе каждого детектора. Детекторы считаем одинаковыми, поэтому $U_{вых1} = K_д U_{д1}$, $U_{вых2} = K_д U_{д2}$. Из векторной диаграммы (рис. 6.14, *б*) найдем

$$U_{д1} = \sqrt{U_0^2 + U_2^2 + 2U_0U_2 \cos\varphi},$$
$$U_{д2} = \sqrt{U_0^2 + U_2^2 - 2U_0U_2 \cos\varphi}.$$

Результирующее выходное напряжение $U_{вых} = K_д (U_{д1} - U_{д2})$.

Если амплитуда опорного напряжения U_0 много больше U_m, а следовательно, $U_0 \gg U_2$, то можно записать несколько упрощенные соотношения для напряжений $U_{д1}$ и $U_{д2}$:

$$U_{д1} \simeq U_0 \left(1 + \frac{U_2}{U_0}\right) \cos\varphi, \quad U_{д2} \simeq U_0 \left(1 - \frac{U_2}{U_0}\right) \cos\varphi.$$

В этом случае выходное напряжение $U_{вых} \simeq K_д U_2 \cos\varphi$.

В качестве фазового детектора можно использовать дифференциальный усилитель, в котором опорное напряжение подается на базу транзистора, являющегося источником тока. Напряжение сигнала подается либо на оба дифференциальных входа, либо на один из них, тогда другой вход «заземляется». На выходе используют фильтрующую цепь, которая подавляет высокочастотные составляющие.

§ 6.3. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА

Основные особенности преобразования частоты сигнала были рассмотрены в гл. 1. Суть преобразования состоит в переносе спектра модулированного сигнала по оси частот. Покажем, что преобразование частоты, реализуемое с помощью нелинейного элемента, на входе которого действует напряжение модулированного сигнала и гармоническое напряжение гетеродина, не изменяет закона модуляции и лишь сдвигает спектр сигнала на частоту $\omega_г$. Будем считать, что амплитуда напряжения гетеродина много больше амплитуды сигнала $U_{mг} \gg U_{mc}$, который в общем случае имеет вид сложномодулированного колебания:

$$u_c(t) = U_{mc}(t)\cos\left(\int \omega_c(t)\,\mathrm{d}t + \varphi_c\right).$$

В квазилинейном приближении будем считать, что крутизна вольт-амперной характеристики модулируется напряжением гетеродина: $S(t) = S_0 + S_1\cos(\omega_г t + \varphi_г)$, где $S_1 = \partial I_{вых}/\partial U_г$. Тогда переменная составляющая тока нелинейного элемента определяется соотношением

$$i_{вых}(t) = S(t)\,u_c(t) = [S_0 + S_1\cos(\omega_г t + \varphi_г)]\,U_{mc}(t)\times$$
$$\times\cos\left[\int \omega_c(t)\,\mathrm{d}t + \varphi_c\right],$$

откуда после тригонометрических преобразований получим

$$i_{вых}(t) = S_0U_{mc}(t)\cos\left[\int \omega_c(t)\,\mathrm{d}t + \varphi_c\right] +$$
$$+\frac{1}{2}S_1U_{mc}(t)\cos\left\{\left[\int \omega_c(t)\,\mathrm{d}t - \omega_г t\right] + (\varphi_c - \varphi_г)\right\} +$$
$$+\frac{1}{2}S_1U_{mc}(t)\cos\left\{\left[\int \omega_c(t)\,\mathrm{d}t + \omega_г t\right] + (\varphi_c + \varphi_г)\right\}. \qquad (6.4)$$

Таким образом, видно, что в квазилинейном приближении в результате преобразования частоты форма сигнала не меняется, а только сдвигается его спектр в область несущей частоты $(\omega_г + \omega_c(t))$ и $(\omega_c(t) - \omega_г)$. Для выделения разностной или суммарной частоты надо использовать резонансную колебательную цепь — в простейшем случае параллельный колебательный контур. Полоса пропускания контура должна быть несколько больше ширины спектра модулированного сигнала. При этом все гармоники тока в пределах ширины спектра модулированного колебания проходят через контур с минимальными искажениями.

В схеме преобразователя частоты в базовую цепь подается напряжение сигнала, а напряжение гетеродина, снимаемое с части контурной катушки гетеродина, подается в цепь эмиттера. В цепи коллектора включен фильтр разностной частоты. Для преобразования частоты можно использовать дифференциальный усилитель, включенный по схеме фазоинвертора. В этом случае на его вход подается напряжение сигнала, а на базу транзистора источника тока — напряжение гетеродина.

§ 6.4. СИНХРОННОЕ ДЕТЕКТИРОВАНИЕ

Преобразователь частоты сигнала выполняет функции амплитудного *детектора, если разностная частота равна нулю. Для АМ-колебания* ω_c — величина постоянная. Положим, что $\omega_c = \omega_г$, тогда разностная частота равна нулю и (6.4) можно записать в виде

$$i_{вых}(t) = S_0 U_{mc}(t)\cos(\omega_c t + \varphi_c) + \frac{1}{2} S_1 U_{mc}(t)\cos(\varphi_c - \varphi_г) + \frac{1}{2} S_1 U_{mc}(t)\cos(2\omega_c t + \varphi_c + \varphi_г).$$

Из полученного выражения видно, что в составе выходного тока есть составляющая, медленно меняющаяся во времени по закону модулирующего сигнала: $i(t) = \frac{1}{2} S_1 U_{mc}(t)\cos(\varphi_c - \varphi_г)$. Таким образом, после фильтрации высокочастотный составляющей на сопротивлении нагрузки падает напряжение, пропорциональное амплитуде модулирующего сигнала.

Рассмотренный способ преобразования АМ-сигнала получил название синхронного детектирования, а само устройство называют *синхронным детектором*. Основное достоинство синхронного детектирования состоит в выделении слабых сигналов на фоне шумов. Действительно, при $\varphi_c - \varphi_г = 0$ или π ток $i(t)$ достигает максимального значения. При наличии фазового сдвига между напряжением сигнала и гетеродина в выражении для тока сохраняется множитель $\cos(\varphi_c - \varphi_г)$, что свидетельствует о фазовой избирательности детектора, т. е. его способности выделять сигналы, совпадающие по частоте, но различающиеся по фазе. Именно это свойство синхронного детектора обеспечивает прием слабого сигнала на фоне сильной помехи. Для этого частота и фаза сигнала и колебания гетеродина должны быть одинаковыми, т. е. сигнал и колебание гетеродина должны быть синхронными и синфазными.

§ 6.5. АВТОГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Автогенераторами называют электронные цепи, формирующие напряжение (ток) требуемой формы. Рассмотрим в данном параграфе автогенераторы гармонических колебаний, а в гл. 7—10 — генераторы сигналов специальной формы.

Простейшим методом формирования гармонических колебаний относительно высоких частот является метод компенсации потерь в резонансном LC-контуре при помощи усилителя с положительной обратной связью. Функциональная схема генератора показана на рис. 6.15. Усилитель усиливает входное напряжение $u_{вх}$ в K раз. При этом между входным напряжением $u_{вх}$ и выходным $u_{вых}$ возникает фазовый сдвиг φ_K. К выходу усилителя подключены нагрузочный резистор R и цепь частотно-зависимой обратной связи — в данном случае колебательный LC-контур. Комплексная амплитуда на выходе цепи обратной связи $\dot U_{ос} = \dot K_{ос} \dot U_{вых}$, а фазовый сдвиг между $\dot U_{ос}$ и $\dot U_{вых}$ равен $\varphi_{ос}$.

Условием генерации замкнутой схемы является равенство выходного напряжения цепи обратной связи $\dot U_{ос}$ и напряжения на входе усилителя: $\dot U_{вх} = \dot U_{ос} = \dot K_{ос}\dot U_{вых} = \dot K_{ос}\dot K\dot U_{вх}$. Петлевой коэффициент усиления должен, таким образом, равняться

$$|\dot H| = |\dot K_{ос}\dot K| = 1. \qquad (6.5)$$

Из этого соотношения вытекают два условия: 1) баланса амплитуд $H = K_{ос}K = 1$; 2) баланса фаз $\varphi_K + \varphi_{ос} = 0, 2\pi, \ldots$ Условие баланса амплитуд заключается в том, что генератор может возбуждаться только тогда, когда усилитель компенсирует потери в нагрузке и цепи обратной связи. Условие баланса фаз означает,

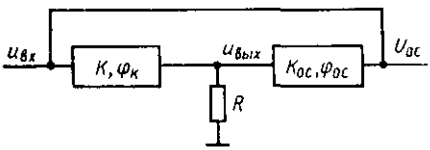


Рис. 6.15. Функциональная схема генератора гармонических колебаний

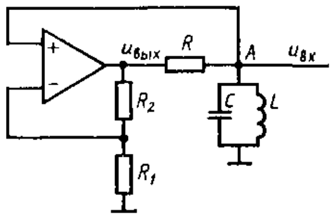


Рис. 6.16. Основная схема LC-генератора

что автоколебания в замкнутой системе могут возбудиться только тогда, когда фаза выходного напряжения цепи обратной связи *и фаза входного напряжения усилителя совпадают.*

Для анализа зависимости частоты возбуждаемых автоколебаний и формы выходного напряжения генератора от его параметров рассмотрим основную схему LC-генератора (рис. 6.16). Операционный усилитель, включенный по неинвертирующей схеме, усиливает входное напряжение в K раз. Он имеет низкоомный выход, поэтому параллельный LC-контур цепи обратной связи подключается к нему через резистор R.

Запишем уравнение Кирхгофа для точки A:

$$\frac{u_{вых}-u_{вх}}{R} - C\frac{\mathrm{d}u_{вх}(t)}{\mathrm{d}t} - \frac{1}{L}\int u_{вх}(t)\,\mathrm{d}t = 0.$$

Так как $u_{вых} = Ku_{вх}$, после дифференцирования и преобразования уравнение примет вид

$$\frac{\mathrm{d}^2u_{вх}(t)}{\mathrm{d}t^2} + \frac{1-K}{RC}\frac{\mathrm{d}u_{вх}(t)}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{LC}u_{вх} = 0.$$

Это *дифференциальное уравнение колебательного процесса*. Для приведения уравнения к общепринятой форме введем обозначения: $\gamma = (1-K)/2RC$, $\omega_0^2 = 1/(LC)$. Тогда уравнение примет вид

$$\frac{\mathrm{d}^2u_{вх}(t)}{\mathrm{d}t^2} + 2\gamma\frac{\mathrm{d}u_{вх}(t)}{\mathrm{d}t} + \omega_0^2u_{вх} = 0,$$

а его решение

$$u_{вх}(t) = U_m e^{-\gamma t}\sin\left(\sqrt{\omega_0-\gamma^2}\right)t.$$

Различают три характерных случая.

1. $\gamma>0$ ($K<1$). Амплитуда выходного напряжения спадает по экспоненциальному закону, т. е. возникают затухающие колебания.

2. $\gamma=0$ ($K=1$). Возникают синусоидальные автоколебания частоты ω_0 с постоянной амплитудой.

3. $\gamma<0$ ($K>1$). Амплитуда выходного напряжения возрастает экспоненциально.

Самовозбуждение генератора при включении напряжения источника питания возможно лишь при условии $K>1$. При этом $u_{вых}$ нарастает до перехода усилителя в резко нелинейный режим. Из-за нелинейности усилителя значение K будет уменьшаться до тех пор, пока не станет равным единице. При этом форма выходного сигнала будет отличаться от синусоиды. На высоких частотах довольно просто реализуется LC-контур с высокой добротностью, напряжение на котором остается практически синусоидальным. Поэтому в схемах высокочастотных генераторов выходное напряжение снимают непосредственно с колебательного контура.

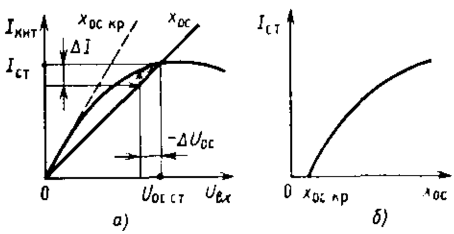


Рис. 6.17. Колебательная характеристика автогенератора (*а*) и зависимость стационарного тока контура от сопротивления связи (*б*) («мягкий» режим)

Определим теперь амплитуду автоколебаний в стационарном режиме. Наглядное представление о зависимости тока в контуре от входного напряжения дает его колебательная характеристика (рис. 6.17, *а*). Этот график имеет типичный вид: при малых амплитудах входного напряжения усилитель работает в линейном режиме, с ростом амплитуды начинает проявляться нелинейность усилителя (кривизна вольт-амперной характеристики усилительного элемента) и усиление уменьшается.

Напряжение обратной связи $U_{ос}$ и ток контура связаны между собой сопротивлением связи: $I_{кнт}=U_{ос}/x_{ос}$. Напряжение обратной связи действует на входе усилителя, поэтому зависимость $I_{кнт}(U_{ос})$ может быть построена на том же графике в виде прямой линии, образующей с осью абсцисс угол $\alpha=\operatorname{arctg}(x_{ос}^{-1})$ (рис. 6.17, *а*). Эта линия называется линией обратной связи. Координаты точки пересечения колебательной характеристики и линии обратной связи определяют стационарный ток в контуре $I_{ст}$ и стационарное напряжение обратной связи.

Покажем, что точка пересечения колебательной характеристики и линии обратной связи действительно характеризует устойчивый режим работы генератора. Если ток в контуре уменьшился на величину ΔI (рис. 6.17, *а*), это приведет к уменьшению напряжения обратной связи ($-\Delta U_{ос}$), что, в свою очередь, вызывает увеличение тока в контуре (в соответствии с колебательной характеристикой). Ток будет расти до значения $I_{ст}$, а ΔU_0 будет уменьшаться, пока не станет равной нулю.

Рассмотрим влияние глубины обратной связи на режим работы автогенератора. При ослаблении ее наклон линии обратной

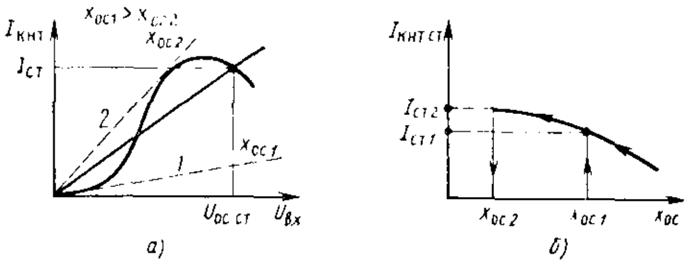


Рис. 6.18. Колебательная характеристика автогенератора (*а*) и зависимость стационарного тока контура от сопротивления связи (*б*) («жесткий» режим)

связи увеличивается и при некоторой критической связи, соответствующей условию (6.5), самовозбуждение становится невозможным. В зависимости от вида колебательной характеристики срыв самовозбуждения при ослаблении связи может происходить плавно или резко. Как видно из рис. 6.17, *б*, изображенная на нем колебательная характеристика относится к автогенераторам, возбуждение которых начинается с некоторого критического сопротивления связи и далее амплитуда колебаний нарастает с ростом сопротивления связи. Такой режим самовозбуждения называют «мягким».

Иная картина возникает в автогенераторах, колебательная характеристика которых имеет S-образную форму (рис. 6.18, *а*). В этом случае возникают два критических сопротивления связи: x_{oc1} и x_{oc2} ($x_{oc1} > x_{oc2}$), которым соответствуют две линии обратной связи. Для возникновения автоколебаний в данном случае требуется сильная обратная связь, при достижении которой генератор резко переходит в режим самовозбуждения при некотором значении $I_{ст1}$ стационарного тока в контуре (рис. 6.18, *б*). После установления колебаний уменьшение сопротивления связи приводит к росту стационарной амплитуды тока в полном соответствии с видом колебательной характеристики. При обратной связи x_{oc2} происходит резкий срыв колебаний. Для восстановления режима самовозбуждения следует снова увеличить связь до величины x_{oc1}. Такой режим самовозбуждения называют «*жестким*».

Если в схеме автогенератора помимо автоматического существует такое внешнее смещение, что колебательная характеристика начинается не с нуля, то режим самовозбуждения невозможен ни при какой глубине обратной связи.

Примеры практических схем *LC*-генераторов. На рис. 6.19 приведена схема трансформаторного *LC*-генератора, в котором обратная связь осуществляется с помощью высокочастотного трансформатора, первичная обмотка L которого вместе с конденсатором C образует колебательный контур, определяющий частоту генерации. Транзистор включен по схеме с общим эмиттером. Чтобы обеспечить баланс фаз, трансформатор должен осуществлять поворот фазы сигнала на 180°. Точки около обозначений обмоток трансформатора на схеме указывают на начало обмоток с синфазным напряжением. Коэффициент трансформации выбирают таким, чтобы на резонансной частоте коэффициент

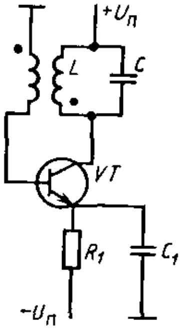


Рис. 6.19. Трансформаторная схема LC-генератора

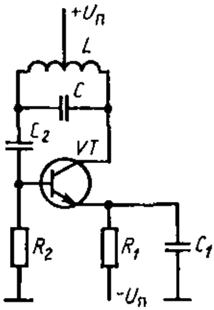


Рис. 6.20. «Трехточечная» схема LC-генератора с автотрансформаторной связью

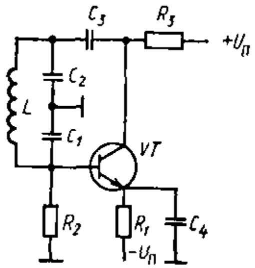


Рис. 6.21. «Трехточечная» схема LC-генератора с емкостной связью

петлевого усиления был существенно больше единицы. Благодаря этому сразу же после включения напряжения источника питания возбуждаются колебания, амплитуда которых экспоненциально нарастает до тех пор, пока усилитель не перейдет в резко нелинейный режим. Задание рабочей точки транзистора осуществляется с помощью цепи обратной связи по току R_1C_1.

На рис. 6.20 приведен пример так называемой «трехточечной» схемы с автотрансформаторной связью на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером. Через конденсатор C_2 изменение напряжения подается на базу транзистора. Амплитуда этого напряжения устанавливается соответствующим выбором положения отвода на катушке L.

На рис. 6.21 показана «трехточечная» схема с емкостной обратной связью. Емкостный делитель из последовательно соединенных конденсаторов C_1 и C_2 образует цепь обратной связи. Частота генерации определяется индуктивностью катушки и результирующей емкостью $C = C_1C_2/(C_1+C_2)$.

Существует множество других схем LC-генераторов. Например, транзисторы могут включаться по схеме ОБ. Для увеличения мощности и КПД можно использовать двухтактные схемы. Стабильность частоты рассмотренных генераторов во многих случаях недостаточна. Она может быть существенно повышена при использовании кварцевых резонаторов.

§ 6.6. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ И УСТРОЙСТВА

Рассмотрим процессы, происходящие в цепи, содержащей конденсатор, емкость которого *является функцией приложенного напряжения*. Такие конденсаторы принято называть *нелинейными*, поскольку зависимость их заряда q от напряжения имеет принципиально нелинейный характер. Действительно, емкость C линейного конденсатора постоянна и вольт-кулонная характеристика линейна $q=CU$. Если вольт-кулонная характеристика конденсатора нелинейная, то емкость его зависит от *напряжения*: $C(U)=q(U)/U$. *Нелинейной* емкостью обладают конденсаторы на основе сегнетоэлектриков и обратновключенного p-n-перехода. Сегнетоэлектрические конденсаторы имеют симметричную нелинейную вольт-фарадную и вольт-кулонную характеристики (рис. 6.22).

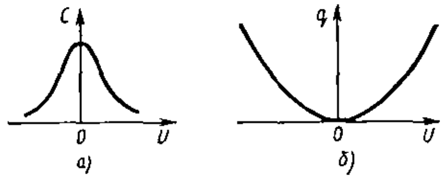


Рис. 6.22. Вольт-фарадная (*а*) и вольт-кулонная (*б*) характеристики нелинейного сегнетоэлектрического конденсатора

Пусть на конденсатор подано колебание высокой частоты $u_{нк}(t)$, амплитуда которого достаточна для того, чтобы вызвать заметную модуляцию емкости в соответствии с законом $C(U)$. Будем называть это модулирующее колебание *колебанием накачки* и будем считать, что оно гармоническое: $u_{нк}(t)=U_{m\,нк}\cos(\omega_{нк}t+\varphi_{нк})$. Найдем закон изменения емкости от времени $C(t)$.

Вольт-кулонную характеристику любого нелинейного конденсатора можно аппроксимировать степенным полиномом. Как показывает практика, приемлемая точность аппроксимации при относительной простоте вычислений получается при полиномах второй степени. Поэтому запишем аппроксимирующий полином в виде $q=b_1u_{нк}+b_2u_{нк}^2$. Так как $C(U)=q(U)/U$, то, сделав соответствующие подстановки, найдем

$$C(t)=b_1\left[1+\frac{b_2}{b_1}U_{m\,нк}\cos(\omega_{нк}t+\varphi_{нк})\right]. \qquad (6.6)$$

Коэффициент b_1 равен дифференциальной емкости C_0 в рабочей точке, заданной напряжением смещения U_0. Множитель перед косинусом имеет смысл коэффициента, характеризующего глубину изменения емкости; обозначим его m_C: $(b_2/b_1)U_{m\,нк}=\dfrac{\Delta C}{C_0}=m_C$.

Соотношение (6.6) представляет зависимость емкости нелинейного конденсатора, изменяющейся по гармоническому закону с частотой накачки, $C(t)=C_0[1+m_C\cos(\omega_{нк}t+\varphi_{нк})]$.

Рассмотрим процессы, протекающие в цепи, образованной источником сигнала $u_c(t)=U_{m\,c}\cos(\omega_c t+\varphi_c)$ и нелинейным конденсатором, управляемым напряжением накачки. Будем считать, что амплитуда сигнала мала: $U_{mc} \ll U_{m\,\text{нк}}$, так что для напряжения сигнала емкость C можно считать линейной. Найдем ток, протекающий через конденсатор:

$$i(t) = \frac{dq(u)}{dt} = \frac{d\,(C(u_{\text{нк}})\,u_{\text{c}})}{dt} = C(u_{\text{нк}})\frac{du_{\text{c}}}{dt} + u_{\text{c}}\frac{dC(u_{\text{нк}})}{dt}.$$

Подставив в это выражение соответствующие величины, после преобразований получим $i(t) = -\omega_{\text{c}} C_0 (1 + m_C \cos(\omega_{\text{нк}} t + \varphi_{\text{нк}}) U_{m\,\text{c}} \sin(\omega_{\text{c}} t + \varphi_{\text{c}}) - \omega_{\text{нк}} C_0 m_C U_{mc} \sin(\omega_{\text{нк}} t + \varphi_{\text{нк}}) \cos(\omega_{\text{c}} t + \varphi_{\text{c}})$. Далее преобразуем произведение вида $\sin\alpha \cdot \cos\beta$ по известным тригонометрическим формулам:

$$\begin{aligned} i(t) = {} & -\omega_{\text{c}} C_0 U_{m\,\text{c}} \sin(\omega_{\text{c}} t + \varphi_{\text{c}}) + \frac{m_C C_0 U_{m\,\text{c}}}{2}(\omega_{\text{c}} - \omega_{\text{нк}}) \times \\ & \times \sin[(\omega_{\text{нк}} - \omega_{\text{c}})\,t + \varphi_{\text{нк}} - \varphi_{\text{c}}] - \frac{m_C C_0 U_{m\,\text{c}}}{2}(\omega_{\text{c}} + \omega_{\text{нк}}) \times \\ & \times \sin[(\omega_{\text{нк}} + \omega_{\text{c}})\,t + \varphi_{\text{нк}} + \varphi_{\text{c}}]. \end{aligned} \tag{6.7}$$

Как видно из выражения (6.7), в спектре тока, протекающего через нелинейный конденсатор, емкость которого модулируется напряжением накачки, помимо составляющей на частоте сигнала (первое слагаемое) содержатся гармоники разностной ($\omega_{\text{нк}} - \omega_{\text{c}}$) и суммарной частоты ($\omega_{\text{нк}} + \omega_{\text{c}}$).

Заметим, что наличие только двух боковых частот определяется предельно простым видом аппроксимирующего полинома. В реальной цепи в спектре тока содержится бесконечно большое число гармоник комбинационных частот вида ($m\omega_{\text{c}} \pm n\omega_{\text{нк}}$), где m и n — целые числа. Однако их амплитуды быстро убывают с ростом частоты и в большинстве практически важных случаев можно полагать, что в цепи существуют только составляющие разностной и суммарной частоты.

Средняя мощность в рассматриваемой цепи, как известно, равна мгновенной мощности, усредненной за период сигнала:

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T_{\text{c}}} \int_0^{T_{\text{c}}} u_{\text{c}}(t)\, i(t)\, dt = f_{\text{c}} E_{\text{c}}, \tag{6.8}$$

где $E_{\text{c}} = \int_0^{T_{\text{c}}} u_{\text{c}}(t)\, i(t)\, dt$ — энергия сигнала; $f_{\text{c}} = \omega_{\text{c}}/(2\pi)$.

Подстановка в (6.8) соотношения (6.7) и последующее интегрирование приводят к громоздким формулам. Поэтому поставим задачу — найти такую составляющую тока (6.7), которая даст среднюю мощность, отличную от нуля, на частоте сигнала, и затем уже ее вычислить.

Гармоника тока на частоте сигнала является обычной реактивной составляющей, протекающей через конденсатор. Она находится в квадратуре с напряжением сигнала и, очевидно, не создает средней мощности. Гармоника тока суммарной частоты также не дает $P_{ср} \neq 0$ на частоте сигнала. И только гармоника разностной частоты при условии $\omega_{нк} = 2\omega_с$ может создать полезную мощность на частоте сигнала. Обозначим ее $P_{с\ ср}$ и на основании (6.7) и (6.8) найдем

$$P_{с\ ср} = \frac{1}{T_с}\int\limits_0^{T_с} U_{m\,с}^2 \frac{\omega_{нк} C_0 m_C}{2} \sin(\omega_с t + \varphi_{нк} - \varphi_с)\cos\omega_с t\, dt =$$

$$= \frac{m_C \omega_с C_0 U_{mC}^2}{4} \sin(2\varphi_с - \varphi_{нк}). \qquad (6.9)$$

Как видно из (6.9), средняя мощность в цепи может быть как положительной, так и отрицательной в зависимости от соотношения фазовых углов напряжения накачки и сигнала. При положительной мощности цепь потребляет от источника сигнала мощность, которая рассеивается в ней. Отрицательную мощность следует трактовать как мощность, поступающую в цепь от источника накачки, которая может не только скомпенсировать потери на частоте сигнала, но и привести к росту мощности сигнала *на выходе цепи.*

Таким образом, нелинейный конденсатор может выполнять функцию активного элемента — усилителя мощности. Из (6.9) следует, что по аналогии с обычным резистором, потребляющим активную мощность, нелинейный конденсатор может быть замещен отрицательным сопротивлением, вносимым в цепь. Его значение можно найти из условия $P_{с\ ср} = U_{mс}^2/(2R_{вн})$. Сравнивая с (6.9), находим $R_{вн} = 2|m_c \omega_с C_0 \sin(2\varphi_с - \varphi_{нк})|^{-1}$. Значение $R_{вн}$ зависит от фазовых соотношений между напряжениями сигнала и накачки.

Полученный эффект усиления достаточно неожидан, и поэтому *рассмотрим физику явления.*

Параметрический резонанс. Существуют явления, при которых, так же как и при действии гармонического сигнала на колебательный контур, результат внешнего воздействия оказывается зависимым от частоты этого воздействия. Эти *явления объединяют* понятием «резонанс» в более широком смысле, и применительно к колебательным цепям, содержащим нелинейный конденсатор, говорят о *параметрическом резонансе.*

Рассмотрим в качестве простого примера явления, происходящие в колебательном контуре с нелинейным конденсатором, при воздействии на него напряжения накачки в виде прямоугольных импульсов с частотой следования, равной удвоенной частоте собственных колебаний контура. Допустим, что между частотой собственных колебаний и изменением емкости C существует жесткая синхронизация: в моменты времени, когда напряжение на конденсаторе достигает экстремума, *емкость скачком уменьшается*; в моменты времени, когда напряжение становится равным нулю, емкость скачком увеличивается на ту же величину (рис. 6.23). Энергия, запасенная конденсатором, равна $E=q^2/2C$. При малом приращении емкости ΔC приращение энергии

$$\Delta E \simeq -\frac{q^2}{2C_0^2}\Delta C = -E\frac{\Delta C}{C_0}. \qquad (6.10)$$

Максимальная энергия, запасенная конденсатором в параметрической цепи, равна

$$E_{\max}=\frac{1}{2}U_m^2C_{\max}=\frac{1}{2}U_m^2\left(C_0+\frac{\Delta C}{2}\right)\simeq\frac{1}{2}U_m^2C_0.$$

За период собственных колебаний контур дважды получит дополнительную энергию от источника накачки — в моменты экстремальных значений напряжения на конденсаторе. Обозначим эту дополнительную энергию накачки $E_{\text{нк}}$, и в соответствии с формулой (6.10) запишем

$$E_{\text{нк}}=2\Delta E=2E_{\max}\frac{\Delta C}{C_0}=U_m^2\Delta C. \qquad (6.11)$$

Как известно, при добротности контура Q его эквивалентное сопротивление при резонансе активно и равно $R_{\text{экв}}=\rho Q$, где $\rho=\sqrt{L/C_0}$ — характеристическое сопротивление контура. Энергия, рассеиваемая в контуре за период собственных колебаний,

$$E_{\text{рас}}=T\frac{U_m^2}{2R_{\text{экв}}}=\frac{U_m^2T}{2\rho Q}. \qquad (6.12)$$

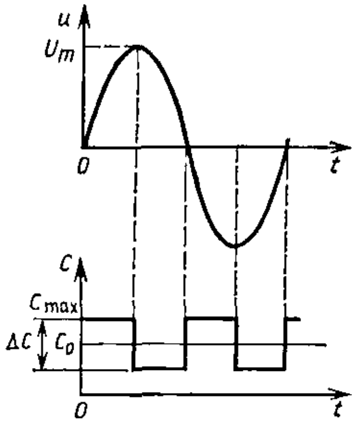


Рис. 6.23. Зависимость напряжения в контуре и изменение емкости контура

Сравнивая рассеиваемую энергию $E_{\text{рас}}$ (6.12) с накачиваемой в контур энергией $E_{\text{нк}}$ (6.11), можно заключить, что в контуре либо колебания не возникают, либо они нарастают неограниченно. Первое происходит, если $E_{\text{рас}} > E_{\text{нк}}$; второе — если $E_{\text{рас}} < E_{\text{нк}}$. Другими словами, колебания нарастают, если коэффициент модуляции емкости больше некоторого критического значения. Из (6.11) и (6.12) следует, что для возникновения параметрического резонанса необходимо, чтобы выполнялось условие

$$\Delta C/C_0 \geqslant T/(2\rho QC_0).$$

Подставив сюда $\rho=\sqrt{L/C_0}$ и $T=2\pi\sqrt{LC_0}$, получим

$$\Delta C/C_0 \geqslant \pi/Q.$$

Поясним полученный результат. Каждый раз, когда емкость уменьшается, конденсатор заряжен и энергия источника накачки затрачивается на увеличение электрической энергии контура. Каждый раз, когда емкость увеличивается, конденсатор разряжен и изменение емкости происходит без затрат энергии.

§ 6.7. БАЛАНС МОЩНОСТЕЙ В ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

Как было показано в предыдущем параграфе, в цепи, содержащей нелинейный конденсатор, под воздействием напряжения генератора накачки и напряжения генератора сигнала возникают напряжения комбинационных частот $\omega_к = m\omega_с + n\omega_{нк}$. Параллельно нелинейному конденсатору включены три цепи, две из которых — это *цепь накачки и сигнала, третья цепь пассивная*, называемая холостым контуром. Контур настроен на одну из комбинационных частот $\omega_к$. Сумма средних мощностей колебаний сигнала $P_с$, накачки $P_{нк}$ и комбинационной частоты $P_к$ должна быть равна нулю:

$$P_с + P_{нк} + P_к = 0. \tag{6.13}$$

Переходя в (6.13) от средних мощностей к энергиям, в соответствии с (6.8) получим $\omega_с E_с + \omega_{нк} E_{нк} + \omega_к E_к = 0$. Подставляя сюда $\omega_к = m\omega_с + n\omega_{нк}$, находим, что

$$\omega_с (E_с + mE_к) + \omega_{нк} (E_{нк} + nE_с) = 0. \tag{6.14}$$

Равенство (6.14) при произвольных $\omega_с$ и $\omega_{нк}$ выполняется, если *каждое слагаемое равно нулю:* $E_с + mE_к = 0$, $E_{нк} + nE_к = 0$. Переходя от энергий к средним мощностям, получаем

$$P_с/\omega_с + mP_к/(m\omega_с + n\omega_{нк}) = 0,$$
$$P_{нк}/\omega_{нк} + nP_к/(m\omega_с + n\omega_{нк}) = 0. \tag{6.15}$$

Уравнения (6.15), выражающие условия баланса мощности в параметрических цепях, называют *уравнениями Мэнли — Роу*. Полученные уравнения являются частным случаем общей *теоремы Мэнли — Роу* о балансе мощностей в спектре колебания параметрической цепи, содержащей реактивную нелинейность (емкостную или индуктивную). Теорема записывается в виде

$$\sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{mP_{mn}}{m\omega_1 + n\omega_0} = 0,$$

$$\sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{nP_{mn}}{m\omega_1 + n\omega_0} = 0,$$

где P_{mn} — средняя мощность колебания на комбинационной частоте $m\omega_1 + n\omega_0$; ω_1 и ω_0 — частоты колебаний, возбуждающих цепь.

Запишем уравнения Мэнли — Роу для частного вида цепи, в которой существуют колебания только на четырех частотах: $\omega_с$, $\omega_{нк}$, $\omega_+ = \omega_{нк} + \omega_с$, $\omega_- = \omega_{нк} - \omega_с$. Для этого в (6.15) следует задать две пары значений m и n: $m=1$, $n=1$ и $m=-1$, $n=1$. Тогда

$$\frac{P_{\text{нк}}}{\omega_{\text{нк}}}+\frac{P_+}{\omega_+}+\frac{P_-}{\omega_-}=0, \qquad \frac{P_{\text{c}}}{\omega_{\text{c}}}+\frac{P_+}{\omega_+}-\frac{P_-}{\omega_-}=0. \qquad (6.16)$$

Эти формулы устанавливают количественные соотношения между мощностями колебаний различных частот.

§ 6.8. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

На основании принципа параметрического усиления строятся параметрические усилители. Различают три наиболее важных режима усиления: 1) с преобразованием частоты «вверх»; 2) с преобразованием частоты «вниз»; 3) регенеративный вырожденный режим.

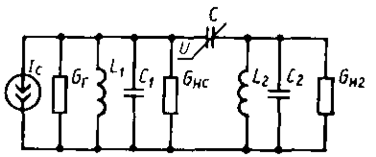


Рис. 6.24. Принципиальная схема двухконтурного параметрического усилителя

Первые два режима реализуются в двухконтурном усилителе, схема которого изображена на рис. 6.24. Усилитель содержит два контура: сигнальный (L_1C_1), настроенный на частоту ω_c, и выходной L_2C_2, настроенный на одну из комбинационных частот (ω_+ или ω_-). Режим с преобразованием частоты «вверх» или «вниз» определяется частотой настройки выходного контура. На рис. 6.24 $G_{\text{нс}}$ — проводимость нагрузки сигнального контура, $G_{\text{н2}}$ — проводимость нагрузки холостого контура.

Усилитель с преобразованием частоты «вверх». В этом случае выходной контур настраивается на суммарную частоту $\omega_+=\omega_{\text{нк}}+\omega_c$ и соотношения (6.16) принимают вид

$$P_{\text{нк}}/\omega_{\text{нк}}+P_+/\omega_+=0, \qquad P_c/\omega_c+P_+/\omega_+=0. \qquad (6.17)$$

Из (6.17) следует, что так как $P_+>0$ (P_+ — мощность, выделяемая в нагрузке), то $P_{\text{нк}}<0$ и $P_c<0$, а это значит, что оба генератора (сигнала и накачки) отдают мощность в выходной контур. Из второго уравнения (6.17) следует, что максимально возможный коэффициент усиления в рассматриваемом режиме равен $K_p=-P_+/P_c=\omega_+/\omega_c$.

Усилители такого типа имеют ограниченное применение, поскольку на высоких частотах, где, как правило, и используются параметрические усилители, трудно обеспечить большое значение отношения ω_+/ω_c. Достоинством этого режима усиления является высокая устойчивость работы усилителя.

Усилитель с преобразованием частоты «вниз». В этом случае выходной контур настраивается на разностную частоту $\omega_-=\omega_{\text{нк}}-\omega_c$ и уравнения (6.16) принимают вид

$$P_c/\omega_c-P_-/\omega_-=0, \qquad P_{\text{нк}}/\omega_{\text{нк}}+P_-/\omega_-=0. \qquad (6.18)$$

Как видно из первого равенства (6.18), мощности $P_с$ и P_- положительные. Другими словами, часть мощности генератора накачки поступает в сигнальный контур и компенсирует часть теряемой в ней мощности, *т. е. в усилителе происходит регенерация* на частоте сигнала. Поэтому из (6.18) нельзя получить коэффициент усиления, поскольку $P_с$ включает не только мощность, потребляемую нагрузкой, но и часть мощности, возникающей за счет регенерации. Тем не менее, записав первое уравнение (6.18) в виде $P_- = P_с \omega_- / \omega_с$, можно утверждать, что усиление будет тем больше, чем больше отношение $\omega_- / \omega_с$.

Усилители данного типа неустойчивы в работе, так как в сигнальный контур поступает мощность даже в отсутствие сигнала, что при определенных условиях может привести к самовозбуждению.

Одноконтурный регенеративный усилитель. В этом усилителе частота накачки равна удвоенной частоте сигнала: $\omega_{нк} = 2\omega_с$. При этом разностная частота равна частоте сигнала: $\omega_- = \omega_с$, и, следовательно, отпадает необходимость в отдельном контуре, настроенном на разностную частоту. Двухконтурная схема «вырождается» в одноконтурную, отсюда происходит название «вырожденный режим». Если условие $\omega_{нк} = 2\omega_с$ выполняется строго, в контуре выделяется одно усиленное колебание, равное сумме колебаний на частоте сигнала и разностной частоте. Такой режим работы называется синхронным, и, как было показано, он зависит от фазовых соотношений колебаний накачки и сигнала.

В реальных условиях невозможно точно выполнить условие синхронизации. Поэтому одноконтурный регенеративный усилитель всегда работает в асинхронном режиме, когда $\omega_- - \omega_с = \delta\omega \neq 0$. При этом величина $2\varphi_{нк} - \varphi_с$ становится функцией времени, поскольку получает случайную добавку $\delta\omega t$. Вносимое сопротивление, определяемое формулой (6.9), также становится случайной функцией времени и, как следствие, возникают случайные изменения усиления. Это является серьезным недостатком одноконтурных усилителей.

Отметим, что параметрические усилители применяются в диапазоне частот от сотен мегагерц до десятков гигагерц. Они имеют относительно узкую полосу пропускания 1. . .3% и низкую шумовую температуру, так как в этих типах усилителей отсутствует дробовой эффект.

ГЛАВА 7 ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ

При работе в импульсных схемах электронные приборы (лампы, транзисторы, тиристоры и др.) имеют два рабочих состояния. В одном из них электронный прибор закрыт, ток через него практически не проходит и его внутреннее сопротивление R_i велико; в другом состоянии прибор открыт, ток в выходной цепи имеет заданное значение, а внутреннее сопротивление мало. Переход из одного состояния в другое сопровождается переходным процессом, время которого определяет длительность фронта и среза импульса. Такой режим работы электронного прибора называется ключевым.

§ 7.1. КЛЮЧЕВОЙ РЕЖИМ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОННОЙ ЛАМПЫ

Когда коммутируемая импульсная мощность не превышает десятков ватт, в качестве ключевых элементов используются транзисторы.

В мощных генераторах импульсов применяют специальные импульсные модуляторные лампы. Двум рабочим состояниям

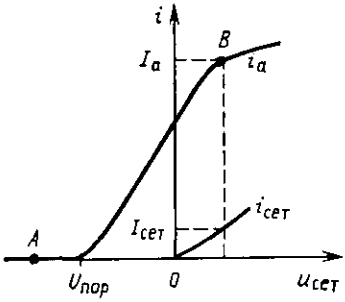


Рис. 7.1. Анодно-сеточная и сеточная характеристики лампы

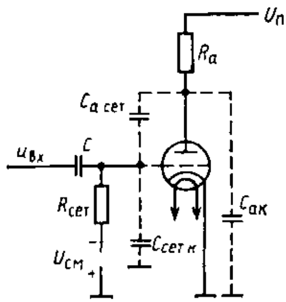


Рис. 7.2. Схема ключа на электронной лампе

электронной лампы соответствуют определенные положения рабочей точки на анодно-сеточной характеристике (рис. 7.1). Лампа закрыта *(режим отсечки)*, когда напряжение на сетке $u_{сет}$ меньше порогового $U_{пор}$ и рабочая точка (точка A) находится на горизонтальном участке характеристики. Анодный и сеточный токи лампы при этом практически равны нулю. Когда $u_{сет} > U_{пор}$, лампа открыта. В анодной цепи протекает ток I_a, а если при этом напряжение на сетке положительное, то имеет место сеточный ток $I_{сет}$ (точка B). Участок характеристики между этими двумя точками нельзя аппроксимировать отрезком прямой линии.

Таким образом, электронная лампа в ключевом режиме ведет себя как существенно *нелинейный элемент*. Естественно, что при анализе импульсных схем необходимо учитывать эту нелинейность.

Чтобы, с одной стороны, учесть нелинейность электронных приборов, а с другой — не усложнять расчет, используют искусственный прием расчета импульсных схем. Сущность его состоит в том, что рассматривают процессы в схеме для двух состояний электронного прибора: открытого и закрытого, который представляется соответствующими эквивалентными параметрами. Вид анодно-сеточной характеристики электронной лампы (ее нелинейность) не имеет существенного значения, поскольку закон изменения напряжения или тока при формировании фронта и среза импульса не является главным. Определяющей является длительность переходного процесса, которая должна быть минимальной.

В режиме отсечки участки схемы, к которым подключены сетка и анод лампы (рис. 7.2), представляются разомкнутыми. В открытом состоянии анодная цепь заменяется эквивалентным резистором $R_i = u_а/I_а$, где $u_а$ — анодное напряжение лампы. При условии $u_{сет}>0$ сеточная цепь также представляется эквивалентным резистором $r_{сет} = u_{сет}/i_{сет}$.

Длительность перехода лампы из открытого состояния в закрытое и обратного перехода определяется временем изменения напряжения на электродах, которое в основном зависит от постоянной времени цепей перезарядки межэлектродных емкостей $C_{а\ сет}$, $C_{сет\ к}$, $C_{ак}$. Инерционность электронного потока лампы при анализе переходного процесса обычно не учитывают, так как время пролета электронами междуэлектродного пространства составляет доли наносекунды. Поскольку длительность фронта и среза импульсов, генерируемых схемами с модуляторными лампами, гораздо больше этого времени, такое допущение правомерно.

§ 7.2. СТАТИЧЕСКИЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРНОГО КЛЮЧА

В силу ряда неоспоримых преимуществ (отсутствие накала, малые габариты, малая потребляемая мощность, высокая надежность) *транзисторы полностью заменили электронные лампы* в маломощных импульсных схемах. Более того, использование транзисторов позволило создать такие схемы, реализация которых с помощью ламп принципиально невозможна. В импульсных схемах используются германиевые и кремниевые, *биполярные* и полевые транзисторы. В дальнейшем будем рассматривать схемы на кремниевых транзисторах *n-p-n*-типа, поскольку они наиболее широко применяются.

В большинстве случаев используют *транзисторный ключ с общим эмиттером* (ОЭ), в котором нагрузочный резистор включен в коллекторную цепь (рис. 7.3). (Если в схеме используется не n-p-n-, а p-n-p-транзистор, то на коллектор подается отрицательное напряжение.) Напряжения и токи, соответствующие закрытому и открытому состояниям транзистора, могут быть определены с помощью входных и выходных статических характеристик транзистора, включенного по схеме ОЭ (рис. 7.4).

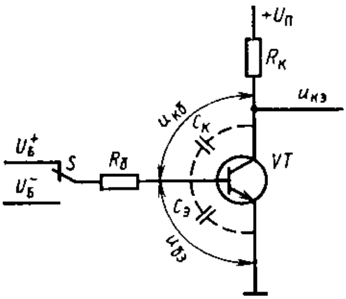


Рис. 7.3. Схема транзисторного ключа с общим эмиттером

Режим отсечки. Закрытому состоянию транзистора соответствует *режим отсечки*, при котором на коллекторном и эмиттерном переходах действуют обратные напряжения. Через переходы проходят токи, обусловленные процессами тепловой генерации носителей заряда в объеме полупроводника. При включении транзистора по схеме ОЭ в режиме отсечки в коллекторной цепи протекает ток, близкий обратному току коллекторного перехода. Этот ток закрытого кремниевого транзистора ничтожно мал (менее 1 нА), поэтому его обычно в расчетах не учитывают и

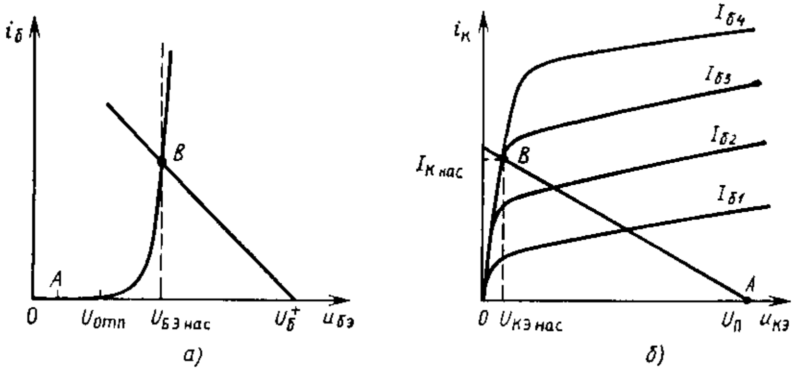


Рис. 7.4. Входная (*а*) и выходная (*б*) характеристики транзисторного ключа ОЭ

входное и выходное сопротивления закрытого кремниевого транзистора, определяемые сопротивлениями обратносмещенных коллекторного и эмиттерного переходов, при расчетах принимают бесконечно большими.

Ток коллекторного перехода закрытого германиевого транзистора на несколько порядков больше, чем ток кремниевого. Поэтому при анализе импульсных схем с германиевыми транзисторами его учитывают и транзистор в режиме отсечки представляют источником тока, действующим в цепи коллектор — база.

Прямые ветви входных статических характеристик в первом приближении представляются экспоненциальной зависимостью тока базы $I_б$ от напряжения база — эмиттер $u_{бэ}$. Следовательно, сколь угодно малое увеличение напряжения $u_{бэ}$, приводит к росту $I_б$. Однако ток базы становится заметным лишь при определенном значении $u_{бэ} = U_{отп}$. Поэтому при расчетах импульсных схем удобно пользоваться *напряжением отпирания* (открывания) $U_{отп}$. Обычно принимают для кремниевых транзисторов $U_{отп} = 0{,}5...0{,}6$ В, для германиевых $U_{отп} \simeq 0{,}1...0{,}15$ В.

Режиму отсечки соответствует точка A на статических характеристиках транзистора.

Режим насыщения. Транзистор открывается, когда на вход подается положительное напряжение, и при условии $u_{бэ} > U_{отп}$ коллекторный $I_к$ и базовый $I_б$ токи увеличиваются. По мере нарастания тока базы растет коллекторный ток и уменьшается коллекторное напряжение $u_{кэ}$ за счет падения напряжения на резисторе $R_к$, а также уменьшается обратное напряжение $u_{кб}$, приложенное к коллекторному переходу. Пока при увеличении тока $I_б$ на коллекторном переходе имеется обратное напряжение, транзистор находится в активном режиме и имеет место следующее соотношение между токами:

$$I_к = h_{21э} I_б + I_{КЭ0} \simeq h_{21э} I_б.$$

При некотором значении базового тока напряжение на коллекторном переходе $u_{кб}$ становится равным нулю и дальнейшее увеличение тока $I_б$, а следовательно, и тока $I_к$ приводит к появлению прямого напряжения на коллекторном переходе, т. е. потенциал базы относительно коллектора становится положительным. Когда $u_{кб} = -U_{отп}$, в прямом направлении оказывается включенным не только эмиттерный, но и коллекторный переход. Это приводит к тому, что не все носители, инжектированные эмиттером и дошедшие до коллекторного перехода, перехватываются им. Навстречу потоку неосновных носителей, идущих из базы в коллектор, движется поток таких же носителей из коллектора в базу, и суммарный их ток определяется разностью этих потоков. В результате коллекторный ток при дальнейшем увеличении тока базы перестает расти. Транзистор переходит в *режим насыщения, который характеризуется постоянством тока коллектора* $I_{к\,нас}$. В связи с тем что в режиме насыщения коллекторный переход не осуществляет полной экстракции носителей из базы, там происходит их накопление и интенсивная рекомбинация и пропорциональная зависимость между токами $I_к$ и $I_б$ не выполняется.

Напряжения на коллекторе $U_{КЭ\,нас}$ и базе $U_{БЭ\,нас}$ насыщенного транзистора остаются практически постоянными и выполняется неравенство $U_{КЭ\,нас} < U_{БЭ\,нас}$. Для кремниевых транзисторов напряжения насыщения, как правило, составляют: $U_{КЭ\,нас} \simeq 0{,}2...0{,}3$ В; $U_{БЭ\,нас} \simeq 0{,}5...0{,}8$ В; для германиевых транзисторов $U_{КЭ\,нас} \simeq 0{,}1...0{,}2$ В; $U_{БЭ\,нас} \simeq 0{,}3...0{,}4$ В. Напряжение насыщения база—эмиттер и напряжение отпирания для кремниевых транзисторов различаются незначительно: $U_{БЭ\,нас} \simeq$ $\simeq U_{отп}+0{,}1$ В.

Токи, протекающие во внешней цепи транзистора в насыщении, определяются следующими соотношениями:

$$I_{Б\,нас} = (U_Б^+ - U_{БЭ\,нас})/R_б,$$
$$I_{К\,нас} = (U_п - U_{КЭ\,нас})/R_к \simeq U_п/R_к,$$

где $U_Б^+$, $U_п$ — напряжения источников питания базы и коллектора.

Как видно, токи транзисторного ключа в режиме насыщения определяются внешними параметрами схемы и практически не зависят от характеристик транзистора. Режиму насыщения соответствует точка B на статических характеристиках.

Режим насыщения кремниевого транзистора определяется условием $u_{кб} = -U_{отп}$. При заданных коллекторном и базовом токах удобным для расчетов является критерий насыщенного состояния по току. Его можно установить, рассуждая так. Пропорциональная зависимость между токами $I_к$ и $I_б$, справедливая для активного режима, сохраняется вплоть до отпирания коллекторного перехода. Следовательно, на границе активного режима и режима насыщения при $u_{кб} = -U_{отп}$ также имеет место соотношение $I_{К\,нас} = h_{21э} I_{б\,гр}$, где $I_{б\,гр}$ — базовый ток, при котором транзистор входит в режим насыщения. Как было отмечено, дальнейшее увеличение базового тока не приводит к росту коллекторного тока. Таким образом, *критерий насыщенного состояния транзистора* можно записать в виде

$$I_{Б\,нас} > I_{Б\,гр} = I_{К\,нас}/h_{21э}. \qquad (7.1)$$

Если в соотношение (7.1) подставить выражения для токов $I_{Б\,нас}$ и $I_{К\,нас}$, то получим

$$(U_Б^+ - U_{БЭ\,нас})/R_б > (U_п - U_{КЭ\,нас})/(h_{21э} R_к).$$

В реальных условиях работы транзисторного ключа напряжения источников питания могут изменяться, имеет место также разброс сопротивлений резисторов и коэффициента передачи тока $h_{21э}$. Это может привести к невыполнению неравенства (7.1), выходу транзистора из режима насыщения и соответственно к изменению коллекторного тока и выходного напряжения. Для обеспечения устойчивого режима работы транзисторного ключа параметры его рассчитывают таким образом, чтобы неравенство (7.1) выполнялось при изменениях в некоторых пределах входящих в него величин.

Помехоустойчивость транзисторного ключа тем больше, чем выше *коэффициент насыщения*:

$$K_{нас} = I_{Б\,нас}/I_{Б\,гр} = h_{21э} I_{Б\,нас}/I_{К\,нас}.$$

На границе режима насыщения и активного режима $I_{Б\,нас} =$ $= I_{Б\,гр}$ и $K_{нас} = 1$. Хотя для повышения помехоустойчивости желательно увеличивать коэффициент насыщения, однако следует помнить, что при этом растет время переключения транзисторного ключа.

§ 7.3. ВКЛЮЧЕНИЕ ТРАНЗИСТОРНОГО КЛЮЧА

Транзистор переходит из режима отсечки в режим насыщения и обратно не мгновенно, а в течение определенного времени. Эта *инерционность биполярного транзистора* обусловлена двумя основными факторами: накоплением заряда неосновных носителей в базе и емкостями коллекторного $C_к$ и эмиттерного $C_э$ переходов. Кроме того, на длительность переходных процессов транзисторного ключа оказывает влияние емкость нагрузки $C_н$.

Расчет длительности переходных процессов в транзисторном ключе проводится методом заряда, базирующимся на том факте, что в базе объемный заряд неосновных носителей скомпенсирован, т. е. база электрически нейтральна.

Метод заряда. Так как в базе (p-область) неосновными носителями являются электроны, то при $u_{бэ} > U_{отп}$ ток базы $i_б(t)$ определяет скорость накопления электронов $\mathrm{d}q/\mathrm{d}t$ в ней (q — заряд неосновных носителей) и компенсирует их убывание q/τ в результате рекомбинации (τ — время жизни неосновных носителей в базе). Кроме того, ток базы идет на перезарядку емкостей $C_к$ и $C_э$ при изменении напряжения на переходах. Следовательно,

$$\frac{dq}{dt} + \frac{q}{\tau} + C_к \frac{du_{кб}}{dt} + C_э \frac{du_{бэ}}{dt} = i_б(t). \tag{7.2}$$

Если емкостные токи коллекторного $\left(C_к \dfrac{\mathrm{d}u_{кб}}{dt}\right)$ и эмиттерного $\left(C_э \dfrac{\mathrm{d}u_{бэ}}{\mathrm{d}t}\right)$ переходов невелики, то уравнение (7.2) упрощается:

$$\mathrm{d}q/\mathrm{d}t + q/\tau = i_б(t). \tag{7.3}$$

В стационарном состоянии, когда $\mathrm{d}q/\mathrm{d}t = 0$,

$$q = \tau I_б, \tag{7.4}$$

т. е. избыточный заряд неосновных носителей в базе пропорционален базовому току. Это соотношение справедливо не только в активном режиме, но и в режиме насыщения транзистора.

С помощью уравнений (7.2) или (7.3) можно определить объемный заряд неосновных носителей в базе в функции времени. Однако при расчете импульсных схем на транзисторах основной интерес представляет определение закона изменения коллекторного тока $i_к(t)$.

В активном режиме работы транзистора при условии, что распределение концентрации неосновных носителей заряда в базе является линейным, имеет место соотношение, которое с известным приближением дает связь между зарядом неосновных носителей в базе и коллекторным током транзистора:

$$q(t) \simeq \tau i_к(t)/h_{21э}. \qquad (7.5)$$

Это соотношение в стационарном режиме справедливо с высокой точностью. Однако в переходном режиме, длительность которого соизмерима с временем распространения носителей вдоль базы, линейный характер распределения неосновных носителей в базе нарушается.

Решая уравнения (7.2) или (7.3) и используя соотношение (7.5), можно определить закон изменения коллекторного тока $i_к(t)$ при заданном базовом токе $i_б(t)$. Преобразуем по Лапласу уравнение (7.3), поскольку это упрощает процедуру решения при различных начальных условиях:

$$q(p) = \frac{I_б(p) + q(0)}{p + 1/\tau}, \qquad (7.6)$$

где $q(0)$ — начальное значение заряда неосновных носителей в базе; p — оператор Лапласа.

При достаточно большом емкостном токе коллекторного перехода $i_{Cк}$ в уравнении (7.2) необходимо учитывать слагаемое $C_к\,dU_{кб}/dt$. Так как напряжение на емкости $C_к$ уменьшается, то $i_{Cк} = -C_к\,dU_{кб}/dt$. Если учесть, что из (7.5) следует $di_к = (h_{21э}/\tau)\,dq$, а $du_{кэ} = -R_к\,di_к$, и положить $du_{кб} \simeq du_{кэ}$, то

$$i_{Cк} = -C_к\frac{du_{кб}}{dt} \simeq -C_к\frac{du_{кэ}}{dt} \simeq C_к R_к \frac{h_{21э}}{\tau}\frac{dq}{dt}.$$

После подстановки в уравнение (7.2) полученного выражения для $i_{Cк}$ имеем

$$\frac{dq}{dt} + \frac{q}{\tau + h_{21э}C_к R_к} = \frac{\tau}{\tau + h_{21э}C_к R_к}\,i_б(t). \qquad (7.7)$$

Следовательно, ток перезарядки емкости коллекторного перехода приводит к увеличению эквивалентной постоянной времени:

$$\tau_{экв} = \tau + h_{21э}C_к R_к. \qquad (7.8)$$

Задержка включения. Рассмотрим процесс включения транзисторного ключа при условии, что в момент времени t_0 на его входе напряжение скачком изменяется от $U_б$ до $U_б^{+}$ (рис. 7.5). В базовой цепи устанавливается ток $I_Б^{+} = (U_Б^{+} - U_{БЭ\,нас}^{+})/R_б$. Хотя управляющее напряжение изменяется скачком, разность потенциалов между базой и эмиттером из-за наличия прежде всего емкостей $C_э$ и $C_к$ нарастает до значения $U_{отп}$, при котором транзистор открывается, но не сразу, а в течение определенного времени. Таким образом, импульс коллекторного тока начинается в момент времени t_1, т. е. с некоторой задержкой относительно момента подачи отпирающего напряжения $U_Б^{+}$. Интервал времени $t_{зд} = t_1 - t_0$ определяет *длительность стадии задержки* — время, в течение которого происходит перезарядка емкостей $C_к$ и $C_э$. Так как в это время через транзистор протекают емкостные токи, то эквивалентная схема транзисторного ключа

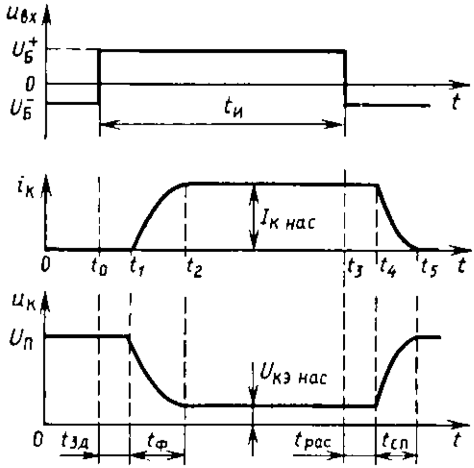


Рис. 7.5. Переходные процессы в ключе ОЭ

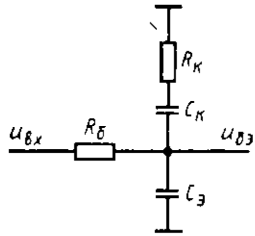


Рис. 7.6. Эквивалентная схема ключа

на этапе задержки включает внешние резисторы и емкости переходов (рис. 7.6).

В транзисторном ключе обычно $R_б > R_к$, поэтому, пренебрегая $R_к$, получим цепь первого порядка, переходной процесс в которой определяется соотношением

$$u_{бэ}(t) = u_{бэ}(\infty) - [u_{бэ}(\infty) - u_{бэ}(0)]\,e^{-t/\tau_{зд}},$$

где $\tau_{зд} = R_б(C_к + C_э)$; $u_{бэ}(\infty) = U_б^+$; $u_{бэ}(0) = -U_б^-$. Когда емкость нагрузки транзисторного ключа $C_н$ соизмерима или больше суммарной емкости переходов, $\tau_{зд} = R_б(C_к + C_э + C_н)$.

После подстановки получим

$$u_{бэ}(t) = U_б^+ - (U_б^+ + U_б^-)\,e^{-t/\tau_{зд}}.$$

Стадия задержки заканчивается, когда $u_{бэ}(t) = U_{отп} \simeq U_{БЭ\,нас}$, поэтому

$$t_{зд} = \tau_{зд} \ln \frac{U_б^+ + U_б^-}{U_б^+ - U_{БЭ\,нас}}.$$

Формирование фронта. Когда в момент времени t_1 эмиттерный переход открывается, начинается процесс нарастания коллекторного тока, сопровождающийся снижением коллекторного напряжения. Коллекторный ток увеличивается до момента времени t_2, когда транзистор входит в режим насыщения. В интервале времени $t_1 \ldots t_2$ происходит формирование фронта импульса тока. *Длительность фронта* $t_ф = t_2 - t_1$ можно определить из уравнения (7.6). Так как начальный объемный заряд $q(0) = 0$, а

$I_б(p) = \frac{1}{p} I_б^+$, то

$$q(t) = I_б^+ \tau (1 - e^{-t/\tau}). \qquad (7.9)$$

Подставив выражение (7.9) в (7.5), получим

$$i_к(t)=h_{21э}I_б^+(1-e^{-t/\tau}). \qquad (7.10)$$

Таким образом, и объемный заряд неосновных носителей в базе, и коллекторный ток во время формирования фронта изменяются по экспоненциальному закону. Когда $i_к(t_2)=I_{К\ нас}$ и заряд неосновных носителей в базе достигает значения $q(t_2)=\tau I_{К\ нас}/h_{21э}$, формирование фронта заканчивается. Воспользовавшись соотношением (7.9), получим формулу для расчета длительности фронта

$$t_ф=\tau\ln\frac{h_{21э}I_б^+}{h_{21э}I_б^+-I_{К\ нас}}. \qquad (7.11)$$

Из полученного соотношения следует, что увеличение базового тока включения приводит к уменьшению длительности фронта импульса коллекторного тока. Если при формировании фронта емкостный ток соизмерим с коллекторным током транзистора, то для расчета $t_ф$ в формуле (7.11) необходимо заменить τ на $\tau_{экв}$ из (7.8).

После того как транзистор войдет в режим насыщения, ток $i_к$ и напряжение $u_{кэ}$ перестают изменяться, но процесс накопления заряда продолжается по экспоненциальному закону в соответствии с выражением (7.9), однако постоянная времени здесь другая: $\tau_{нас}=(0{,}8...0{,}9)\tau$.

Поскольку процесс накопления носит экспоненциальный характер, то время, в течение которого заряд неосновных носителей достигает стационарного значения, можно вычислить по формуле $t_{нас}=(3...5)\tau_{нас}$. При этом заряд неосновных носителей в базе $q_{нас}=\tau_{нас}I_б^+$.

На этом процесс включения транзисторного ключа заканчивается.

§ 7.4. ВЫКЛЮЧЕНИЕ ТРАНЗИСТОРНОГО КЛЮЧА

Когда в момент времени t_3 происходит переключение входного напряжения с $U_Б^+$ на $U_Б^-$ (см. рис. 7.3), начинается процесс выключения транзисторного ключа. При переключении входного напряжения ток базы меняет направление и становится равным $I_б^-=(U_Б^- - U_{БЭ\ нас})/R_б$.

Стадия рассасывания. В результате изменения направления базового тока начинается процесс рассасывания неосновных носителей. Несмотря на уменьшение заряда, транзистор некоторое время находится в режиме насыщения и коллекторный ток остается равным $I_{К\ нас}$. В момент времени t_4 (см. рис. 7.5) концентрация неосновных носителей около коллекторного перехода уменьшается до нуля и на коллекторном переходе восстанавливается обратное напряжение.

Таким образом, интервал времени $t_{рас}=t_4-t_3$ определяет задержку среза импульса коллекторного тока. Время $t_{рас}$, которое называется *временем рассасывания*, можно определить из уравнения (7.6), положив $I_б(p)=-\frac{1}{p}I_б$ и $q(0)=I_б^+\tau_{нас}$:

$$q(p)=-\frac{I_б^-}{p(p+1/\tau_{нас})}+\frac{I_б^+\tau_{нас}}{p+1/\tau_{нас}}.$$

Переходя от изображения к оригиналу, получим

$$q(t)=-I_б^-\tau_{нас}\left(1-e^{-t/\tau_{нас}}\right)+I_б^+\tau_{нас}\,e^{-t/\tau_{нас}}.$$

Этап рассасывания заканчивается, когда транзистор входит в активный режим, и если положить, что в момент времени t_4 объемный заряд $q(t_4)=\tau_{нас}I_{К\ нас}/h_{21э}$, то получим

$$t_{рас}=\tau_{нас}\ln\frac{I_б^+ + I_б^-}{I_б^- + I_{К\ нас}/h_{21э}}. \qquad (7.12)$$

Иногда зарядом $q(t_4)$ пренебрегают, и формула для расчета времени рассасывания принимает вид

$$t_{рас}=\tau_{нас}\ln\left[\left(I_б^+ + I_б^-\right)/I_б^-\right].$$

Стадия формирования спада. В дальнейшем начинается уменьшение базового и коллекторного токов, что сопровождается увеличением напряжения $u_{кэ}$ и формируется спад вершины импульса коллекторного тока. Процессы, протекающие в транзисторном ключе в этой стадии, довольно сложны, и количественная оценка длительности спада $t_{сп}$ зависит от того, какие факторы превалируют. Если емкостными токами можно пренебречь и $I_б^- < I_{К\ нас}$, то длительность спада может быть также рассчитана по формуле (7.7). Полагая $I_б(p)=-\frac{1}{p}I_б^-$, $q(0)=q(t_4)=\tau I_{К\ нас}/h_{21э}$, а также принимая во внимание, что в момент окончания стадии спада $q(t_5)=0$, получаем

$$t_{сп}=\tau\ln\frac{I_{К\ нас}/h_{21э}+I_б^-}{I_б^-}. \qquad (7.13)$$

Данная формула получена при довольно грубом приближении, поскольку в действительности ток базы $I_б^-$ не остается постоянным и нельзя пренебрегать токами зарядки $C_к$ и емкости нагрузки $C_н$ транзисторного ключа. Когда определяющим является процесс зарядки этих емкостей, то длительность спада рассчитывается по формуле $t_{сп}=(3\ldots5)R_к(C_к+C_н)$.

§ 7.5. БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ

Из формул (7.11). . .(7.13) следует, что быстродействие транзисторного ключа, т. е. время включения и выключения, определяется параметрами как самого транзистора ($C_э$, $C_к$, τ), так и схемы включения ($U_б^+$, $U_б^-$, $U_к$, $R_к$, $R_б$, $C_н$). Естественно, что при расчете ключа необходимо стремиться к обеспечению его максимального быстродействия, т. е. уменьшению длительности отдельных стадий переходных процессов. Как следует из (7.11) и (7.12), длительность формирования фронта $t_ф$ и длительность рассасывания $t_{рас}$ зависят от базового тока включения. И если увеличение $I_б^+$ приводит к уменьшению $t_ф$, то одновременно увеличивается $t_{рас}$. Такое положение обусловлено тем, что с ростом $I_б^+$ увеличивается коэффициент насыщения $K_{нас}$.

Транзисторный ключ с форсирующим конденсатором. Если создать такие условия, при которых базовый ток включения имел бы большое значение во время формирования фронта, а после его завершения уменьшался до значения, достаточного для насыщения транзистора с небольшим коэффициентом насыщения, то это повысило бы быстродействие ключа, поскольку $t_ф$ уменьшилось бы, а $t_{рас}$ не увеличилось.

Эта идея повышения быстродействия реализуется в схеме ключа с форсирующим конденсатором (рис. 7.7). Конденсатор C шунтирует резистор $R_б$, и поэтому в момент отпирания транзистора ток базы включения имеет максимальное значение $I_б^+(0) \simeq$ $\simeq U_б^+/R_{вх}$ (рис. 7.8), где $R_{вх}$ — входное сопротивление транзистора. Затем по мере зарядки конденсатора C ток базы уменьшается и к окончанию процесса включения принимает значение $I_б^+ = (U_б^+ - U_{БЭ\,нас})/(R_б + R_{вх})$, что меньше $I_б^+(0)$. Таким образом, в данной схеме начальный базовый ток включения стал больше, а коэффициент насыщения не увеличился по сравнению со схемой без форсирующего конденсатора.

Форсирующий конденсатор способствует также сокращению времени $t_{рас}$. Когда транзистор открыт, падение напряжения на

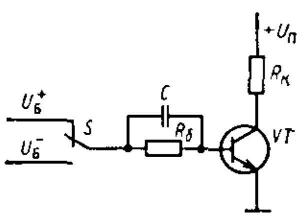


Рис. 7.7. Схема ключа с форсирующим конденсатором

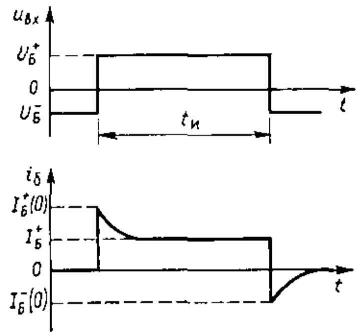


Рис. 7.8. Переходные процессы в ключе с форсирующим конденсатором

резисторе $R_б$ равно $U_б^+ - U_{БЭ\,нас}$ и конденсатор C заряжен до этого напряжения. При подаче на вход ключа запирающего напряжения $U_б^-$ напряжение на конденсаторе C складывается с $U_б^-$ и начальный ток выключения базы $I_б(0)=(U_б^+ + U_б^- - U_{БЭ\,нас})/R_{вх}$, что намного больше тока выключения без форсирующего конденсатора: $I_б=(U_б - U_{БЭ\,нас})/(R_б + R_{вх})$. В результате время $t_{рас}$ также уменьшается. Емкость конденсатора C не может быть произвольной, поскольку при малой емкости всплески базового тока имеют небольшую длительность и влияние конденсатора на длительность переходных процессов незначительное, а при слишком большом значении C может произойти *увеличение длительности переходных* процессов. Поэтому емкость конденсатора определяется из соотношения $C \sim \tau / R_б$.

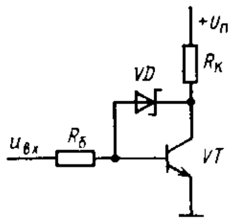


Рис. 7.9. Схема транзисторного ключа с диодом Шотки

Ключ с диодом Шотки. Хотя форсирующий конденсатор и обеспечивает уменьшение времени рассасывания, но оно все же существует. Для уменьшения времени выключения используются ключи с *нелинейной обратной связью*. В ключе на кремниевом транзисторе наилучшие результаты дает использование в качестве элемента обратной связи диода Шотки, который включается между базой и коллектором транзистора (рис. 7.9). Характерным для диода Шотки является то, что протекание прямого тока через него не связано с инжекцией неосновных носителей и эффектом накопления, как это имеет место в диоде с *p-n*-переходом.

Когда транзистор открыт и находится в активном режиме, потенциал коллектора относительно базы положительный ($u_{кб}>0$) и к диоду приложено обратное напряжение. Как только с ростом коллекторного тока коллекторный *p-n*-переход оказывается смещенным в прямом направлении, диод открывается. Последующее увеличение базового тока транзистора приводит к росту тока, протекающего через диод Шотки.

Следовательно, накопления неосновных носителей в базе транзистора из-за инжекции неосновных носителей через коллекторный переход, как это имеет место при работе транзистора в режиме насыщения, практически не происходит, поскольку напряжение открывания диода Шотки меньше напряжения открывания коллекторного *p-n*-перехода. По этой же причине время накопления неосновных носителей в базе транзистора, инжектированных эмиттером, существенно меньше.

Таким образом, увеличение быстродействия транзисторного ключа с диодом Шотки происходит в результате уменьшения времени нарастания тока коллектора при включении и времени рассасывания при выключении. Следует, однако, заметить, что напряжение $U_{кэ}$ такого ключа в открытом состоянии несколько *больше, чем напряжение насыщенного ключа.*

§ 7.6. ТРАНЗИСТОРНЫЙ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ ТОКА

Наряду с транзисторными ключами в импульсных схемах применяются транзисторные переключатели тока, которые обеспечивают переключение тока из одной цепи в другую. Переключатель состоит из двух транзисторов с коллекторными нагрузками, в общую эмиттерную цепь которых включен источник тока I_0 (рис. 7.10). На базу транзистора VT_2 подается постоянное напряжение $U_{оп}$, называемое *опорным*. Управляющее напряжение подается на базу транзистора VT_1. Если напряжение на входе

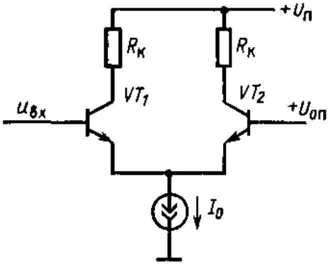


Рис. 7.10. Схема транзисторного переключателя тока

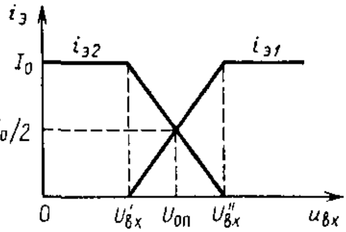


Рис. 7.11. Выходная характеристика переключателя тока

$u_{вх}=0$, то транзистор VT_1 закрыт и весь ток I_0 проходит через VT_2. При этом потенциал базы VT_2 относительно заземленной точки $u_{б2}=U_{оп}$, потенциал эмиттера $u_{э2}=u_{э1}=U_{оп}-U_{БЭ\,нас}$ *и потенциал коллектора*

$$u_{к2}=U_п-|h_{21б}|I_0R_к. \qquad (7.14)$$

Разность потенциалов между базой и эмиттером VT_1

$$u_{бэ\,1}=u_{вх}-U_{оп}+U_{БЭ\,нас}, \qquad (7.15)$$

и так как $U_{оп}>U_{БЭ\,нас}$, а $u_{вх}=0$, то транзистор VT_1 закрыт. С ростом $u_{вх}$ разность потенциалов $u_{бэ1}$ увеличивается и при $u_{бэ1}=U_{оп}=U_{БЭ\,нас}-0,1$ В транзистор открывается — с учетом (7.15) при $U'_{вх}=U_{оп}-0,1$ В.

Когда входное напряжение $u_{вх}=U_{оп}$, через оба транзистора протекают одинаковые токи $I_{э1}=I_{э2}=0,5\,I_0$. Дальнейшее увеличение $u_{вх}$ приводит к росту потенциала эмиттеров. Действительно, когда транзистор VT_1 открыт, $u_{бэ1}=U_{БЭ\,нас}$ и $u'_{э1}=u'_{э2}=u_{вх}-U_{БЭ\,нас}$. Так как потенциал базы VT_2 зафиксирован на уровне $U_{оп}$ относительно заземленной точки, то увеличение $u_{вх}>U_{оп}$ *равносильно уменьшению напряжения* $u_{бэ2}$, *так как* $u_{бэ2}=U_{оп}-u'_{э2}=U_{оп}-u_{вх}+U_{БЭ\,нас}$ и при $u_{вх}=U''_{вх}=U_{оп}+0,1$ В транзистор VT_2 закроется, поскольку $u_{бэ2}=U_{БЭ\,нас}-0,1$ В. Таким образом, при изменении входного напряжения от $U'_{вх}=U_{оп}-0,1$ В до $U''_{вх}=U_{оп}+0,1$ В, т. е. всего на величину $\Delta u_{вх}=\pm0,1$ В относительно $U_{оп}$, ток I_0 переключается из одного плеча в другое (рис. 7.11).

В переключателе тока необходимо, чтобы открытый транзистор не находился в режиме насыщения, т. е. $u_{кб} > -U_{отп}$. Обычно для предотвращения режима насыщения с учетом возможных нестабильностей параметров схемы принимают условие $u_{кб} \geq 0$. Учитывая соотношения (7.14) и (7.15), получаем условие нахождения транзистора в активном режиме: $U_п - |h_{21б}| \times I_0 R_к \geq U_{оп} + 0{,}1$ В.

Хотя транзисторы VT_1 и VT_2 в открытом состоянии работают в активном режиме, схема имеет высокую стабильность, поскольку коллекторный ток задан источником тока. Обычно стабилизация тока осуществляется с помощью резистора $R_э$, включенного в эмиттерную цепь транзисторов. Сопротивление резистора зависит от тока I_0 и определяется соотношением

$$R_э = (U_п - U_{БЭ\,нас})/I_0 - R_к.$$

Переходный процесс в переключателе тока, связанный с открыванием одного и закрыванием другого транзистора, имеет две стадии: задержки $t_{зд}$ и нарастания коллекторного тока $t_ф$. Стадия задержки, как и в транзисторном ключе, обусловлена конечной скоростью нарастания напряжения $u_{бэ1}$. Если напряжение, при котором транзистор VT_1 закрыт, $U_{зп} = U_{оп} - \Delta U_{оп}$, а напряжение после открывания $U_{отк} = U_{оп} + \Delta U_{оп}$, то, представляя входную цепь транзистора эквивалентными параметрами ($C_{вх}$ — емкость входной цепи, $R_{вх}$ — сопротивление входной цепи), получаем

$$u_{бэ1}(t) = U_{отк} - (U_{отк} - U_{зп})\,e^{-t/\tau_{зд}},$$

где $\tau_{зд} = R_{вх}C_{вх}$ — постоянная времени входной цепи транзистора. Транзистор открывается при $u_{бэ1} = U_{оп} - \Delta U_{вх}$, поэтому $t_{зд} = \tau_{зд}\ln[2\Delta U_{оп}/(\Delta U_{оп} + \Delta U_{вх})]$. Обычно для обеспечения устойчивого состояния схемы $\Delta U_{оп} > \Delta U_{вх}$, поэтому

$$t_{зд} \approx \tau_{зд}\ln 2 \approx 0{,}7\tau_{зд}. \qquad (7.16)$$

После окончания стадии задержки транзистор VT_1 открывается и через его эмиттерный переход начинает протекать постоянный ток I_0. При этом потенциал базы остается неизменным. В результате ток базы скачком увеличивается до значения $I_б(0) = I_0$, а затем по мере нарастания коллекторного тока он уменьшается. Такой режим работы транзистора соответствует включению его по схеме ОБ.

Как и в транзисторном ключе, в схеме ОЭ процесс изменения коллекторного тока носит экспоненциальный характер. Однако постоянная времени τ', соответствующая включению транзистора по схеме ОБ, отличается от постоянной времени τ ключа в схеме ОЭ. Эти параметры связаны соотношением $\tau = (h_{21э} + 1)\tau' \simeq h_{21э}\tau'$.

Используя соотношение (7.8), получаем выражение для эквивалентной постоянной времени нарастания коллекторного тока $\tau'_{экв}$ для ключа в схеме ОБ: $\tau'_{экв} = \tau' + R_к C_к$. Таким образом, время нарастания коллекторного тока

$$t_ф = (3\ldots5)(\tau' + R_кC_к). \qquad (7.17)$$

Переключатель тока имеет высокое быстродействие, поскольку исключается режим насыщения транзисторов, малы перепад управляющего напряжения и постоянная времени нарастания коллекторного тока.

§ 7.7. МДП-ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ

Статические режимы МДП-транзисторных ключей. Существуют три типа ключей на МДП-транзисторах: с резисторной нагрузкой, с динамической нагрузкой и комплементарный (рис. 7.12). *Ключ с резисторной нагрузкой* на *n*-канальном МДП-транзисторе с индуцированным каналом закрыт, если на его входе действует

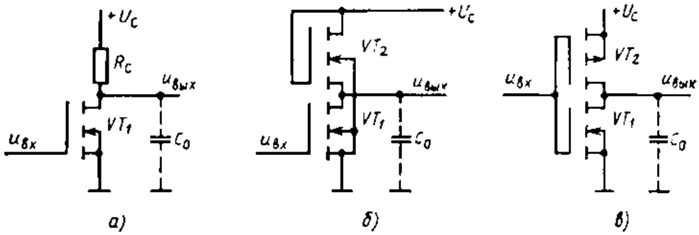


Рис. 7.12. МДП-транзисторные ключи с резисторной (*а*) и динамической (*б*) нагрузкой; комплементарный ключ (*в*)

напряжение $u_{вх} < U_{ЗИ\ пор}$, где $U_{ЗИ\ пор}$ — пороговое напряжение, при котором начинается формирование проводящего канала. Ток через транзистор не протекает и выходное напряжение $u_{вых} = U_с$. При напряжении $u_{вх} > U_{ЗИ\ пор}$ транзистор открыт. Ток стока $I_с$ и остаточное напряжение на транзисторе $U_{ост}$ определяются точкой пересечения нагрузочной характеристики с выходной статической характеристикой при $u_{зи} = u_{вх} - U_{ЗИ\ пор}$, где $u_{зи}$ — напряжение между затвором и истоком транзистора (рис. 7.13). Остаточное напряжение $U_{ост}$ зависит от входного напряжения и сопротивления нагрузочного резистора и может быть сделано сколь угодно малым при увеличении $u_{вх}$ и $R_с$.

В микроэлектронном исполнении транзисторный ключ с резисторной нагрузкой занимает сравнительно большую площадь из-за наличия резистора. Поэтому в микроэлектронике используют ключи, в которых роль нагрузочного резистора выполняет либо транзистор с каналом того же типа электропроводности, что и канал управляющего транзистора (ключ с динамической нагрузкой), либо транзистор с каналом другого типа электропроводности (комплементарный ключ). При этом упрощается технологический процесс изготовления, поскольку исключается операция изготовления резистора и повышается степень интеграции схемы.

В ключе с динамической нагрузкой затвор транзистора VT_2 подключен к положительному полюсу источника питания и, таким образом, $u_{зи2} = u_{си2}$. При $u_{вх} < U_{зи\ пор}$ управляющий транзистор VT_1 закрыт и ток стока $I_{с1}$ очень мал (1 нА и менее). Такой же ток протекает и через транзистор VT_2, поскольку в статическом режиме $I_{с1} = I_{с2}$. Выходное напряжение зависит от

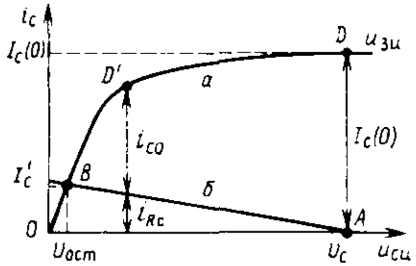


Рис. 7.13. Выходная (*а*) и нагрузочная (*б*) характеристики МДП-транзисторного ключа с резисторной нагрузкой

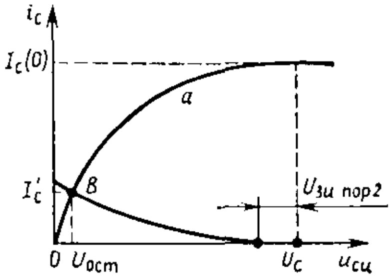


Рис. 7.14. Выходная (*а*) и нагрузочная (*б*) характеристики МДП-транзисторного ключа с динамической нагрузкой

отношения внутренних сопротивлений транзисторов VT_1 и VT_2 и лежит в пределах $U_с - U_{зи\ пор2} \leqslant u_{вых} \leqslant U_с$, где $U_{зи\ пор2}$ — пороговое напряжение транзистора VT_2 (рис. 7.14).

Если $u_{вх} > U_{зи\ пор1}$, транзистор VT_1 открыт, потенциал его стока $u_{си1} \ll U_с$, поэтому $u_{зи2} = U_с - u_{си1} > U_{зи\ пор2}$ и транзистор VT_2 также открыт. Рабочая точка транзистора VT_2 находится на пологом участке выходной характеристики. Тогда справедлива следующая зависимость тока стока $I_{с2}$ от напряжения на затворе $u_{зи2}$: $I_{с2} = 0{,}5S_2(u_{зи2} - U_{зи\ пор2})$, где S_2 — крутизна характеристики транзистора VT_2.

Выходное напряжение такого ключа в открытом состоянии $U_{ост}$ определяется точкой пересечения B выходных статических характеристик VT_1 и VT_2. Остаточное напряжение $U_{ост}$ будет небольшим, если падение напряжения на открытом транзисторе VT_1 намного меньше, чем на VT_2. Это возможно при условии, что крутизна характеристики транзистора VT_1 больше крутизны характеристики VT_2.

В комплементарном ключе в отсутствие входного сигнала на затворе *n*-канального транзистора VT_1 напряжение $u_{зи1} = 0$, а на затворе *p*-канального транзистора VT_2 напряжение $u_{зи2} = -U_с$. Таким образом, транзистор VT_1 закрыт, а транзистор VT_2 открыт. На выходе ключа действует высокое напряжение $u_{вых} = U_с$. Так как закрыт транзистор VT_1, то ток от источника питания практически не потребляется ($I_{с1} < 10^{-10}$ А).

При входном сигнале $u_в > U_с - U_{зи\ пор2}$ напряжения на затворах транзисторов: $u_{зи2} > -U_{зи\ пор2}$, $u_{зи1} > U_с - U_{зи\ пор2}$

и транзистор VT_1 открыт, а VT_2 закрыт. В этом состоянии ключ также не потребляет тока от источника питания (VT_2 закрыт), а выходное напряжение $u_{вых}\simeq 0$. Таким образом, комплементарный ключ имеет ряд существенных преимуществ по сравнению с рассмотренными типами ключей: не потребляет ток от источника питания в любом из стационарных состояний; имеет практически нулевое остаточное напряжение.

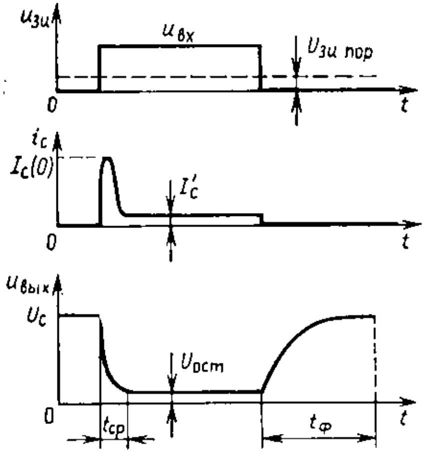


Рис. 7.15. Переходные процессы в МДП-транзисторном ключе с резисторной нагрузкой

Переходные процессы в МДП-транзисторных ключах. Длительность процессов переключения МДП-транзисторных ключей определяется в основном временем зарядки и разрядки суммарной емкости C_0, образуемой емкостью транзистора, монтажной емкостью и емкостью нагрузки. Емкость C_0 не превышает единиц пикофарады.

При подаче на вход *ключа с резисторной нагрузкой* отпирающего импульса $u_{вх}$ МДП-транзистор открывается и в схеме протекает процесс разрядки C_0. В результате напряжение на выходе ключа уменьшается и формируется срез импульса напряжения (рис. 7.15). Ток i_c, протекающий через открытый транзистор, изменяется по довольно сложному закону. Вначале он равен $I_c(0)$ (см. рис. 7.13), и пока рабочая точка D движется по пологому участку выходной характеристики, он практически не изменяется. Когда рабочая точка выходит на крутой начальный участок характеристики (точка D'), ток начинает уменьшаться, пока не достигнет значения I'_c. Ток разрядки конденсатора $i_{c0}=i_c-i_{Rc}$, где i_{Rc} — ток, протекающий через резистор R_c, также изменяется по сложному закону.

Таким образом, переходный процесс включения ключа описывается дифференциальным уравнением

$$-C_0\frac{du_{вых}}{dt}=i_c(u_{вых})-\frac{U_c-u_{вых}}{R_c}. \qquad (7.18)$$

Решить это уравнение и получить сравнительно простые формулы для расчета длительности среза импульса выходного напряжения можно для двух частных случаев: 1) $i_c=u_{вых}/R_{экв}$; 2) $I_c=I_c(0)=\mathrm{const}$. Первый случай соответствует замене открытого транзистора эквивалентным резистором $R_{экв}=U_c/I_c(0)$, а второй — замене источником тока.

Пренебрегая током $i_{Rc}=(U_c-u_{вых})/R_c$, для первого случая решение уравнения (7.18) запишем в виде $u_{вых}(t)=U_c e^{-t/\tau}$, где $\tau = R_{экв}C_0 = C_0U_c/I_c(0)$. Таким образом, длительность среза

$$t_{ср} = (3\ldots5)\,C_0U_c/I_c(0). \qquad (7.19)$$

Для второго случая, пренебрегая током i_{Rc}, протекающим через R_c, получаем

$$t_{ср} = C_0U_c/I_c(0). \qquad (7.20)$$

Нетрудно видеть, что выражение (7.19) дает завышенное, а (7.20) — заниженное значение $t_{ср}$, поэтому для расчетов целесообразно пользоваться соотношением

$$t_{ср} \simeq 1{,}5C_0U_c/I_c(0). \qquad (7.21)$$

Длительность фронта импульса выходного напряжения определяется процессом зарядки емкости C_0 через R_c, поскольку в это время транзистор закрыт. В этом случае $u_{вых}$ изменяется по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau_1 = R_cC_0 = C_0U_c/I'_c$ и, следовательно,

$$t_ф = (3\ldots5)\,C_0U_c/I'_c. \qquad (7.22)$$

Из выражений (7.21) и (7.22) следует, что $t_ф > t_{ср}$, поскольку $I_c(0) > I'_c$.

В ключе с динамической нагрузкой длительность среза импульса выходного напряжения также определяется соотношением (7.21). Фронт импульса выходного напряжения формируется при зарядке C_0 через нагрузочный транзистор VT_2 (см. рис. 7.12, *б*). Так как крутизна характеристики транзистора VT_2, как уже отмечалось, меньше, чем крутизна характеристики транзистора VT_1, то, как и в ключе с резисторной нагрузкой, $t_ф > t_{ср}$.

В комплементарном ключе зарядка емкости C_0 происходит через транзистор VT_2 и при этом формируется фронт импульса выходного напряжения $t_ф$, а разрядка — через транзистор VT_1 и формируется срез $t_{ср}$. В связи с тем что, как правило, параметры этих транзисторов отличаются незначительно, $t_ф = t_{ср} = 1{,}5\,C_0U_c/I_c(0)$.

Таким образом, из всех типов ключей на МДП-транзисторах комплементарный ключ является самым быстродействующим и самым экономичным, поскольку в стационарном состоянии он не потребляет ток от источника питания.

ГЛАВА 8

ЛОГИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

В различных устройствах обработки информации широко используются элементы, входные и выходные сигналы которых могут принимать только два значения. Считается, что этим значениям сигнала условно соответствуют два уровня напряжения — *логическая единица* («1») и *логический нуль* («0»). Элементы, осуществляющие простейшие операции с такими двоичными сигналами, называют логическими. *Логические элементы* (ЛЭ), соединенные определенным образом между собой, позволяют создавать сложные системы обработки информации.

§ 8.1. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ АЛГЕБРЫ ЛОГИКИ

Теоретической базой построения систем обработки информации, систем на основе ЛЭ является *алгебра логики*, разработанная Дж. Булем. Переменная величина X в алгебре логики может принимать два значения: $X=1$ (логическая единица) или $X=0$ (логический нуль). Существуют три основные операции, лежащие в основе алгебры логики: *инверсия (логическое отрицание)*, *дизъюнкция (логическое сложение) и конъюнкция (логическое умножение)*.

Инверсия (логическое отрицание). Такое преобразование называют операцией НЕ и записывают в виде $Y=\overline{X}$. Схемным решением такого ЛЭ является, например, транзисторный ключ. При подаче на вход ключа напряжения высокого уровня («1») на выходе получаем напряжение низкого уровня («0»), и наоборот. Следовательно, входной и выходной сигналы инверсные.

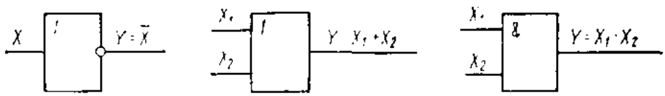
Результат той или иной операции над одной или несколькими переменными в алгебре логики может быть представлен в виде *таблицы истинности*. В ней отображаются все возможные сочетания (комбинации) двоичных переменных и значения функции Y, получающиеся в результате той или иной логической операции. Условное графическое обозначение логического элемента НЕ и таблица истинности для него приведены на рис. 8.1, *а*.

Операции дизъюнкции и конъюнкции осуществляют над двумя переменными и более.

Дизъюнкция. Такое преобразование называют также операцией ИЛИ и для двух переменных записывают в виде $Y=X_1+$ $+X_2$ или $Y=X_1\vee X_2$.

Поскольку каждая переменная может принимать два значения, возможны четыре неповторяющихся сочетания и таблица истинности для операции ИЛИ двух переменных состоит из четырех строк (рис. 8.1, *б*). При осуществлении операции логического сложения функция $Y=1$, когда хотя бы одна из переменных X принимает значение единицы.

Конъюнкция. Такое преобразование называют также операцией И и для двух переменных записывают в виде $Y=X_1\cdot X_2$ или $Y=X_1\wedge X_2$. При логическом умножении $Y=1$ только в том единственном случае, когда все сомножители $X=1$. Таблица истинности и условное графическое обозначение элемента И приведены на рис. 8. 1, *в*.



X	Y
1	0
0	1

а)

X_1	X_2	Y
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

б)

X_1	X_2	Y
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

в)

Рис. 8.1. Обозначения логических элементов НЕ (*а*), ИЛИ (*б*), И (*в*) и таблицы истинности к ним

Имеет место известная условность в том, какому значению переменной величины поставлен в соответствие уровень лог. «1» и лог. «0». Поэтому существуют две совершенно равнозначные (дуальные) системы с точки зрения возможности выполнения логических операций, работающие либо в *положительной* логике, либо в *отрицательной логике*. В положительной логике уровень лог. «1» соответствует высокому значению сигнала (например, напряжения), а уровень «0» — низкому значению сигнала (в частном случае его отсутствию). В отрицательной логике, наоборот, уровни лог. «1» и «0» соответствуют низкому и высокому значениям сигнала.

Имея в виду это обстоятельство, из сравнения таблицы истинности для элементов ИЛИ и И можно сделать важный вывод: операции ИЛИ ($Y=X_1+X_2$) в положительной логике соответствует операция И ($\overline{Y}=\overline{X}_1\cdot\overline{X}_2$) в отрицательной логике, и наоборот. Действительно, заменив «1» и «0» в таблице истинности рис. 8.1, *б* на лог. «0» и «1», т. е. осуществив инверсию переменных, получим таблицу истинности рис. 8.1, *в*. В этом заключается *принцип двойственности алгебры логики*.

Основные соотношения, правила и теоремы. Из определения логических операций инверсии, сложения и умножения вытекают следующие очевидные основные соотношения:

$$X+0=X,\quad X\cdot 0=0;$$
$$X+1=1,\quad X\cdot 1=X;$$
$$X+X=X,\quad X\cdot X=X;$$
$$X+\overline{X}=1,\quad X\cdot\overline{X}=0.$$

Наряду с этими основными соотношениями при выполнении операций с логическими переменными используют следующие важнейшие законы, правила и теоремы:

коммутативный закон

$$X_1+X_2=X_2+X_1, \quad X_1\cdot X_2=X_2\cdot X_1;$$

ассоциативный закон

$$X_1+(X_2+X_3)=(X_1+X_2)+X_3, \quad X_1\cdot(X_2\cdot X_3)=(X_1\cdot X_2)\cdot X_3;$$

дистрибутивный закон

$$X_1+X_2\cdot X_3=(X_1+X_2)\cdot(X_1+X_3);$$
$$X_1\cdot(X_2+X_3)=X_1\cdot X_2+X_1\cdot X_3;$$

закон поглощения

$$X_1+X_1\cdot X_2=X_1, \quad X_1\cdot(X_1+X_2)=X_1;$$

правило склеивания

$$(X_1+X_2)\cdot(\overline{X_1}+X_2)=X_2, \quad X_1\cdot X_2+\overline{X_1}\cdot X_2=X_2;$$

правило двойного отрицания $X=\overline{\overline{X}}$;

теорему де Моргана

$$\overline{X_1+X_2}=\overline{X_1}\cdot\overline{X_2}, \quad \overline{X_1\cdot X_2}=\overline{X_1}+\overline{X_2}.$$

Некоторые из них не имеют аналогов в обычной алгебре чисел, например закон поглощения, теорема де Моргана, первая форма записи дистрибутивного закона. Однако, используя основные соотношения, можно доказать их справедливость. Теорема де Моргана является следствием принципа двойственности алгебры логики. Действительно, как было отмечено, если $Y=X_1+X_2$, то $\overline{Y}=\overline{X_1}\cdot\overline{X_2}$. Применяя операцию инверсии к первому равенству, получаем $\overline{Y}=\overline{X_1+X_2}$. Отсюда следует $\overline{X_1+X_2}=\overline{X_1}\cdot\overline{X_2}$. Доказательство закона поглощения можно провести с использованием второй формы записи закона дистрибутивности, а также основных соотношений:

$$X_1\cdot(X_1+X_2)=X_1\cdot X_1+X_1\cdot X_2=X_1+X_1\cdot X_2=X_1\cdot(1+X_2)=X_1\cdot 1=X_1.$$

Точно так же для первой формы записи дистрибутивного закона имеем

$$(X_1+X_2)\cdot(X_1+X_3)=X_1\cdot X_1+X_2\cdot X_1+X_1\cdot X_3+X_2\cdot X_3=$$
$$=X_1+X_2\cdot X_1+X_1\cdot X_3+X_2\cdot X_3=X_1\cdot(1+X_2)+X_1\cdot X_3+X_2\cdot X_3=$$
$$=X_1+X_1\cdot X_3+X_2\cdot X_3=X_1\cdot(1+X_3)+X_2\cdot X_3=X_1+X_2\cdot X_3.$$

§ 8.2. ЛОГИЧЕСКИЕ ФУНКЦИИ

При реализации логических устройств, предназначенных для обработки логических сигналов, в общем случае необходимо иметь элементы, осуществляющие операции НЕ, ИЛИ, И. Такой набор элементов называется *функционально полной системой логических элементов* или *логическим базисом*. Однако в соответствии с принципом двойственности число необходимых элементов в такой системе можно уменьшить, исключив из нее элемент ИЛИ либо элемент И. Например, в соответствии с теоремой де Моргана имеем $X_1+X_2=\overline{\overline{X_1}\cdot\overline{X_2}}$. Отсюда следует, что операцию логического сложения X_1+X_2 можно заменить операцией логического умножения $\overline{X_1}\cdot\overline{X_2}$ над инверсными значениями переменных, а затем к результату применить операцию инверсии $\overline{\overline{X_1}\cdot\overline{X_2}}$ и тем самым исключить элемент ИЛИ (рис. 8.2). Следовательно, системы, состоящие из двух элементов (ИЛИ, НЕ либо И, НЕ), также являются функционально полными системами и содержат *минимальный логический базис*.

При схемной реализации функционально полных систем с минимальным логическим базисом идут по пути использования *универсальных логических элементов*. Такими элементами являются схемы, обеспечивающие выполнение операций ИЛИ-НЕ и И-НЕ. Элемент ИЛИ-НЕ (рис. 8.3, *а*) осуществляет логическую операцию $Y=\overline{X_1+X_2}$, ($Y=X_1\downarrow X_2$), называемую также *стрелкой Пирса*. Элемент И-НЕ (рис. 8.3, *б*) осуществляет логическую операцию $Y=\overline{X_1\cdot X_2}$ ($Y=X_1|X_2$), называемую *штрихом Шеффера*.

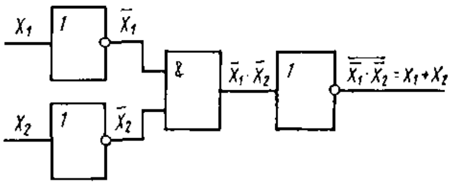


Рис. 8.2. Логическая схема, реализующая операцию ИЛИ на элементах НЕ, И

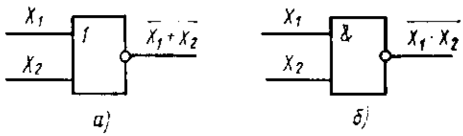


Рис. 8.3. Обозначения универсальных логических элементов ИЛИ-НЕ (*а*), И-НЕ (*б*)

Элемент И-НЕ, так же как и элемент ИЛИ-НЕ, позволяет реализовать все три основные логические операции. Для осуществления операции НЕ с помощью элемента И-НЕ достаточно объединить входы $Y=\overline{X\cdot X}=\overline{X}$ (рис. 8.4, *а*). Это же относится и к элементу ИЛИ-НЕ ($Y=\overline{X+X}=\overline{X}$). При последовательном соединении двух элементов И-НЕ, у одного из которых объединены входы (инвертор), осуществляется операция логического умножения: $Y=\overline{\overline{X_1\cdot X_2}}=X_1\cdot X_2$ (рис. 8.4, *б*). Такое же соединение элементов ИЛИ-НЕ реализует операцию логического сложения $Y=\overline{\overline{X_1+X_2}}=X_1+X_2$. Применение трех элементов И-НЕ, два из которых работают в режиме инвертирования с объединенными входами (рис. 8.4, *в*), позволяет реализовать операцию логического сложения $Y=\overline{\overline{X_1}\cdot\overline{X_2}}=X_1+X_2$. Соединение трех элементов ИЛИ-НЕ аналогично (рис. 8.4, *в*) обеспечивает реализацию операции логического умножения $Y=\overline{\overline{X_1}+\overline{X_2}}=X_1\cdot X_2$.

Здесь следует отметить, что в соответствии с принципом двойственности элемент, осуществляющий операцию ИЛИ-НЕ в положительной логике, реализует операцию И-НЕ в отрицательной логике, и наоборот.

В общем случае логическая функция Y может зависеть от нескольких переменных X_1, X_2, ..., X_n. Говорят, что функция Y определена, если известны ее значения для всех возможных наборов двоичных переменных. Функция Y не определена, когда некоторые сочетания переменных по условию задачи невозможны. В этом случае функцию можно доопределить, приписав ей значение «1» либо «0» по соображениям удобства реализации.

Наиболее часто связь между логической функцией и логическими переменными задается в виде таблицы истинности или в алгебраической форме. Таблица истинности позволяет просто и наглядно отразить функциональную зависимость, но не дает возможности определить структуру логического устройства, которое способно реализовать такие преобразования. Определить

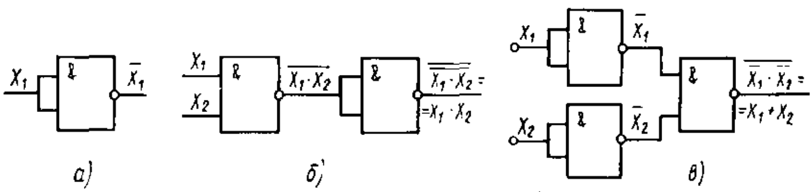


Рис. 8.4. Реализация логических операций НЕ (*а*), И (*б*), ИЛИ (*в*) на универсальных логических элементах И-НЕ

структуру логического устройства можно, исходя из алгебраической формы записи. Переход от таблицы истинности к алгебраической форме записи осуществляется с использованием *совершенной конъюнктивной нормальной формы* (СКНФ) либо *совершенной дизъюнктивной нормальной формы* (СДНФ).

При использовании СДНФ составляется сумма (дизъюнкция) произведений (конъюнкций) переменных для истинных, т. е. равных единице, значений функции Y. Таким образом, число слагаемых равно количеству строк таблицы истинности, в которых Y = 1. Если при составлении произведения какая-либо переменная в рассматриваемой строке равна нулю, то берется ее инверсное значение. Поясним сказанное на примере таблицы истинности для трех переменных, в которой Y = 1 для трех комбинаций переменных из возможных восьми (табл. 8.1).

Таблица 8.1

X_1	X_2	X_3	Y
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

В строках, для которых Y = 1, значения переменных следующие:

$X_1 = 1,\ X_2 = 0,\ X_3 = 1,\ X_1 \cdot \overline{X}_2 \cdot X_3;$

$X_1 = 1,\ X_2 = 1,\ X_3 = 0,\ X_1 \cdot X_2 \cdot \overline{X}_3;$

$X_1 = 1,\ X_2 = 1,\ X_3 = 1,\ X_1 \cdot X_2 \cdot X_3.$

Алгебраическое выражение для функции Y в СДНФ имеет вид

$$Y = X_1 \cdot \overline{X}_2 \cdot X_3 + X_1 \cdot X_2 \cdot \overline{X}_3 + X_1 \cdot X_2 \cdot X_3. \tag{8.1}$$

Для получения алгебраического выражения функции в СКНФ в таблице истинности выделяют строки, в которых функция Y принимает нулевые значения. Таких строк в табл. 8.1 пять. Затем по приведенной схеме для этих строк составляется произведение переменных величин:

$X_1 = 0,\ X_2 = 0,\ X_3 = 0,\ \overline{X}_1 \cdot \overline{X}_2 \cdot \overline{X}_3;$

$X_1 = 0,\ X_2 = 0,\ X_3 = 1,\ \overline{X}_1 \cdot \overline{X}_2 \cdot X_3;$

$X_1 = 0,\ X_2 = 1,\ X_3 = 0,\ \overline{X}_1 \cdot X_2 \cdot \overline{X}_3;$

$X_1 = 0,\ X_2 = 1,\ X_3 = 1,\ \overline{X}_1 \cdot X_2 \cdot X_3;$

$X_1 = 1,\ X_2 = 0,\ X_3 = 0,\ X_1 \cdot \overline{X}_2 \cdot \overline{X}_3.$

Следовательно, в СКНФ

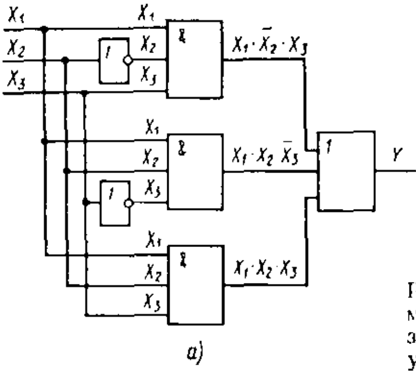
$$\overline{Y} = \overline{X}_1 \cdot \overline{X}_2 \cdot \overline{X}_3 + \overline{X}_1 \cdot \overline{X}_2 \cdot X_3 + \overline{X}_1 \cdot X_2 \cdot \overline{X}_3 + \overline{X}_1 \cdot X_2 \cdot X_3 + \\ + X_1 \cdot \overline{X}_2 \cdot \overline{X}_3.$$

Применяя к полученному выражению операцию инверсии и используя теорему де Моргана, получаем

$$Y = (X_1 + X_2 + X_3) \cdot (X_1 + X_2 + \overline{X}_3) \cdot (X_1 + \overline{X}_2 + X_3) \times \\ \times (X_1 + \overline{X}_2 + \overline{X}_3) \cdot (\overline{X}_1 + X_2 + X_3). \tag{8.2}$$

Путем подстановки всех возможных комбинаций переменных нетрудно убедиться в том, что полученные алгебраические формы соответствуют табл. 8.1.

Соотношения (8.1), (8.2) позволяют определить структуру логического устройства, которое осуществляет операции в соответствии с приведенной таблицей истинности. Например, из формулы (8.1) следует, что в это устройство должны входить два инвертора (НЕ), три схемы логического умножения (И) и одна схема логического сложения (ИЛИ) (рис. 8.5, *а*). Такая структурная схема не является единственно возможной схемой логического устройства, обеспечивающего обработку информации в соответствии с приведенной таблицей истинности. Более того, она не является и оптимальной с точки зрения числа логических элементов. Поэтому



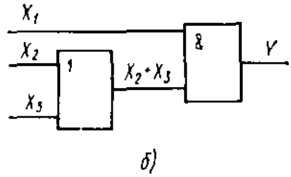


Рис. 8.5. Структура неминимизированного (*а*) и минимизированного (*б*) логических устройств

одним из важнейших этапов синтеза логических схем является минимизация числа элементов структурной схемы, что связано с минимизацией логических функций.

§ 8.3. МИНИМИЗАЦИЯ ЛОГИЧЕСКИХ ФУНКЦИЙ

Минимизация осуществляется с использованием основных соотношений, законов и теорем алгебры логики. При этом широко используют следующие приемы: прибавление одного или нескольких членов, входящих в СДНФ, поскольку $X+X+X=X$; выделение членов, содержащих множитель $X+\overline{X}=1$; использование правила «склеивания» и др. Получающаяся в результате минимизации алгебраическая форма называется *тупиковой*. Функция может иметь несколько тупиковых форм. Например, полученную алгебраическую форму (8.1) можно минимизировать следующим образом

$$Y = X_1 \cdot \overline{X}_2 \cdot X_3 + X_1 \cdot X_2 \cdot \overline{X}_3 + X_1 \cdot X_2 \cdot X_3 = X_1 \cdot \overline{X}_2 \cdot X_3 + X_1 \cdot X_2 \cdot X_3 + X_1 \cdot X_2 \cdot \overline{X}_3 + X_1 \cdot X_2 \cdot X_3 = X_1 \cdot X_3 \cdot (\overline{X}_2 + X_2) + X_1 \cdot X_2 \cdot (\overline{X}_3 + X_3) = X_1 \cdot (X_2 + X_3). \quad (8.3)$$

В результате получается более простое соотношение, реализация которого может быть осуществлена одним элементом И и одним элементом ИЛИ (рис. 8.5, *б*).

Разработаны методы, позволяющие в известном смысле автоматизировать процесс минимизации алгебраического выражения. В случае небольшого числа переменных ($n \leqslant 6$) хорошие результаты дает метод с использованием *карт Карно* (табл. 8.2). Реализация этого метода осуществляется в несколько этапов. На первом этапе для исходной логической функции составляется карта Карно, представляющая таблицу, в верхней строке и левом столбце которой приводятся все возможные сочетания логических переменных, причем в соседних сочетаниях должна изменяться только одна переменная. Значения функции в клетках таблицы соответствуют данному сочетанию переменных.

На втором этапе выделяются клетки, содержащие единицы, и осуществляется их объединение. При этом руководствуются следующими правилами: объединяются соседние клетки, в том числе и составляющие полные квадраты, полные столбцы или

Таблица 8.2

$X_3 \cdot X_4$	$X_1 \cdot X_2$ 00	01	11	10
00	1	1	0	0
01	0	0	1	1
11	0	0	1	1
10	1	0	0	0

строки и соседние столбцы или строки. Соседними считаются также верхняя и нижняя клетки одного столбца, левая и правая клетки одной строки. Одна и та же клетка может быть объединена несколько раз: один раз с соседней клеткой в строке и другой раз — с соседней клеткой в столбце.

Таблица 8.3

X_3	$X_1 \cdot X_2$ 00	01	11	10
0	0	0	1	0
1	0	0	1	1

Следующим этапом является получение *минимизированной дизъюнктивной нормальной формы* (МДНФ) логической функции. С этой целью для объединенных по указанным правилам клеток составляются логические произведения, в которые входят только переменные, остающиеся неизменными для всех клеток данного объединения. Если какая-либо клетка остается необъединенной, то соответствующее ей логическое произведение содержит все переменные. Число слагаемых в МДНФ оказывается равным числу объединений и числу необъединенных клеток. Таким образом, для представленной карты Карно (табл. 8.2) МДНФ заданной функции $Y = X_1 \cdot X_4 + \overline{X}_1 \cdot \overline{X}_2 \cdot \overline{X}_4 + \overline{X}_1 \cdot \overline{X}_3 \cdot \overline{X}_4$. Первое слагаемое соответствует объединению четырех клеток (*а*), второе и третье — объединению двух клеток (*б* и *в*).

Карта Карно, соответствующая таблице истинности 8.1, представлена в табл. 8.3. В ней можно выделить два объединения.

Соответствующая этим объединениям МДНФ $Y = X_1 \cdot X_2 + X_1 \times \times X_3 = X_1 \cdot (X_2 + X_3)$ совпадает с полученной алгебраическим методом минимизированной формой (8.3).

При схемной реализации логической функции с использованием универсальных логических элементов И-НЕ или ИЛИ-НЕ минимизированную алгебраическую форму представляют в виде комбинации операций, выполняемых этими элементами. В случае логического устройства на элементах И-НЕ осуществляют двойную инверсию исходной МДНФ и в соответствии с теоремой де Моргана получают алгебраическое выражение, в которое входят только операции И-НЕ. Например, для соотношения (8.3) преобразованное выражение, в которое входят только операции И-НЕ, имеет вид

$$Y = X_1 \cdot X_2 + X_1 \cdot X_3 = \overline{\overline{X_1 \cdot X_2 + X_1 \cdot X_3}} = \overline{(\overline{X_1 \cdot X_2}) \cdot (\overline{X_1 \cdot X_3})}.$$

Как видно, такую функцию можно реализовать на трех универсальных элементах И-НЕ.

§ 8.4. ПАРАМЕТРЫ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Схемная реализация логических элементов осуществляется на транзисторах преимущественно в интегральном исполнении. В зависимости от предъявляемых требований применяется несколько вариантов схем логических элементов (*транзисторная логика*). Большинство из них относится к классу потенциальных схем, поскольку сигналы «1» и «0» соответствуют напряжению высокого U^1 или низкого U^0 уровня. Наряду с потенциальными используются и импульсные логические элементы, в которых логическим сигналам соответствует наличие или отсутствие импульса с определенными параметрами.

Основными типами транзисторной логики, которые либо использовались на ранних стадиях развития цифровой техники, либо широко применяются в настоящее время, являются: *транзисторная логика с непосредственной связью* (ТЛНС), *резистивно-транзисторная логика* (РТЛ), *резистивно-емкостная транзисторная логика* (РЕТЛ), *диодно-транзисторная логика* (ДТЛ), *транзисторно-транзисторная логика* (ТТЛ), *эмиттерно-связанная логика* (ЭСЛ), *интегральная инжекционная логика* ($И^2Л$), МОП-*транзисторная логика* (МОПТЛ), МОП-*транзисторная логика на комплементарных транзисторах* (КМОПТЛ).

Логические элементы транзисторной логики с непосредственной связью (ТЛНС) являются наиболее простыми с точки зрения схемной реализации, поскольку в них вход каждого последующего элемента непосредственно подключается к выходу предыдущего. Число единичных нагрузок, которое можно подключить к выходу логического элемента, называется *коэффициентом разветвления* по выходу $K_{раз}$. Характерным для такой логики является последовательное или параллельное соединение транзисторов, работающих на общую коллекторную нагрузку. Число параллельно или последовательно включенных транзисторов определяет *коэффициент объединения* по входу $K_{об}$, т. е. число входов, по которым реализуется логическая функция.

При параллельном соединении транзисторов схема (рис. 8.6) в положительной логике осуществляет операцию ИЛИ-НЕ, а в отрицательной — И-НЕ. Действительно, когда входные сигналы имеют низкий уровень напряжения, соответствующий лог. «0» U^0, транзисторы закрыты, на выходе напряжение высокое («1»).

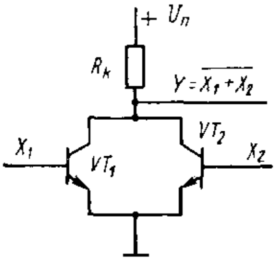


Рис. 8.6. Схема элемента ИЛИ-НЕ транзисторной логики с непосредственной связью

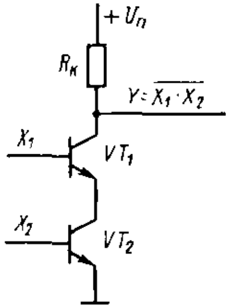


Рис. 8.7. Схема элемента И-НЕ транзисторной логики с непосредственной связью

При подаче на какой-либо из входов напряжения, соответствующего лог. «1» (U^1), транзистор открывается, входит в режим насыщения и выходное напряжение уменьшается до значения, равного напряжению насыщения $U^0 = U_{КЭ\ нас}$.

В ТЛНС выход предыдущего логического элемента непосредственно подключается к входу последующего. Таким образом, уровень лог. «1» U^1 определяется напряжением открывания транзистора $U_{отп} \simeq U_{БЭ\ нас}$. Следовательно, $U^1 \simeq U_{БЭ\ нас}$, а *логический перепад*, равный разности уровней напряжения лог. «1» и «0»,

$$\Delta U_л = U^1 - U^0 = U_{БЭ\ нас} - U_{КЭ\ нас}.$$

В случае последовательного соединения транзисторов (рис. 8.7) исходное напряжение высокого уровня («1») изменяется на напряжение низкого уровня «0» только при одновременном поступлении на все входы сигналов, равных единице и, естественно, достаточных для того, чтобы перевести транзисторы в насыщенное состояние. Таким образом, данная схема в положительной логике реализует операцию И-НЕ.

Для оценки эффективности и при сравнении различных логических элементов кроме рассмотренных параметров U^1, U^0, $\Delta U_л$, $K_{раз}$, $K_{об}$ используют следующие параметры и характеристики: *порог переключения* $U_{пор}$; *помехоустойчивость* $U_п^+$, $U_п^-$; *время задержки распространения сигнала при включении* $t_{зд\ р}^{1,0}$

и выключения $t^{0,1}_{\text{зд р}}$; *потребляемую мощность* $P_{\text{пот}}$; *работу переключения* $A_{\text{пер}}$.

Статические параметры логической схемы определяются по амплитудной передаточной характеристике $u_{\text{вых}}=f(u_{\text{вх}})$, которая представляет зависимость выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ от медленно изменяющегося напряжения на одном из входов логического элемента $u_{\text{вх}}$ при неизменных значениях напряжения (U^0 или U^1) на остальных входах. Амплитудные передаточные

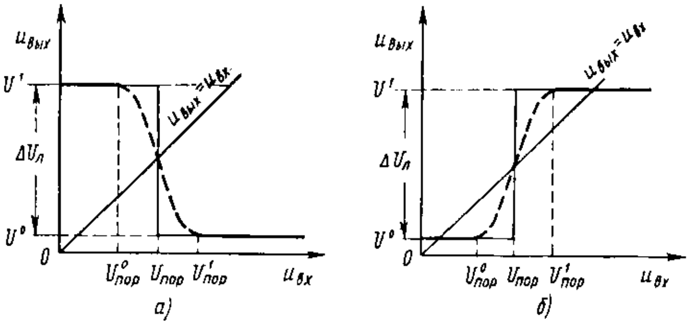


Рис. 8.8. Амплитудные характеристики инвертирующего (*а*) и неинвертирующего (*б*) логических элементов

характеристики идеального инвертирующего (НЕ, И-НЕ, ИЛИ-НЕ) и неинвертирующего (И, ИЛИ) логических элементов приведены на рис. 8.8. Входное напряжение, при котором происходит резкое изменение выходного напряжения, называется *порогом переключения* $U_{\text{пор}}$. Строго говоря, амплитудная передаточная характеристика реального логического элемента в переходной области (штриховая линия) не имеет явно выраженного порога переключения. Изменение выходного напряжения начинается при одном значении входного напряжения $U^0_{\text{пор}}$, а заканчивается при другом $U^1_{\text{пор}}$. Таким образом, амплитудная передаточная характеристика имеет *зону неопределенности* $\Delta U_{\text{пор}}=U^1_{\text{пор}}-U^0_{\text{пор}}$. Наличие этой зоны обусловлено, в частности, переходом транзистора из режима отсечки в режим насыщения и наоборот при изменении входного напряжения на определенную величину (см. § 7.2).

В статическом состоянии логического элемента рабочая точка находится на одном из горизонтальных участков амплитудной передаточной характеристики, что соответствует «1» либо «0». При реализации логических операций выход предыдущего (n-го) логического элемента соединяется с входом последующего ($n+1$)-го. Таким образом, выходное напряжение $u_{\text{вых }n}$ одного равно входному напряжению $U_{\text{вх }(n+1)}$ другого логического элемента, т. е. $u_{\text{вых }n}=u_{\text{вх }(n+1)}$. При использовании однотипных логических элементов эта зависимость реализуется в виде прямой линии, проходящей через начало координат под углом 45° к оси абсцисс (см. рис. 8.8). Так как входное напряжение может быть равно либо U^0, либо U^1, то положение рабочей точки, а следовательно, и значение $u_{вых}$ для этих значений $u_{вх}$ определяется пересечением прямой линии $u_{вых}=u_{вх}$ с горизонтальными участками передаточной характеристики (неинвертирующий логический элемент, рис. 8.8, *б*) или с их продолжением (инвертирующий логический элемент, рис. 8.8, *а*).

В реальных условиях логический элемент находится под воздействием помех и важно, чтобы он был устойчив к ним, т. е. не изменял своего состояния. Количественной мерой устойчивости является наибольшее напряжение положительной $U_п^+$ и отрицательной $U_п^-$ помехи, при которых не происходит изменения уровней выходного напряжения логического элемента. Таким образом, $U_п^+=U^0_{пор}-U^0$, $U_п^-=U^1-U^1_{пор}$ (см. рис. 8.8). Следовательно,

$$U_п^+ + U_п^- = (U^0_{пор}-U^0) + (U^1-U^1_{пор}) = \Delta U_л - \Delta U_{пор}.$$

Из полученного соотношения вытекает, что для повышения помехоустойчивости схемы следует увеличивать логический перепад $\Delta U_л$ и уменьшать зону неопределенности $\Delta U_{пор}$. Обычно в цифровых схемах $U^1_{пор} \simeq U^0_{пор} \simeq U_{пор}$, поэтому $\Delta U_{пор} \ll \Delta U_л$.

При равновероятном появлении положительной и отрицательной помехи целесообразно применять такие элементы, значение $U_{пор}$ которых находится посередине между U^1 и U^0. В этом случае помехоустойчивость логического элемента максимальна: $U_п^+ = U_п^- = 0{,}5\Delta U_л$.

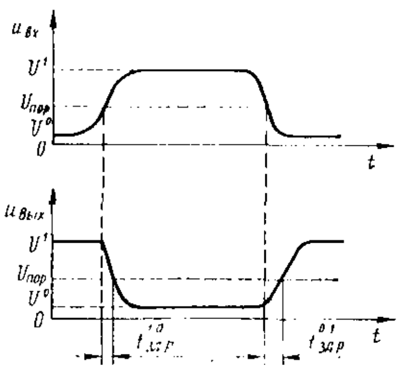


Рис. 8.9. К определению времени задержки распространения сигнала логического элемента при включении $t^{1,0}_{зд р}$ и выключении $t^{0,1}_{зд р}$

Логический элемент осуществляет элементарную операцию в течение определенного промежутка времени, который физически обусловлен инерционностью транзисторных ключей. Чем меньше это время, тем большее число операций в единицу времени может осуществить логический элемент и тем более высокой будет производительность устройства обработки информации, составленного из таких элементов. Время выполнения одной элементарной операции определяется задержкой распространения сигнала через элемент.

Различают *время задержки распространения сигнала при включении* $t^{1,0}_{зд р}$ *и выключении* $t^{0,1}_{зд р}$. Первый параметр равен интервалу времени между входным и выходным импульсами при переходе напряжения на выходе от «1» к «0», измеренному на уровне 0,5 или на заданных уровнях напряжения, например на уровне $U_{пор}$ (рис. 8.9). Второй параметр определяется таким же образом, но при переходе напряжения на выходе от «0» к «1». Обычно $t^{1,0}_{зд\,р} \neq t^{0,1}_{зд\,р}$, поэтому для оценки быстродействия логического элемента используют *среднее время задержки распространения сигнала* $t_{зд\,р\,ср} = 0{,}5\,(t^{1,0}_{зд\,р} + t^{0,1}_{зд\,р})$.

Важным параметром логического элемента является *потребляемая мощность*. Так как логический элемент примерно одинаковое время находится в состоянии «1» и «0», то средняя потребляемая мощность $P_{пот\,ср} = 0{,}5\,(P^{1}_{пот} + P^{0}_{пот})$, где $P^{1}_{пот}$ — потребляемая мощность в состоянии лог. «1»; $P^{0}_{пот}$ — потребляемая мощность в состоянии лог. «0».

При постоянном напряжении источника питания увеличение потребляемой логическим элементом мощности связано с ростом тока через него. В свою очередь, увеличение тока приводит к уменьшению времени перезарядки паразитных емкостей, которое в немалой степени определяет величину $t_{зд\,р\,ср}$. Поэтому для большинства схем в определенном диапазоне изменения мощности $P_{min} < P_{пот\,ср} < P_{max}$ произведение $A_{пер} = P_{пот\,ср} t_{зд\,р\,ср}$ есть величина постоянная и называется *работой переключения схемы*. Чем меньше величина $A_{пер}$, тем выше качество схемотехнического проектирования и конструкторско-технологической реализации схемы. В настоящее время $A_{пер} = (0{,}01\ldots1{,}0) \cdot 10^{-12}$ Дж. Здесь следует подчеркнуть, что постоянство параметра $A_{пер}$, а следовательно, и обратно пропорциональная зависимость между $P_{пот\,ср}$ и $t_{зд\,р\,ср}$ имеют место только в определенном диапазоне изменения средней мощности $P_{min} < P_{пот\,ср} < P_{max}$. При значениях $P_{пот\,ср}$, выходящих за указанные пределы, величина $A_{пер}$ возрастает.

§ 8.5. ТРАНЗИСТОРНАЯ ЛОГИКА С РЕЗИСТИВНОЙ И РЕЗИСТИВНО-ЕМКОСТНОЙ СВЯЗЯМИ

Логические элементы с непосредственной связью имеют существенный недостаток, заключающийся в том, что практически невозможно обеспечить равномерное распределение базовых токов при параллельном включении базовых цепей нескольких транзисторов $K_{раз} > 1$. При $X_i = 1$ из-за естественного разброса характеристик транзисторов происходит перехват тока одним из транзисторов. В результате базовый ток остальных транзисторов оказывается недостаточным для перевода их в режим насыщения, что приводит к неправильному функционированию логических элементов.

Если в базовую цепь транзисторов включить дополнительные резисторы $R_б$ (рис. 8.10, *а*), то можно выровнять базовые токи параллельно включенных транзисторов и тем самым устранить перехват тока. Логические элементы с резисторами в базовых цепях относят к резистивно-транзисторной логике (РТЛ). Так как элемент РТЛ отличается от элемента ТЛНС только цепью связи, то его принцип действия аналогичен соответствующему элементу ТЛНС.

При наличии на входе сигнала U^0, меньшего $U_{пор}$, транзистор закрыт и напряжение на его выходе U^1 может быть рассчитано с помощью упрощенной эквивалентной схемы (рис. 8.10, *б*), в которой коллекторный ток закрытого транзистора равен нулю, а источники напряжения $U_{БЭ\,нас}$ учитывают напряжение на базе открытых транзисторов:

$$U^1 = U_п - (U_п - U_{БЭ\,нас}) \frac{R_к}{R_к + R_б/K_{раз}} =$$
$$= \left(U_п \frac{\gamma}{K_{раз}} + U_{БЭ\,нас} \right) \frac{1}{1+\gamma/K_{раз}},$$

где $\gamma = R_б/R_к$.

Значение U^0 определяется коллекторным напряжением насыщенного транзистора $U^0 = U_{КЭ\,нас}$. Порог переключения равен напряжению на

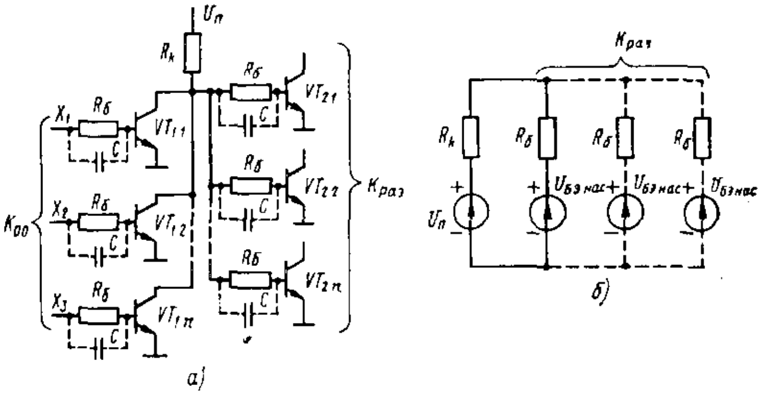


Рис. 8.10. Принципиальная (*а*) и эквивалентная (*б*) схемы элемента РТЛ

базе транзистора, при котором он открывается:

$$U_{пор} = U_{отп} \simeq U_{БЭ\,нас}.$$

Таким образом, помехоустойчивость элемента РТЛ с учетом полученных выражений $U_п^+ = U_{БЭ\,нас} - U_{КЭ\,нас}$,

$$U_п^- = U^1 - U_{пор} = (U_п - U_{БЭ\,нас}) \frac{\gamma/K_{раз}}{1+\gamma/K_{раз}},$$

где $U_п^+$, $U_п^-$ — напряжения положительной и отрицательной помехи; $U_п$ — напряжение источника питания.

Потребляемая мощность в состоянии 0 и 1

$$P_{пот}^0 = \frac{U_п^2}{R_к}, \quad P_{пот}^1 = U_п (U_п - U_{БЭ\,нас}) \frac{1}{R_к + R_б/K_{раз}} =$$
$$= \frac{U_п^2}{R_к} \left(1 - \frac{U_{БЭ\,нас}}{U_п} \right) \frac{1}{1+\gamma/K_{раз}}.$$

Средняя потребляемая мощность

$$P_{пот\,ср} = \frac{U_п^2}{2R_к} \left(1 + \frac{1}{1+\gamma/K_{раз}} - \frac{U_{БЭ\,нас}}{U_п} \frac{1}{1+\gamma/K_{раз}} \right).$$

Из полученных соотношений следует, что увеличение сопротивления базового резистора, т. е. $\gamma = R_б/R_к$, приводит к росту U^1, $U_п^-$ и уменьшению $P_{пот\,ср}$ и, таким образом, желательно с точки зрения улучшения параметров логического элемента. Однако существенное увеличение $R_б$ может привести к тому, что транзистор не перейдет в режим насыщения, так как необходимо обеспечить условие $I_{Б\,нас} > I_{К\,нас}/h_{21э}$. Кроме того, увеличение $R_б$ приводит к росту среднего времени задержки распространения сигнала, которое в таких схемах составляет 300...500 нс.

Полученные соотношения позволяют рассчитать предельные значения параметров, но с учетом разброса характеристик элементов, температурной зависимости параметров реальные значения оказываются хуже. Так, при $U_{БЭ\,нас} \simeq 0{,}7$ В, $U_{КЭ\,нас} \simeq \simeq 0{,}2$ В получаем $U_п^+ \simeq 0{,}5$ В. Однако с учетом перечисленных факторов напряжение помехи $U_п^+ = 0{,}1...0{,}3$ В. Типичные значения параметров элементов РТЛ следующие: $P_{пот\,ср} = 3...5$ мВт; $U^1 = 1{,}5...2$ В; $U^0 \simeq 0{,}2$ В; $K_{раз} = 4$; напряжение источника питания $U_п = 3$ В.

Элементы РТЛ имеют большое время задержки распространения сигнала из-за наличия базового резистора. Для уменьшения этого времени параллельно базовым резисторам включают конденсаторы C (см. рис. 8.10). В результате получаются ключи с форсирующим конденсатором. Логические элементы с ускоряющими конденсаторами в базовой цепи относятся к типу *резистивно-емкостной транзисторной логики* (РЕТЛ). Они отличаются от элементов РТЛ меньшим средним временем задержки распространения сигнала ($t_{з\,д\,р\,ср} < 100$ нс). Остальные параметры РЕТЛ примерно такие же, что и у элементов РТЛ.

§ 8.6. ДИОДНО-ТРАНЗИСТОРНАЯ ЛОГИКА

Высокую помехоустойчивость, большой логический перепад имеют элементы диодно-транзисторной логики (ДТЛ). Схема элемента (рис. 8.11) включает транзистор VT_1, выполняющий роль инвертора, входные диоды $VD_{1\cdot 1}...VD_{1\cdot n}$, которые вместе с резистором R_a осуществляют логическую операцию И, диоды смещения VD_3, VD_4 и цепи питания.

При наличии на входах сигнала U^0 диоды $VD_{1\cdot 1}...VD_{1\cdot n}$ открыты и потенциал точки a $U_a = U_{VD} + U^0$, где U_{VD} — падение напряжения на диодах VD_1—VD_4 в открытом состоянии. В интегральных схемах в качестве диода обычно используют эмиттерный переход транзистора с закороченным переходом база—коллектор. Такие диоды имеют малые сопротивления в проводящем состоянии, обратный ток, емкость и время рассасывания; падение напряжения на диоде в проводящем состоянии $U_{VD} \simeq \simeq U_{БЭ\,нас}$.

Когда входные диоды открыты, напряжение на базе $U_{бэ} = = U_a - 2U_{БЭ\,нас} = -U_{БЭ\,нас} + U^0 < 0$ и транзистор закрыт. На выходе имеет место напряжение высокого уровня $U^1 = U_п - -R_к I_н \simeq U_п$, где $I_н$ — ток нагрузки, равный обратному току входных диодов ЛЭ, подключенных к выходу рассматриваемого элемента.

Если на все входы подан сигнал, равный 1, то диоды $VD_{1\cdot1}$—$VD_{1\cdot n}$ закрыты, потенциал точки a возрастает и соответственно возрастает потенциал базы транзистора VT_1, что вызывает открывание последнего.

Для открывания транзистора необходимо, чтобы напряжение на базе достигло величины $U_{\text{отп}} \sim U_{\text{БЭ нас}}$. Соответствующее этому значению пороговое напряжение на входе ЛЭ

$$U_{\text{пор}} = 2U_{VD} + U_{\text{БЭ нас}} - U_{VD} = 2U_{\text{БЭ нас}}.$$

При этом ток базы транзистора

$$I_б = I_{R_a} - I_{R_б} = \frac{U_{\text{п1}} - 3U_{\text{БЭ нас}}}{R_a} - \frac{U_{\text{п2}} + U_{\text{БЭ нас}}}{R_б}.$$

Если транзистор насыщен ($I_{\text{Б нас}} > I_{\text{Б гр}}$), выходное напряжение, соответствующее состоянию 0, $U^0 = U_{\text{КЭ нас}}$.

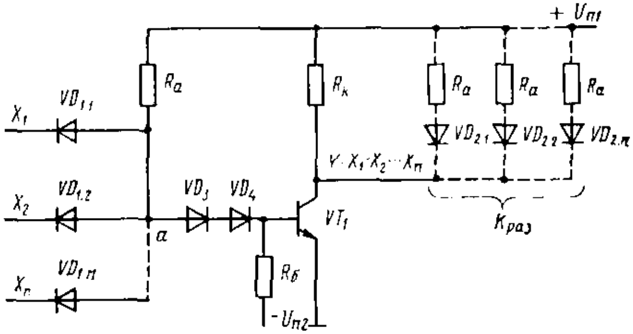


Рис. 8.11. Принципиальная схема элемента ДТЛ

Как видно, данная схема осуществляет логическую операцию И-НЕ.

Используя полученные соотношения для U^0, U^1, $U_{\text{пор}}$, можно определить помехоустойчивость схемы ДТЛ:

$$U_{\text{п}}^{+} = U_{\text{пор}} - U^0 = 2U_{\text{БЭ нас}} - U_{\text{КЭ нас}},$$

$$U_{\text{п}}^{-} = U^1 - U_{\text{пор}} = U_{\text{п1}} - 2U_{\text{БЭ нас}} \tag{8.4}$$

Нагрузочная способность рассчитывается исходя из условия насыщения транзистора $I_{\text{Б нас}} > I_{\text{К нас}}/h_{21э}$. В насыщенном состоянии коллекторный ток транзистора определяется суммой протекающего через резистор $R_к$ тока $I_{R_к} = (U_{\text{п1}} - U_{\text{КЭ нас}})/R_к$ и тока I_{VD} входных диодов $VD_{2\cdot1}$—$VD_{2\cdot n}$ логических элементов, подключенных к выходу рассматриваемого элемента $I_н = K_{раз} I_{VD} = K_{раз}(U_{\text{п1}} - U_{\text{БЭ нас}} - U_{\text{КЭ нас}})/R_a$. На рис. 8.11 цепи подключения этих диодов показаны штриховыми линиями. Используя условие насыщения, можем записать

$$\frac{U_{\text{п1}} - 3U_{\text{БЭ нас}}}{R_a} - \frac{U_{\text{п2}} + U_{\text{БЭ нас}}}{R_б} >$$

$$> \left(\frac{U_{\text{п1}} - U_{\text{КЭ нас}}}{R_к} + \frac{U_{\text{п1}} - U_{\text{БЭ нас}}}{R_б} K_{раз} \right) \frac{1}{h_{21э}}.$$

Отсюда

$$K_{\text{раз}} < \left[h_{21э}\left(\frac{U_{\text{п1}} - 3U_{\text{БЭ нас}}}{R_a} - \frac{U_{\text{п2}} + U_{\text{БЭ нас}}}{R_б}\right) - \frac{U_{\text{п1}} - U_{\text{КЭ нас}}}{R_к}\right] \times$$
$$\times \frac{R_б}{U_{\text{п1}} - U_{\text{БЭ нас}} - U_{\text{КЭ нас}}}.$$

Быстродействие элемента ДТЛ, определяемое временем задержки распространения сигнала при включении $t^{1,0}_{\text{зд р}}$ и выключении $t^{0,1}_{\text{зд р}}$, зависит от длительности переходных процессов накопления и рассасывания неосновных носителей в базе транзистора и времени перезарядки паразитных емкостей $C_{\text{вх}}$, шунтирующих входные диоды, а также емкостей эмиттерного $C_э$ и коллекторного $C_к$ переходов транзистора и емкости нагрузки $C_н$. При изменении входного сигнала от 0 до 1 после закрывания входных диодов начинается увеличение потенциала точки a со скоростью, определяемой постоянной времени $\tau_{\text{зд}}$ паразитных емкостей схемы и сопротивлений резисторов R_a и $R_б$:

$$\tau_{\text{зд}} = \frac{R_a R_б}{R_a + R_б}(K_{об}C_{\text{вх}} + C_э + C_к + C_н).$$

В результате напряжение на базе достигнет величины $U_{\text{БЭ нас}}$ по истечении времени $t_{\text{зд}}$, когда напряжение на входе станет равным $U_{\text{пор}}$ (рис. 8.12). После открывания транзистора VT_1 начинается процесс накопления неосновных носителей в базе, сопровождающийся спадом коллекторного напряжения. Длительность времени $t_ф$ может быть оценена с использованием выражения (7.17). Таким образом, время задержки распространения сигнала при включении, определяемое на уровне $U_{\text{пор}}$, $t^{1,0}_{\text{зд р}} = t_{\text{зд}} + t_ф$.

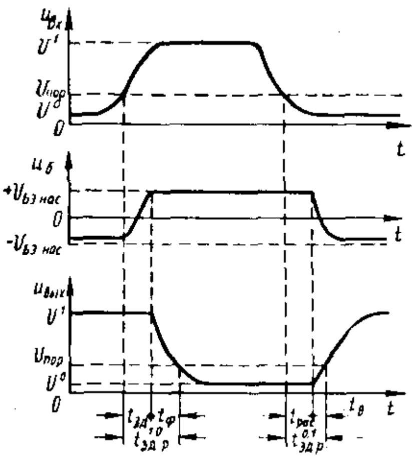


Рис. 8.12. Временная диаграмма элемента ДТЛ

При выключении логического элемента, когда напряжение на его входе уменьшается от U^1 до U^0, время задержки распространения сигнала определяется в основном длительностью двух стадий: рассасывания $t_{\text{рас}}$ и выключения $t_в$. В течение времени $t_{\text{рас}}$ происходит рассасывание избыточного заряда неосновных носителей в базе транзистора при неизменном токе базы. Длительность этой стадии зависит от времени жизни носителей в базе, степени ее насыщения неосновными носителями. После того как транзистор вышел из режима насыщения, начинается процесс нарастания выходного напряжения, связанный с зарядкой нагрузочной $C_н$ и коллекторной $C_к$ емкостей через коллекторный резистор $R_к$:

$$u_{вых}(t) = U^0 + (U^1 - U^0)(1 - e^{-t/\tau_в}),$$

где $\tau_в \approx R_к(C_к + C_н)$.

Полагая $u_{вых}(t) = U_{пор}$, получаем

$$t_в = \tau_в \ln[(U^1 - U^0)/(U^1 - U_{пор})].$$

Среднее время задержки распространения сигнала $t_{зд\ р\ ср} = 0{,}5(t_{зд} + t_ф + t_{рас} + t_в)$.

Быстродействие интегральных схем (ИС) ДТЛ повышается при уменьшении сопротивления коллекторного резистора, однако при этом растет потребляемая мощность. Лучшие результаты дает нелинейная обратная связь с диодом Шотки. Типичные значения параметров ИС ДТЛ: $P_{пот\ ср} = 10...15$ мВт; U^1 не менее 2,5 В; U^0 не более 0,5 В; $K_{раз} < 12$; $t_{зд\ р\ ср} = 40...100$ нс; $U_{п1} = 3...5$ В.

§ 8.7. ТРАНЗИСТОРНО-ТРАНЗИСТОРНАЯ ЛОГИКА

Элементы ДТЛ имеют большое число диодов и занимают сравнительно большую площадь. Это обстоятельство стимулировало проведение исследований, направленных на разработку такого схемного варианта логического элемента, который при сохранении положительных качеств ДТЛ (высокая помехоустойчивость, большой логический перепад и др.) позволил бы уменьшить размеры элементов и тем самым повысить степень интеграции. В результате были разработаны элементы транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ).

ТТЛ с простым инвертором. В элементе ТТЛ входные диоды и диоды смещения заменены многоэмиттерным транзистором VT_1 (рис. 8.13). Функцию входных диодов осуществляют эмиттерные переходы и, таким образом, ими, так же как и в схеме ДТЛ, выполняется логическая операция И. Транзистор VT_2 реализует операцию инвертирования.

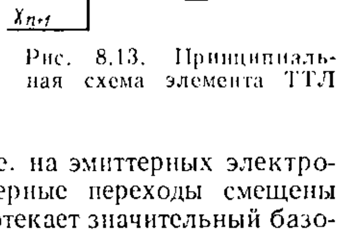


Рис. 8.13. Принципиальная схема элемента ТТЛ

При наличии на входах схемы, т. е. на эмиттерных электродах VT_1, сигнала $U^0 = U_{КЭ\ нас}$ эмиттерные переходы смещены в прямом направлении и через VT_1 протекает значительный базовый ток $I_{б1} = (U_п - U_{БЭ\ нас} - U_{КЭ\ нас})/R_б$, достаточный для того, чтобы транзистор находился в режиме насыщения. При этом напряжение коллектор — эмиттер $VT_1 U_{КЭ\ нас} \simeq 0{,}2$ В. Следовательно, напряжение, приложенное к базе VT_2 относительно заземленной точки, $u_{бэ2} = U^0 + U_{КЭ\ нас} < U_{БЭ\ нас}$ и транзистор VT_2 закрыт. Коллекторный ток VT_1, равный току базы закрытого транзистора VT_2, имеет пренебрежимо малое значение. Напряжение на выходе схемы соответствует лог. «1». В таком состоянии схема будет находиться, пока хотя бы на одном из входов сигнал равен U^0.

Если на всех входах одновременно постепенно повышать напряжение, то при $u_{вх} = U_{пор} = U_{БЭ\,нас} - U_{КЭ\,нас}$ напряжение на базе VT_2 достигнет $U_{БЭ\,нас}$ и транзистор откроется. В результате увеличится ток базы VT_2, который будет протекать от источника питания через резистор $R_б$ и коллекторный переход VT_1,

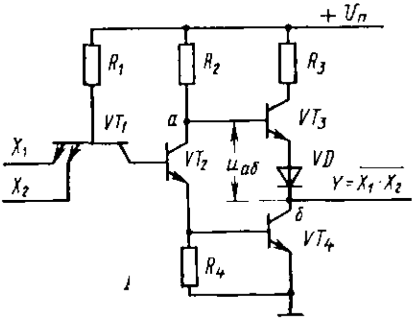


Рис. 8.14. Принципиальная схема элемента ТТЛ со сложным инвертором

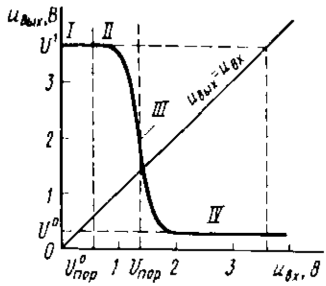


Рис. 8.15. Амплитудная характеристика элемента ТТЛ

и транзистор VT_2 перейдет в режим насыщения. Дальнейшее повышение $u_{вх}$ приведет к запиранию эмиттерных переходов транзистора VT_1, и транзистор VT_1 перейдет в режим работы, при котором коллекторный переход смещен в прямом направлении, а эмиттерные переходы — в обратном. Напряжение на выходе схемы $u_{вых} = U_{КЭ\,нас} = U^0$ (транзистор VT_2 в насыщении).

Рассмотренная простейшая схема элемента ТТЛ имеет ряд недостатков. При последовательном включении таких элементов, *когда к выходу элемента подключаются эмиттерные электроды,* уменьшается напряжение высокого уровня (лог. 1) и соответственно снижается нагрузочная способность по сравнению с элементом ДТЛ. Это обусловлено тем, что при работе многоэмиттерного транзистора в инверсном режиме эмиттерные токи больше, чем токи обратносмещенных диодов в ДТЛ.

Кроме того, такая простейшая схема элемента ТТЛ имеет малую помехоустойчивость по отношению к уровню положительной помехи $U_п^+ = U_{БЭ\,нас} - U^0 - U_{КЭ\,нас} = U_{БЭ\,нас} - 2U_{КЭ\,нас}$ по сравнению с ДТЛ. Для улучшения этих параметров используют схемы ТТЛ со сложным инвертором.

ТТЛ со сложным инвертором. Схема ТТЛ со сложным инвертором (рис. 8.14), так же как и схема с простым инвертором, осуществляет логическую операцию *И-НЕ. При наличии на входах* напряжения лог. «0» многоэмиттерный транзистор VT_1 находится в режиме насыщения, а транзистор VT_2 закрыт. Следовательно, закрыт и транзистор VT_4, поскольку ток через резистор R_4

не протекает и напряжение на базе VT_4 $u_{бэ4}=0$. Транзистор VT_3 открыт, так как его база подключена к источнику питания $U_п$ через резистор R_2. Сопротивление резистора R_3 невелико, поэтому VT_3 работает как эмиттерный повторитель. Через транзистор VT_3 и открытый диод VD протекает ток нагрузки логического элемента $I_н = I_{к3} = I_{б3}(h_{21э}+1)$ и выходное напряжение (участок I на рис. 8.15), соответствующее уровню лог. «1», равно напряжению источника питания $U_п$ минус падение напряжения на резисторе R_2 от протекающего тока базы $I_{б3}$, напряжение база — эмиттер $U_{БЭ\,нас}$ открытого транзистора VT_3 и падение напряжения $U_{VD}=U_{БЭ\,нас}$ на открытом диоде VD, т. е.

$$U^1 = U_п - 2U_{БЭ\,нас} - R_2 I_{б3}/(h_{21э}+1) \simeq U_п - 2U_{БЭ\,нас}.$$

При увеличении напряжения на всех входах потенциал базы VT_2 возрастает и при $u_{вх} = U^?_{пор} = U_{БЭ\,нас} - U_{КЭ\,нас}$ транзистор VT_2 открывается, начинает протекать коллекторный ток $I_{к2}$ через резисторы R_2 и R_4. В результате базовый ток VT_3 уменьшается, падение напряжения на нем увеличивается и выходное напряжение снижается (участок II на рис. 8.15). Пока на резисторе R_4 падение напряжения $U_{R4}<U_{БЭ\,нас}$, транзистор VT_4 закрыт. Когда $u_{вх}=U_{пор}\simeq 2U_{БЭ\,нас}-U_{КЭ\,нас}$, открывается транзистор VT_4. Дальнейшее увеличение входного напряжения приводит к насыщению VT_2 и VT_4 и переходу VT_1 в инверсный режим (участок III на рис. 8.15). При этом потенциал точки a (рис. 8.14) оказывается равным $u_a = U_{БЭ\,нас}+U_{КЭ\,нас}$, а точки $б$ $u_б = U_{КЭ\,нас}$, следовательно, $u_{аб}=u_a-u_б=U_{БЭ\,нас}$. Чтобы диод VD и транзистор VT_3 были открыты, необходимо, чтобы $u_{аб}\geqslant 2U_{БЭ\,нас}$. Так как это условие не выполняется, то VT_3 и VD оказываются закрытыми и напряжение на выходе схемы, соответствующее уровню лог. «0», равно $U^0 = U_{КЭ\,нас}$ (участок IV на рис. 8.15). При переключении имеют место промежутки времени, хотя и кратковременные, когда оба транзистора VT_3 и VT_4 открыты и возможны броски тока. Для ограничения амплитуды этого тока включается резистор с небольшим сопротивлением ($R_3 = 100...150$ Ом).

Помехоустойчивость элемента ТТЛ со сложным инвертором

$$U_п^+ = U_{пор} - U^0 = 2U_{БЭ\,нас} - 2U_{КЭ\,нас},$$
$$U_п^- = U^1 - U_{пор} = U_п - 4U_{БЭ\,нас} + U_{КЭ\,нас}.$$

Когда на выходе элемента устанавливается единица, транзисторы VT_2 и VT_4 закрыты. Следовательно, если пренебречь током нагрузки $I_н$, то потребляемый схемой ток I^1 определяется током $I^1_{R1} = (U_п - U_{БЭ\,нас} - U_{КЭ\,нас})/R_1$, протекающим через резистор R_1. В режиме лог. «0» на выходе потребляемый ток I^0 равен сумме токов $I^0_{R1} = (E-3U_{БЭ\,нас})/R_1$ и $I^0_{R2} = (U_п - U_{БЭ\,нас} - U_{КЭ\,нас}):R_2$. Таким образом, средняя потребляемая схемой мощность

$$P_{пот\,ср} = 0{,}5\,(P^0_{пот}+P^1_{пот}) = 0{,}5U_п\left(\frac{2U_п-4U_{БЭ\,нас}-U_{КЭ\,нас}}{R_1}+\right.$$
$$\left.+\frac{U_п-U_{БЭ\,нас}-U_{КЭ\,нас}}{R_2}\right). \quad (8.5)$$

Соотношение (8.5) определяет мощность без учета дополнительной мощности, потребляемой схемой в моменты переключения в результате протекания тока через одновременно открытые транзисторы VT_3 и VT_4. Эта мощность растет пропорционально частоте переключения и при $f > 10$ МГц становится соизмеримой с $P_{пот\ ср}$.

Быстродействие ТТЛ со сложным инвертором определяется теми же процессами, что и быстродействие ДТЛ (см. рис. 8.12). Однако общее время задержки распространения сигнала при включении $t_{зд\ р}^{1,0}$ оказывается меньше из-за меньших паразитных емкостей. Время задержки распространения сигнала при выключении $t_{зд\ р}^{0,1}$ также существенно меньше, в основном из-за того, что зарядка емкости нагрузки осуществляется через открытый транзистор VT_3, а не через коллекторный резистор $R_к$, как это имеет место в ДТЛ. Использование транзисторов с барьером Шотки позволяет повысить быстродействие ИС ТТЛ, однако при этом несколько уменьшается помехоустойчивость.

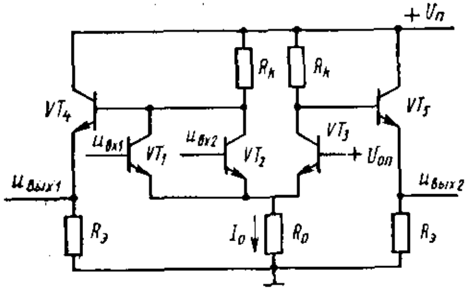


Рис. 8.16. Принципиальная схема элемента ЭСЛ

Таким образом, элементы ТТЛ со сложным инвертором имеют большой логический перепад, малую потребляемую мощность, высокие быстродействие и помехоустойчивость. Типичные значения параметров ТТЛ следующие: $U_п$—5 В; $U^1 \geqslant 2{,}8$ В; $U^0 \leqslant 0{,}5$ В; $t_{зд\ р\ ср}$—10. . .20 нс; $P_{пот\ ср}$—10. . .15 мВт; $K_{раз}$=10.

§ 8.8. ЭМИТТЕРНО-СВЯЗАННАЯ ЛОГИКА

В настоящее время самыми быстродействующими являются элементы эмиттерно-связанной логики (ЭСЛ). Схема элемента ЭСЛ включает переключатель тока, выполненный на транзисторах VT_1—VT_3, и два эмиттерных повторителя на транзисторах VT_4 и VT_5, обеспечивающих возможность соединения между собой отдельных логических элементов (рис. 8.16). Транзисторы VT_1 и VT_2, на базы которых подаются входные сигналы, составляют одно плечо переключателя тока, а транзистор VT_3 образует другое его плечо. На его базу подается постоянное опорное напряжение $U_{оп}$.

Если на входах $u_{вх1}$, $u_{вх2}$ действует напряжение $u_{вх} = U^0 < U_{оп}$, транзисторы VT_1 и VT_2 закрыты и весь ток I_0 протекает через открытый транзистор VT_3. Ток I_0 выбирается таким, чтобы транзистор VT_3 в открытом состоянии работал на границе области насыщения $u_{кб} = 0$. При этом на коллекторе VT_3

напряжение $u_{к3} = U_п - |h_{21б}| I_0 R_к$, а напряжение на втором выходе

$$u_{вых\,2} = U^0 = U_п - |h_{21б}| I_0 R_к - U_{БЭ\,нас}. \quad (8.6)$$

Потенциал коллекторов VT_1 и VT_2, если пренебречь падением напряжения на $R_к$ за счет протекающего через него базового тока VT_4, равен $U_п$, а напряжение на первом выходе

$$u_{вых\,1} = U^1 = U_п - U_{БЭ\,нас}. \quad (8.7)$$

При подаче на любой вход, например первый, сигнала $u_{вх1} = U^1 > U_{оп}$ транзистор VT_1 открывается и через него начинает протекать ток I_0, а транзистор VT_3 закрывается. В результате разность потенциалов между коллектором и базой VT_1 становится практически равной нулю, поскольку транзистор VT_1 переходит в рабочий режим на границе области насыщения ($u_{кб1} = 0$). Следовательно, потенциал коллекторов VT_1 и VT_2 окажется равным $u_{к1} = u_{вх1} = U^1$, а напряжение на первом выходе уменьшится и станет равным $u_{вых1} = U^0 = U^1 - U_{БЭ\,нас}$. Подставляя в это соотношение U^1 из (8.7), получаем $U^0 = U_п - 2U_{БЭ\,нас}$.

Напряжение на втором выходе при запирании VT_3 увеличится и станет равным $u_{вых} = U^1 = U_п - U_{БЭ\,нас}$.

Таким образом, по первому выходу данная схема реализует логическую операцию ИЛИ-НЕ, а по второму — операцию ИЛИ. Нетрудно видеть, что пороговое напряжение $U_{пор} = U_{оп}$. Логический перепад $\Delta U_л = U^1 - U^0 = U_{БЭ\,нас}$ и помехоустойчивость схемы

$$U_п^+ = U_{пор} - U^0 = U_{оп} - U_п + 2U_{БЭ\,нас},$$
$$U_п^- = U^- - U_{пор} = U_п - U_{БЭ\,нас} - U_{оп}.$$

Как видно, логический перепад элемента невелик. Чтобы помехоустойчивость схемы была максимальной, необходимо выбрать такое значение $U_{оп}$, чтобы $U_п^+ = U_п^-$. Тогда $U_{оп} = U_п - (3/2) U_{БЭнас}$ и помехоустойчивость схемы $U_п^+ = U_п^- = 0{,}5\ U_{БЭ\,нас}$.

Входные токи элемента, а следовательно, и токи нагрузки ЭСЛ невелики: $I_{вх} \simeq 0$, ток $I_{вх}^1$ равен базовому току транзистора, работающего на границе области насыщения. Поэтому нагрузочная способность элемента велика и коэффициент разветвления достигает 20 и более.

Потребляемая элементом мощность складывается из мощности эмиттерных повторителей:

$$P_1 = U_п\left(\frac{U^1}{R_э} + \frac{U^0}{R_э}\right) = U_п\left(\frac{U_п - U_{БЭ\,нас}}{R_э} + \frac{U_п - 2U_{БЭ\,нас}}{R_э}\right) =$$
$$= U_п\,\frac{2U_п - 3U_{БЭ\,нас}}{R_э}$$

и мощности переключателя тока $P_2 = U_п I_0$. Из (8.6) и (8.7) следует $|h_{21б}| I_0 R_к = U_{БЭ\,нас}$, откуда при $|h_{21б}| \simeq 1$ получаем $I_0 = U_{БЭ\,нас}/R_к$. Следовательно,

$$P_{пот\,ср} = U_п\left(\frac{2U_п - 3U_{БЭ\,нас}}{R_э} + \frac{U_{БЭ\,нас}}{R_к}\right).$$

В рассмотренной схеме уровни U^1 и U^0 зависят от напряжения $U_п$, и поскольку логический перепад невелик, то нестабильность напряжения источника питания существенно влияет на помехоустойчивость. Кроме того, напряжения логических уровней велики. Для повышения помехоустойчивости, снижения амплитуды входных сигналов в схемах ЭСЛ заземляют не отрицательный полюс источника питания, как показано на рис. 8.16, а положительный. В этом случае $U^1 = -U_{БЭ\ нас}$, $U^0 = -2U_{БЭ\ нас}$, $U_{пор} = (-3/2)\ U_{БЭ\ нас}$. Амплитудная передаточная характеристика с учетом принятых допущений, соответствующая этому случаю, для инвертирующего и неинвертирующего выходов приведена на рис. 8.17. Так как переключение тока из одного плеча в другое начинается при входном напряжении, несколько меньшем опорного напряжения $U_{оп} - u'_{вх} \simeq 0{,}1$ В, а заканчивается при напряжении, несколько большем опорного, $u''_{вх} - U_{оп} \simeq 0{,}1$ В, то амплитудная передаточная характеристика ЭСЛ имеет зону неопределенности $\Delta U_{пор} \simeq 0{,}2$ В. Это, естественно, снижает помехоустойчивость схемы.

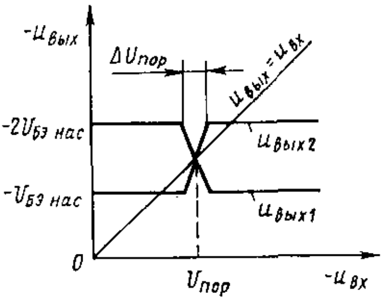


Рис. 8.17. Амплитудная характеристика элемента ЭСЛ

Высокое быстродействие ЭСЛ обусловлено следующими основными факторами: открытые транзисторы не находятся в насыщении, поэтому исключается этап рассасывания неосновных носителей в базах; управление входными транзисторами осуществляется от эмиттерных повторителей предшествующих элементов, которые, имея малое выходное сопротивление, обеспечивают большой базовый ток и, следовательно, малое время открывания и закрывания входных и опорного транзисторов (время перезарядки паразитных емкостей элемента незначительное из-за малого логического перепада), поэтому длительности фронта и среза выходного напряжения невелики.

Среднее время распространения сигнала элемента ЭСЛ определяется длительностью переходного процесса в переключателе тока и может быть оценено с использованием соотношений (7.16), (7.17). Минимальное значение $t_{з\ д\ р\ ср}$ определяется собственным временем переключения транзистора и составляет около 1 нс.

Для ЭСЛ характерны следующие средние параметры: $U_п = -5$ В; $U^1 = -0{,}7...0{,}9$ В; $U^0 = -1{,}5...2$ В; $t_{з\ д\ р\ ср} = 3...7$ нс; $P_{пот\ ср} = 10...20$ мВт.

§ 8.9. ИНТЕГРАЛЬНАЯ ИНЖЕКЦИОННАЯ ЛОГИКА

Элементы интегральной инжекционной логики (И²Л) не имеют аналогов в дискретной схемотехнике и могут быть реализованы только в интегральном исполнении. Эквивалентная схема элемента И²Л (рис. 8.18, *а*) состоит из двух транзисторов: *p-n-p*-транзистор VT_1 выполняет роль инжектора, а *n-p-n*-транзистор VT_2 работает в режиме инвертора. Общая область *n*-типа служит базой *p-n-p*-транзистора, а также эмиттером *n-p-n*-транзистора и подключается к «заземленной» точке. Коллектор *p-n-p*- и база *n-p-n*-транзисторов также являются общей областью.

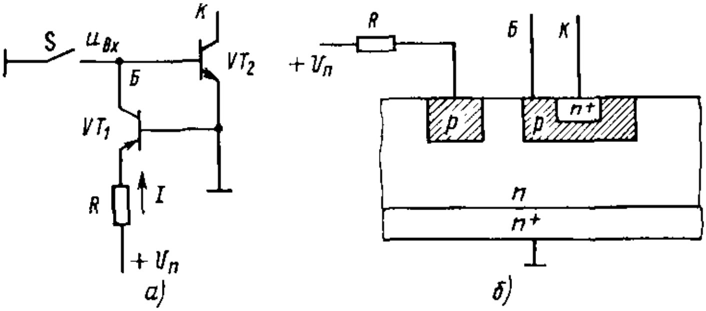


Рис. 8.18. Эквивалентная схема (*а*) и структура (*б*) элемента И² Л

Иногда *p-n-p*-транзистор (инжектор) называют горизонтальным, поскольку все его электроды (*p*-эмиттер, *n*-база, *p*-коллектор) расположены в горизонтальной плоскости, а *n-p-n*-транзистор (инвертор) — вертикальным, поскольку его электроды не находятся в одной горизонтальной плоскости (рис. 8.18, *б*).

В цепь эмиттер—база инжектора подается напряжение питания $U_п$. Минимальное напряжение источника определяется падением напряжения на эмиттерном переходе: $U_{БЭ\ нас} \simeq 0{,}7$ В. Но для стабилизации тока эмиттера I последовательно с источником включается резистор R и напряжение источника питания $U_п =$ 1. . .1,2 В. При этом *p-n*-переход эмиттер — база VT_1 открыт и имеет место диффузия дырок к коллекторному переходу. По мере движения к коллектору дырки рекомбинируют, но значительная их часть достигает коллекторного перехода и, пройдя через него, попадает в *p*-базу инвертора (транзистора VT_2). Этот процесс диффузии (инжекции) дырок в базу инвертора идет постоянно независимо от входного воздействия.

Если напряжение на базе VT_2 $u_{вх} = U^0$ (ключ S замкнут), дырки, которые попадают в *p*-базу инвертора, беспрепятственно стекают к отрицательному полюсу источника питания. В цепи коллектора транзистора VT_2 ток не протекает и это эквивалентно разомкнутому состоянию коллекторной цепи VT_2. Такое состояние выходной цепи соответствует напряжению лог. «1».

При $u_{вх} = U'$ (ключ S разомкнут) дырки в *p*'-базе инвертора накапливаются. Потенциал базы начинает повышаться и соответственно понижаются напряжения на переходах VT_2 до тех пор, пока эти переходы не откроются. Тогда в коллекторной цепи транзистора VT_2 будет протекать ток и разность потенциалов между эмиттером и коллектором инвертора (транзистора VT_1) будет близка нулю, т. е. этот транзистор представляет собой короткозамкнутый участок цепи, и это состояние будет соответствовать уровню лог. «0».

Таким образом, рассмотренный элемент выполняет роль ключа, который может быть использован для управления аналогичным элементом, подобно тому, как это осуществляется в ТЛНС.

Сочетание элементов И²Л может обеспечить реализацию любых логических операций. В частности, элемент, выполняющий операцию ИЛИ-НЕ, может быть составлен из двух элементов И²Л (рис. 8.19). При подаче на оба входа (X_1 и X_2) сигнала нуля на объединенных коллекторах инверторов (VT_3, VT_4) будет уровень лог. «1». Когда на один из входов или на оба входа одновременно подается сигнал единицы, на выходе схемы имеем сигнал лог. «0».

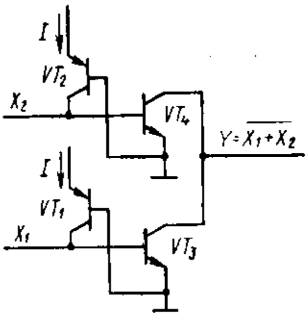


Рис. 8.19. Схема элемента И²Л, реализующая операцию ИЛИ-НЕ

Напряжение низкого уровня (лог. «0») элемента И²Л равно напряжению между коллектором и эмиттером *n-p-n*-транзистора в насыщении: $U^0 = U_{КЭ\,нас}$. Напряжение лог. «1» определяется напряжением на открытом *p-n*-переходе: $U^1 = U_{БЭ\,нас}$. Пороговое напряжение переключения $U_{пор}$ зависит от степени насыщения *n-p-n*-транзистора и на 20...50 мВ меньше $U_{БЭ\,нас}$. Таким образом, помехоустойчивость элемента И²Л по отношению к отрицательной помехе низкая: $U_п^- = 20...50$ мВ. Потребляемая от источника питания мощность $P_{пот\,ср} = IU_п = U_п \times (U_п - U_{БЭ\,нас})/R$, а мощность, рассеиваемая самим элементом, $P_{сх} = IU_{БЭ\,нас} = U_{БЭ\,нас}\dfrac{U_п - U_{БЭ\,нас}}{R}$. Ток инжекции I невелик (10 нА...100 мкА). Среднее время задержки распространения сигнала определяется длительностью процесса рассасывания избыточных зарядов в базе инвертора и временем перезарядки паразитных емкостей, которое, в свою очередь, зависит от тока инжекции.

Элементы И²Л занимают малую площадь, имеют незначительные потребляемую мощность и работу переключения. Для них характерны следующие значения параметров: $U_п = +1$ В; $P_{пот\,ср} = 10...100$ мкВт; $t_{зд\,р\,ср} = 10...100$ нс; $K_{раз} = 3...5$; $K_{об} = 1$.

§ 8.10. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ НА МДП-ТРАНЗИСТОРАХ

Логические элементы на МДП-транзисторах строятся либо на ключах с динамической нагрузкой, либо на комплементарных ключах. Поэтому первый тип логических элементов называется

МДПТЛ (МДП-транзисторная логика), а второй — КМДПТЛ (МДП-транзисторная логика на комплементарных транзисторах). При производстве кремниевых микросхем диэлектриком служит оксид кремния SiO_2, поэтому наряду с названием МДП-транзистор широко используют название МОП-транзистор. Соответственно логические элементы называют либо МОПТЛ, либо КМОПТЛ. При построении логических элементов наиболее часто используют n-канальные МДП-транзисторы, имеющие более высокое быстродействие по сравнению с p-канальными.

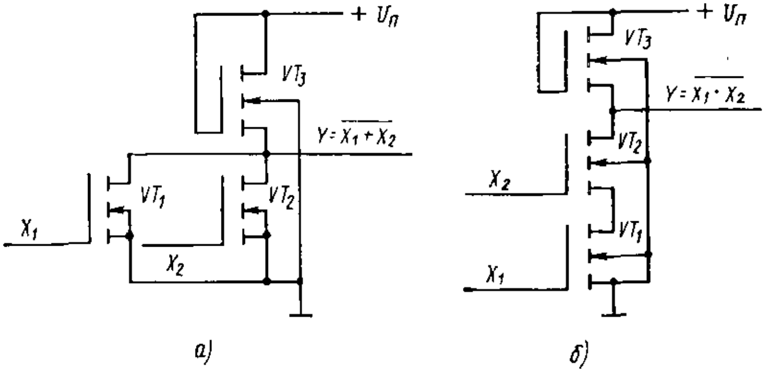


Рис. 8.20. Схема элементов МОПТЛ, реализующих операции ИЛИ-НЕ (a) и И-НЕ ($б$)

Логические элементы на ключах с динамической нагрузкой. Элемент МОПТЛ состоит из нагрузочного транзистора и нескольких управляющих транзисторов. Если управляющие транзисторы включены параллельно, то элемент осуществляет логическую операцию ИЛИ-НЕ, а при последовательном соединении он выполняет операцию И-НЕ (рис. 8.20).

При наличии на входах X_1 и X_2 $u_{вх} = U^0 < U_{ЗИ\,пор}$ управляющие транзисторы VT_1 и VT_2 закрыты. При этом напряжение на выходе соответствует лог. «1»: $U_п - U_{ЗИ\,пор} < U^1 \leqslant U_п$ (см. § 7.7). Если входное напряжение $u_{вх} \geqslant U_{ЗИ\,пор}$, управляющие транзисторы открываются и, таким образом, величина $U_{ЗИ\,пор}$ определяет пороговое напряжение логического элемента: $U_{пор} = U_{ЗИ\,пор}$.

Когда на входах элемента действует напряжение $u_{вх} = U^1 > U_{пор}$, то на выходе имеем «0». Если при этом ток нагрузочного транзистора, работающего на пологом участке характеристики, меньше суммы токов управляющих транзисторов, то $U^0 = U_{ост} \simeq 0{,}2$ В. Зона неопределенности амплитудной передаточной характеристики $\Delta U_{пор} = 0{,}3...0{,}4$ В. Помехоустойчивость элемента $U_п^+ = U_{ЗИ\,пор} - U_{ост}$, $U_п^- = U_п - 2U_{ЗИ\,пор}$. При напряжении источника питания $U_п \simeq 3U_{ЗИ\,пор}$ помехоустойчивость $U_п^+ = U_п^- = U_{ЗИ\,пор}$. Для низкопороговых МДП-транзисторов помехоустойчивость МОПТЛ составляет 1...1,5 В; для высокопороговых $U_{ЗИ\,пор}$ достигает 5...8 В, соответственно при использовании таких транзисторов помехоустойчивость логического элемента возрастает.

Нагрузочная способность МОПТЛ велика, поскольку входной ток транзисторов очень мал. Однако при большом коэффициенте разветвления существенно увеличивается емкость нагрузки, что приводит к снижению быстродействия. Поэтому верхняя граница $K_{раз}$ в основном лимитируется требуемым временем задержки распространения сигнала при включении и выключении.

Быстродействие МОПТЛ определяется длительностью процессов переключения МДП-транзисторного ключа с динамической нагрузкой (см. § 7.7). В частности, время задержки распространения сигнала при включении $t^{1,0}_{зд\,р}$ может быть определено с

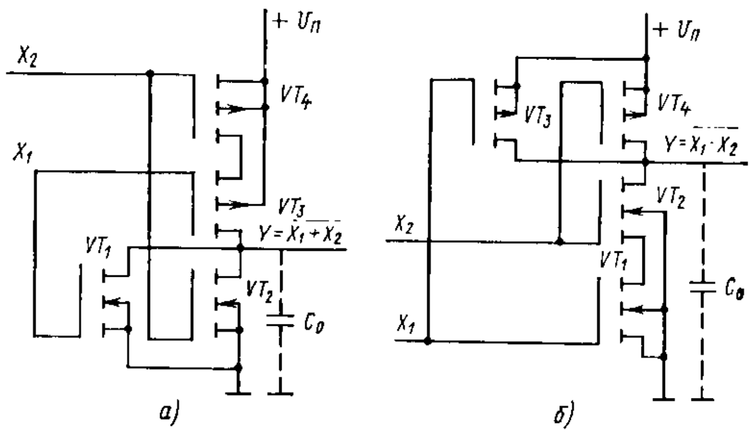


Рис. 8.21. Схема элементов КМОПТЛ, реализующих операции ИЛИ-НЕ (*а*) и И-НЕ (*б*)

использованием соотношения (7.21). Так как крутизна нагрузочного транзистора должна быть меньше крутизны управляющих транзисторов, то $t^{0,1}_{зд\,р} > t^{1,0}_{зд\,р}$.

Элементы МОПТЛ имеют высокую помехоустойчивость, большой логический перепад, малую потребляемую мощность и сравнительно низкое быстродействие. Для элементов на низкопороговых МДП-транзисторах обычно $U_п = 5...9$ В, а на высокопороговых $U_п = 12{,}6...27$ В. Основные параметры МОПТЛ имеют следующие значения: $P_{пот} = 0{,}4...5$ мВт; $t_{зд\,р\,ср} = 20...200$ нс; U^0 не более 1 В; U^1 не менее 7 В.

Логические элементы на комплементарных ключах (КМОПТЛ). Основу КМОПТЛ составляют комплементарные пары *p*- и *n*-канальных транзисторов. Схемный вариант логического элемента ИЛИ-НЕ осуществляют параллельным соединением входных транзисторов, а элемента И-НЕ — их последовательным соединением (рис. 8.21). Нагрузочные транзисторы в первом случае образуют последовательную цепочку, а во втором — параллельную. В качестве управляющих используются транзисторы с n-каналом (VT_1, VT_2), а нагрузочные с p-каналом (VT_3, VT_4).

Если на входах схемы X_1 и X_2 (рис. 8.21, *а*) действует сигнал $U^0 < U_{\text{зи пор}}$, где $U_{\text{зи пор}}$ — пороговое напряжение n-канального транзистора, то входные транзисторы закрыты, а нагрузочные транзисторы открыты. В этом случае выходное напряжение равно напряжению источника питания $u_{\text{вых}} = U^1 = U_{\text{п}}$. При подаче на любой вход элемента ИЛИ-НЕ сигнала $X = U^1 > U_{\text{зи пор}}$ один из входных транзисторов открывается. На затворе соответствующего нагрузочного транзистора устанавливается напряжение $u_{\text{зи}} = -U_{\text{п}} + U^1 \simeq 0$ и транзистор закрывается. Таким образом, выходное напряжение соответствует $U^0 = 0$. Логический перепад элемента КМОПТЛ $\Delta U_{\text{л}} = U^1 - U^0 \simeq U_{\text{п}}$.

Время задержки распространения сигнала при включении и выключении как МОПТЛ, так и КМОПТЛ определяется длительностью процессов зарядки и разрядки суммарной паразитной емкости C_0, равной общей емкости транзистора, монтажной емкости и емкости нагрузки. Но так как в КМОПТЛ ограничения на крутизну характеристики транзисторов S не накладываются, то среднее время задержки распространения сигнала у таких элементов меньше, чем у элементов МОПТЛ. Элемент КМОПТЛ потребляет мощность в короткие промежутки времени, когда происходит его переключение. Средний ток, потребляемый от источника, равен сумме среднего тока стока $I_{\text{с}}$ и среднего тока I_0, идущего на зарядку емкости C_0. Так как время, в течение которого одновременно открыты транзисторы, невелико, то $P_{\text{пот ср}} \simeq U_{\text{п}} I_0$, где $I_0 = C_0 U_{\text{п}}/T$. Следовательно, $P_{\text{пот ср}} = f C_0 U_{\text{п}}^2$. Таким образом, потребляемая элементом КМОПТЛ мощность растет с увеличением рабочей частоты, емкости нагрузки и напряжения источника питания.

Элементы КМОПТЛ обладают высокой помехоустойчивостью, большими логическим перепадом и коэффициентом разветвления, потребляют незначительную мощность при малых емкостях нагрузки. Элементы ИС КМОПТЛ серии К176 имеют следующие параметры: $U_{\text{п}} = 9$ В; U^1 не менее 8,2 В; U^0 не более 0,3 В; $t_{\text{зд р ср}} \simeq 200$ нс; $K_{\text{раз}} = 100$; $f = 1$ МГц.

ГЛАВА 9 ТРИГГЕРЫ

Триггером называют устройство, имеющее два устойчивых состояния и способное под действием управляющих сигналов скачком переходить из одного устойчивого состояния в другое. Триггеры используют в качестве генераторов прямоугольных импульсов, дискриминаторов, а также в цифровой технике (ячейка памяти, элемент задержки, пересчетная ячейка). Они могут быть реализованы на дискретных компонентах, логических элементах и операционных усилителях.

§ 9.1. СИММЕТРИЧНЫЙ ТРИГГЕР

Симметричный триггер состоит из двух транзисторных ключей, охваченных положительной обратной связью (рис. 9.1). В общем случае в базовую цепь транзисторов включается источник смещения — $U_{см}$, который обеспечивает закрывание одного из транзисторов. Симметричным такой триггер называется потому, что элементы схемы, относящиеся к каждому транзистору, одинаковые.

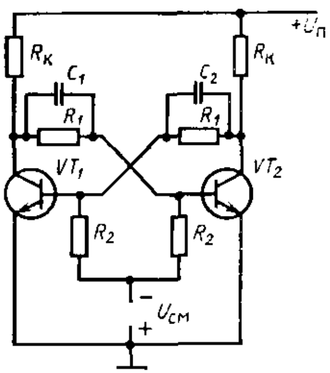


Рис. 9.1. Схема симметричного триггера

Статический режим. Устойчивым состоянием схемы является такое, при котором один транзистор (например, VT_1) открыт и насыщен, а другой (VT_2) закрыт. Действительно, оба транзистора не могут быть одновременно закрытыми, поскольку для этого необходимо, чтобы напряжение на базах было меньше напряжения открывания. При $|U_{см}|<U_п$ это условие не выполняется. Транзисторы не могут находиться одновременно и в режиме насыщения, так как падение напряжения на транзисторе (например, VT_1) в насыщении $U_{КЭ\ нас}$ с учетом напряжения источника смещения недостаточно, чтобы транзистор VT_2 был также насыщен.

Теоретически в схеме возможно состояние неустойчивого равновесия, когда оба транзистора работают в активном режиме и через них протекают постоянные токи. Однако в этом состоянии схема не может находиться продолжительное время. Из-за неизбежных флуктуаций токов и напряжений триггер самопроизвольно перейдет в одно из устойчивых состояний.

Предположим, что произошло незначительное увеличение коллекторного тока транзистора VT_1 на величину $\Delta i_{к1}$. Это приведет к уменьшению коллекторного напряжения $\Delta u_{к1} = -\Delta i_{к1} R_{экв}$, где $R_{экв} = (R_к R_1)_0/(R_к + R_1)$ — эквивалентное сопротивление нагрузки. Здесь принято во внимание, что входное сопротивление транзистора VT_2 в активном режиме $R_{вх2} \ll R_1$, и не учитывается ток, протекающий через конденсатор C_1. В результате произойдет изменение тока базы VT_2 на величину $\Delta i_{б2} = \Delta u_{к1}/R_1$, коллекторного тока на $\Delta i_{к2} = h_{21э}\Delta i_{б2}$ и коллекторного напряжения на $\Delta u_{к2} = -\Delta i_{к2} R_{экв}$. Изменение коллекторного напряжения транзистора VT_2 вызовет приращение базового тока VT_1 на величину $\Delta i_{б1} = \Delta u_{к2}/R_1$ и коллекторного тока на $\Delta i'_{к1} = h_{21э}\Delta i_{б1}$.

Таким образом, случайное первоначальное изменение коллекторного тока $\Delta i_{к1}$ в результате процессов, протекающих в схеме, вызывает дальнейшее изменение этого тока на величину $\Delta i'_{к1} = \Delta i_{к1}\left(h_{21э}\dfrac{R_к}{R_к + R_1}\right)^2$.

Процесс изменения тока в схеме будет нарастать, если $\Delta i'_{к1}/\Delta i_{к1}$, т. е.

$$h_{21э}R_к/(R_к + R_1) > 1. \tag{9.1}$$

Полученное соотношение (9.1) определяет *условие самовозбуждения схемы.* При его выполнении в схеме протекают процессы, приводящие к закрыванию одного транзистора, насыщению другого и переходу триггера в одно из устойчивых состояний. В устойчивом состоянии схемы условие (9.1) перестает выполняться, так как и в режиме насыщения, и в режиме отсечки транзистор теряет усилительные свойства ($h_{21э} \approx 0$).

Определим условия, при которых триггер имеет два устойчивых состояния. Для этого рассмотрим эквивалентную схему триггера, находящегося в одном из устойчивых состояний, для случая, когда транзистор VT_1 открыт и насыщен, а VT_2 находится в режиме отсечки (рис. 9.2). Транзистор VT_1, находящийся в насыщении, заменен двумя источниками напряжения: $U_{КЭ\,нас}$ и $U_{БЭ\,нас}$. Коллекторная и базовая цепи закрытого транзистора VT_2 разомкнуты. Триггер находится в таком состоянии, если одновременно выполняются условия

$$u_{бэ2} < U_{отп} \simeq U_{БЭ\,нас},\quad I_{б1} > I_{Б\,гр} = I_{К\,нас}/h_{21э}.$$

Из рис. 9.2 следует, что $u_{бэ2} = -U_{см} + u_{R_2}$, поэтому

$$u_{бэ2} = -U_{см} + \frac{U_{см} + U_{КЭ\,нас}}{R_1 + R_2} R_2 < U_{БЭ\,нас}. \tag{9.2}$$

Так как

$$I_{б1} = I_3 - I_4 = \frac{U_п - U_{БЭ\,нас} - I_{КЭ\,0} R_к}{R_к + R_1} - \frac{U_{см} + U_{БЭ\,нас}}{R_2},$$

а

$$I_{К\,нас} = I_1 - I_2 = \frac{U_п - U_{КЭ\,нас}}{R_к} - \frac{U_{см} + U_{КЭ\,нас}}{R_1 + R_2},$$

то

$$\frac{U_п - U_{БЭ\,нас} - I_{КЭ\,0} R_к}{R_к + R_1} - \frac{U_{см} + U_{БЭ\,нас}}{R_2} >$$
$$> \frac{1}{h_{21э}}\left(\frac{U_п - U_{КЭ\,нас}}{R_к} - \frac{U_{см} + U_{КЭ\,нас}}{R_1 + R_2}\right). \tag{9.3}$$

Благодаря симметрии схемы условия (9.2), (9.3) обеспечивают реализацию и второго устойчивого состояния, когда VT_1 закрыт, а VT_2 насыщен.

В том случае, когда триггер реализован на кремниевых транзисторах, соотношение (9.2) выполняется и без источника смеще-

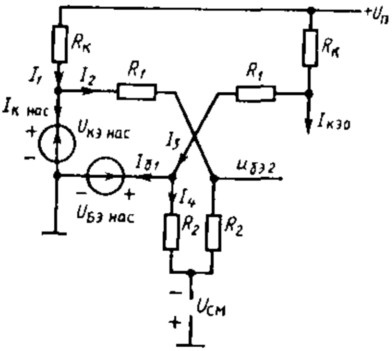


Рис. 9.2. Эквивалентная схема симметричного триггера, находящегося в устойчивом состоянии

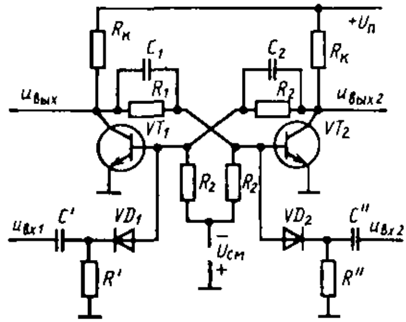


Рис. 9.3. Схема симметричного триггера при раздельном запуске

ния ($U_{см} = 0$), а с учетом того, что для таких транзисторов $I_{КЭ0} \simeq \simeq 0$, имеем

$$U_{КЭ\,нас}\frac{R_2}{R_1+R_2} < U_{БЭ\,нас},$$

$$\frac{U_п - U_{БЭ\,нас}}{R_к+R_1} - \frac{U_{БЭ\,нас}}{R_2} > \frac{1}{h_{21э}}\left(\frac{U_п - U_{КЭ\,нас}}{R_к} - \frac{U_{КЭ\,нас}}{R_1+R_2}\right).$$

Для триггера на германиевых транзисторах с учетом того, что $U_{КЭ\,нас} \simeq U_{БЭ\,нас} \simeq 0$, получим $-U_{см}\dfrac{R_1}{R_1+R_2} < 0$,

$$\frac{U_п - I_{КЭ0}R_к}{R_к+R_1} - \frac{U_{см}}{R_2} > \frac{1}{h_{21э}}\left(\frac{U_п}{R_к} - \frac{U_{см}}{R_1+R_2}\right).$$

Переходные процессы. Переключение триггера из одного устойчивого состояния в другое в основном осуществляется по базовым цепям. Если запуск производится отрицательными импульсами, то их поочередно подают на базу того *n-p-n*-транзистора, который в данный момент насыщен. Входные импульсы положительной полярности должны подаваться на базу закрытого транзистора. Такой способ запуска называется раздельным (рис. 9.3).

При рассмотрении процесса переключения триггера для определенности положим, что в исходном состоянии открыт транзистор VT_1 и закрыт транзистор VT_2. Коллекторные токи и напряжения транзисторов VT_1 и VT_2, соответствующие этому состоянию триггера, представлены на начальном участке временной диаграммы (рис. 9.4). В момент времени t_0 входной управляющий импульс напряжения отрицательной полярности $u_{вх1}$ (через входную цепь $C'_{вх}$, R', VD_1) поступает на базу VT_1 и начинается процесс рассасывания неосновных носителей. Этап рассасывания заканчивается в момент времени t_1, когда транзистор VT_1 переходит в активный режим. В интервале времени $t_{рас}=t_1-t_0$ коллекторное напряжение $u_{к1}$, коллекторный ток $i_{к1}$, а следовательно, $u_{к2}$ и $i_{к2}$ не изменяются. Длительность этапа рассасывания определяется соотношением (7.12).

Когда транзистор VT_1 выходит из режима насыщения, начинают протекать процессы уменьшения коллекторного тока $i_{к1}$, роста коллекторного напряжения $u_{к1}$ и связанный с ними процесс увеличения напряжения на базе закрытого транзистора VT_2. В момент времени t_2 напряжение на базе транзистора VT_2 достигает величины напряжения отпирания и в дальнейшем оба транзистора начинают работать в активном режиме. Интервал времени (t_1, t_2) называется этапом подготовки $t_{пг}=t_2-t_1$. Во время этого этапа коллекторные ток и напряжение транзистора VT_2 не изменяются.

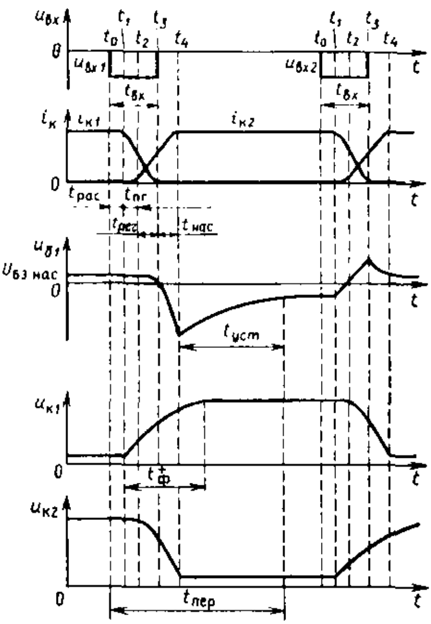


Рис. 9.4. Переходные процессы в симметричном триггере при раздельном запуске

При работе транзисторов в активном режиме выполняется условие самовозбуждения (9.1) и в триггере развивается регенеративный процесс. Если пренебречь изменением напряжения на конденсаторах C_1 и C_2, то увеличение коллекторного напряжения закрывающегося транзистора VT_1 будет приводить к росту базового $i_{б2}$ и соответственно коллекторного $i_{к2}$ токов транзистора VT_2, а также уменьшению $u_{к2}$. В свою очередь, снижение коллекторного напряжения транзистора VT_2 вызовет уменьшение базового тока $i_{б1}$ транзистора VT_1, что приведет к дальнейшему уменьшению тока $i_{к1}$ и увеличению коллекторного напряжения $u_{к1}$. Этот процесс закрывания транзистора VT_1 и открывания VT_2 развивается лавинообразно и заканчивается в момент времени t_3, когда закрывается транзистор VT_1. Следовательно, длительность входного сигнала должна удовлетворять условию $t_{вх}>t_3-t_0$. Таким образом, этап регенерации ($t_{рег}=t_3-t_2$) характеризуется тем, что на закрывание открытого транзистора превалирующее влияние оказывают процессы, протекающие в самом триггере. Этап регенерации может отсутствовать, если входной сигнал имеет большую амплитуду. При таком условии транзистор VT_1 закроется прежде, чем откроется транзистор VT_2.

После закрывания транзистора VT_1 в триггере протекает процесс установления постоянных токов и напряжений, соответствующих второму устойчивому состоянию. На этом этапе происходит зарядка конденсатора C_1 от источника питания $U_п$ через резистор $R_к$ и базовую цепь транзистора VT_2. В результате в интервале времени $t_{нас}=t_4-t_3$ транзистор VT_2 переходит в режим насыщения, а его базовый ток уменьшается, достигая стационарного значения $I_{б2}=(U_п-U_{БЭ\,нас})/(R_1+R_к)>$ $>I_{Б\,гр}$. Кроме того, по мере зарядки конденсатора C_1 повышается коллекторное напряжение транзистора VT_1 до величины $U_{к1}=\dfrac{U_п-U_{БЭ\,нас}}{R_1+R_2}\times$ $\times R_1+U_{БЭ\,нас}$. Длительность этого процесса $t_ф^+=3C_1R_к$.

Когда транзистор VT_2 оказывается в насыщении, начинается этап установления напряжения на базе транзистора VT_1, связанный с разрядкой конденсатора C_2. Перед подачей входного импульса этот конденсатор заряжен до напряжения $U_{c2} = \frac{U_п - U_{БЭ\,нас}}{R_к + R_1} R_1 + U_{БЭ\,нас}$, равного коллекторному напряжению закрытого транзистора VT_2. При переключении триггера напряжение на коллекторе транзистора VT_2 уменьшается до $U_{КЭ\,нас}$ и конденсатор C_2 разряжается с постоянной времени $\tau_2 = C_2 (R_1 R_2)/(R_1 + R_2)$. Таким образом, пока в течение времени установления $t_{уст} = (3\ldots5)\,\tau_2$ конденсатор C_2 разряжается, напряжение на базе VT_1 больше стационарного. Временное увеличение напряжения на базе закрытого транзистора называется *динамическим смещением*. После разрядки конденсатора C_2 процесс переключения триггера заканчивается. Следовательно, время переключения определяется соотношением $t_{пер} = t_{рас} + t_{нт} + t_{рег} + t_{нас} + t_{уст}$.

На длительность процесса переключения оказывают влияние конденсаторы C_1 и C_2. С одной стороны, они фактически выполняют роль форсирующих конденсаторов, способствуя увеличению базовых токов включения и выключения транзисторов, что приводит к уменьшению времени переключения. С другой стороны, наличие их приводит к увеличению времени переключения, поскольку появляется стадия установления, длительность которой пропорциональна емкости этих конденсаторов. Поэтому емкости C_1 и C_2 выбирают по возможности малыми, но такими, чтобы за время $t' = t_{нт} + t_{рег} + t_{нас}$ напряжение на них изменялось незначительно. В противном случае их действие будет неэффективно.

Для переключения триггера в исходное устойчивое состояние необходимо подать закрывающий импульс напряжения $u_{вх\,2}$ на второй вход. Минимальный интервал между входными импульсами, при котором триггер переходит из одного устойчивого состояния в другое, называется *разрешающим временем* $t_{раз}$, оно определяет максимальную частоту срабатывания триггера $f = 1/t_{раз}$.

В рассмотренном триггере выходное напряжение ($u_{вых\,2}$, $u_{вых\,1}$) можно снимать как с коллектора транзистора VT_1, так и с коллектора транзистора VT_2. В любом состоянии триггера эти напряжения различаются: если $u_{вых1}$ высокое, то $u_{вых2}$ низкое, и наоборот. Такие триггеры называются потенциальными или статическими, поскольку перемена статических состояний триггера проявляется в изменении уровня выходного сигнала.

Обладая двумя устойчивыми состояниями, триггер может хранить продолжительное время информацию, и, следовательно, он обладает свойством памяти. Один вход триггера обозначают S (англ. set — устанавливать), а другой — R (reset — сбрасывать). Различают главный выход триггера Q (например, $u_{вых1}$) и инверсный выход $\overline{Q}$ ($u_{вых\,2}$).

Как следует из изложенного, при подаче на вход S ($u_{вх2}$) сигнала единицы триггер устанавливается в состояние Q = 1, $\overline{Q}$ = 0, а при подаче на вход R ($u_{вх1}$) сигнала единицы триггер переходит в состояние Q = 0, $\overline{Q}$ = 1. Триггер с раздельными входами называют RS-триггером.

Счетный запуск. Триггер на дискретных компонентах может иметь один управляющий (счетный) вход, на который подаются импульсы отрицательной полярности (рис. 9.5). Собственно управляющую цепь образуют резисторы $R_{вх}$, R, конденсатор $C_{вх}$ и диоды VD_1, VD_2. Поскольку аноды диодов VD_1 и VD_2 подключены к коллекторам транзисторов VT_1 и VT_2, такая схема называется *схемой запуска по коллекторным цепям*.

За исходное состояние триггера примем: VT_1 — открыт и насыщен, VT_2 — закрыт. В отсутствие входных сигналов ток через

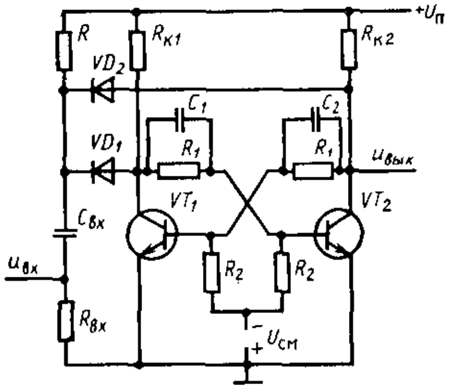


Рис. 9.5. Схема триггера при счетном запуске по коллекторным цепям

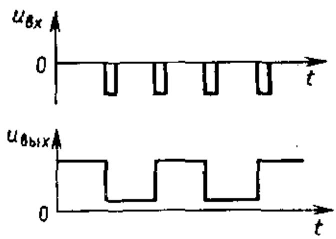


Рис. 9.6. Диаграмма изменения выходного напряжения триггера со счетным запуском

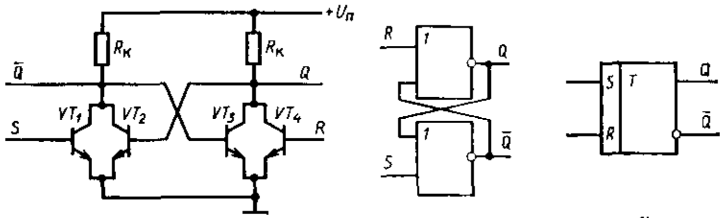
резистор R не протекает (конденсатор $C_{вх}$ заряжен до напряжения $U_п$) и падение напряжения на нем $u_R=0$. Так как транзистор VT_1 открыт, то $U_{к1}=U_{КЭ\ нас}$ и к диоду VD_1 приложено высокое обратное напряжение $U_{VD1}=-U_п+U_{КЭ\ нас}$. К диоду VD_2 также приложено обратное напряжение, равное падению напряжения на $R_{к2}$: $U_{VD2}=-\dfrac{U_п-U_{БЭ\ нас}+R_{к2}I_{КЭ0}}{R_1+R_{к2}}R_{к2}$, но так как $R_1 \gg R_{к2}$, то $|U_{VD2}| \ll |U_{VD1}|$.

Если на вход поступает сигнал отрицательной полярности $|U_{VD2}|<|u_{вх}|<|U_{VD1}|$, то диод VD_2 открывается, а VD_1 остается закрытым. В результате входной сигнал через открытый диод VD_2 и конденсатор C_2 поступает на базу только открытого транзистора VT_1. При этом в триггере под воздействием отрицательного импульса, приложенного к базе открытого транзистора, протекает процесс переключения в другое устойчивое состояние, аналогичный рассмотренному. По окончании переходного процесса транзистор VT_2 переходит в режим насыщения, а VT_1 закрывается. Изменяется и состояние диодов. Теперь уже к диоду VD_2 приложено высокое обратное напряжение — $U_п+U_{КЭ\ нас}$. Поэтому когда на вход схемы поступает следующий сигнал, то он через диод VD_1 и конденсатор C_1 передается на базу открытого транзистора VT_2 и закрывает его. В результате триггер переходит в исходное устойчивое состояние.

Таким образом, входная цепь обеспечивает передачу каждого входного запирающего импульса на базу того транзистора, который в данный момент открыт. Из временной диаграммы следует, что двум входным импульсам соответствует один выходной импульс (рис. 9.6). Следовательно, триггер при такой схеме запуска работает как счетная ячейка с коэффициентом пересчета два.

§ 9.2. АСИНХРОННЫЕ ТРИГГЕРЫ НА ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТАХ

Асинхронным называется триггер, который переходит из одного устойчивого состояния в другое в моменты подачи на вход управляющих импульсов. Рассмотренные триггеры на дискретных компонентах относятся к классу асинхронных. В интегральном исполнении асинхронные триггеры реализуются на универсальных логических элементах ИЛИ-НЕ и И-НЕ.



а) б) в)

Рис. 9.7. RS-триггер с прямыми входами на элементах ИЛИ-НЕ (*а*), его структурная схема (*б*) и обозначение (*в*)

RS-триггер с прямыми входами. RS-триггер может быть выполнен на двух логических элементах (ТЛНС) ИЛИ-НЕ с непосредственными связями (рис. 9.7). Транзисторы VT_2 и VT_3 входят в состав собственно триггера, а транзисторы VT_1 и VT_4 являются управляющими. В исходном состоянии, когда входные сигналы соответствуют $U^0 < U_{пор}$ (S = 0 и R = 0), транзисторы VT_1 и VT_4 закрыты. Состояние триггера устойчиво, если один транзистор, например VT_2, закрыт, а другой, VT_3, открыт и насыщен. В таком состоянии схемы коллекторное напряжение VT_3 и VT_4 равно $u_{кэ} = U^0 = U_{КЭ\ нас}$. Этого напряжения недостаточно, чтобы транзистор VT_2 открылся ($u_{б2} = U_{КЭ\ нас} < U_{БЭ\ нас}$).

Поэтому на коллекторах VT_1 и VT_2 действует напряжение $U^1 = U_{БЭ\ нас} \simeq 0{,}7$ В. Следовательно, в принятом исходном состоянии на прямом выходе действует сигнал Q=0, а на инверсном $\bar{Q}=1$.

Если подать сигнал $S=1$ ($U^1 > U_{пор}$), то транзистор VT_1 откроется, уменьшится напряжение на коллекторах VT_1 и VT_2

до $U^0 = U_{КЭ\ нас}$, что приведет к снижению напряжения на базе VT_3: $u_{б3} = U_{КЭ\ нас}$ и его закрыванию. В результате коллекторное напряжение транзисторов VT_3 и VT_4 увеличится, соответственно возрастет напряжение на базе транзистора VT_2 и он откроется. *Таким образом, триггер перейдет в состояние, когда на выходе* Q сигнал $U^1 = U_{БЭ\ нас}$ (Q = 1), а на выходе $\overline{Q}$ сигнал $U^0 = U_{КЭ нас}$ ($\overline{Q}$ = 0). Это состояние триггера также будет устойчивым, поскольку после окончания входного сигнала (S = 0) состояние схемы не изменится, так как транзистор VT_3 останется закрытым ($u_{б3} = U_{КЭ\ нас} < U_{пор}$), а VT_2 будет открыт: $u_{б2} = U_{БЭ\ нас}$.

При воздействии на триггер, находящийся в таком состоянии, входного сигнала (R = 1) откроется транзистор VT_4, уменьшится его коллекторное напряжение ($u_{к1} = U_{КЭ\ нас}$), что вызовет закрывание транзистора VT_2 ($u_{б2} = U_{КЭ\ нас}$). При этом возрастет коллекторное напряжение транзистора VT_2. В результате откроется транзистор VT_3 ($u_{б3} = U_{КЭ\ нас}$) и триггер перейдет в исходное устойчивое состояние Q = 0, $\overline{Q}$ = 1. Естественно, что конкретные значения напряжений лог. «1» U^1 и лог. «0» U^0 зависят от типа использованных в триггере логических элементов.

Как видно, выходной сигнал Q_{n+1} зависит не только от входных сигналов S_n и R_n, но и от выходного сигнала Q_n, который имел место до воздействия входного сигнала, т. е. $Q_{n+1} = f(Q_n, S_n, R_n)$. Устройства, которые реализуют такую функциональную зависимость сигналов, называются *конечными автоматами*.

Таблица 9.1

S_n	R_n	Q_n	Q_{n+1}
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	X
1	1	1	X

Переключение триггера под действием входных сигналов описывают либо таблицей переключений, аналогичной таблице истинности логического элемента, либо характеристическим уравнением. Составим таблицу переключений рассмотренного триггера на элементах ИЛИ-НЕ, называемого RS-триггером с прямыми входами (табл. 9.1). В отсутствие входных сигналов триггер сохраняет свое исходное устойчивое состояние (две верхние строчки). При воздействии сигнала $R_n = 1$ триггер переходит в состояние $Q_{n+1} = 0$ независимо от значения Q_n. Когда подается сигнал $S_n = 1$, триггер устанавливается в состояние $Q_{n+1} = 1$.

Особо следует рассмотреть случай одновременного воздействия входных сигналов $S_n=1$, $R_n=1$. При таком сочетании входных сигналов открываются оба управляющих транзистора VT_1 и VT_4 и выходные напряжения $Q_{n+1}=\overline{Q}_{n+1}=0$, что противоречит логике. Поэтому такое сочетание входных сигналов является запрещенным и значение Q_{n+1} в двух нижних строчках обозначено через X. Полную таблицу переключений (табл. 9.1) можно заменить более компактной, в которой осуществлено попарное объединение строчек (табл. 9.2).

Таблица 9.2

S_n	R_n	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	X

Эта таблица состояний позволяет определить *характеристическое уравнение или переключательную функцию триггера.* В данном случае функция $Q_{n+1}=f(Q_n, S_n, R_n)$ недоопределена для сочетания переменных $S_n=1$, $R_n=1$. Ее можно доопределить, приписав ей значение либо 0, либо 1.

Таблица 9.3

Q_n	$S_n R_n$			
	00	10	11	01
0	0	1	0	0
1	1	1	0	0

Припишем функции Q_{n+1} при $S_n=1$, $R_n=1$ значение 0 и, воспользовавшись таблицей переключений (см. табл. 9.2), составим карту Карно для этого случая (табл. 9.3). В ней можно выделить два объединения для истинных значений функции Q_{n+1}. Следовательно, минимальная дизъюнктивная форма характеристического уравнения

$$Q_{n+1}=S_n\cdot\overline{R}_n+\overline{R}_n\cdot Q_n. \tag{9.4}$$

Учитывая особенность RS-триггера, необходимо исключить сочетание входных сигналов ($S_n=1$, $R_n=1$), приводящее к неопределенному состоянию. Следовательно, соотношение (9.4) необходимо дополнить условием $S_nR_n=0$, которому должны удовлетворять входные сигналы. С учетом этого условия полученное характеристическое уравнение можно преобразовать: $Q_{n+1}=S_n\cdot\overline{R}_n+\overline{R}_n\cdot\overline{Q}_n+S_n\cdot R_n=S_n(R_n+\overline{R}_n)+\overline{R}_n\cdot Q_n=S_n+\overline{R}_n\cdot Q_n$.

Таким образом, для RS-триггера с прямыми входами имеем

$$Q_{n+1} = S_n + \overline{R}_n \cdot Q_n, \quad S_n \cdot R_n = 0. \qquad (9.5)$$

Процесс переключения триггера из одного устойчивого состояния в другое происходит в течение определенного промежутка времени $t_п$, который, как нетрудно видеть, равен сумме среднего времени задержки распространения сигнала двух логических элементов, из которых состоит триггер: $t_п = 2t_{зд\,р\,ср}$.

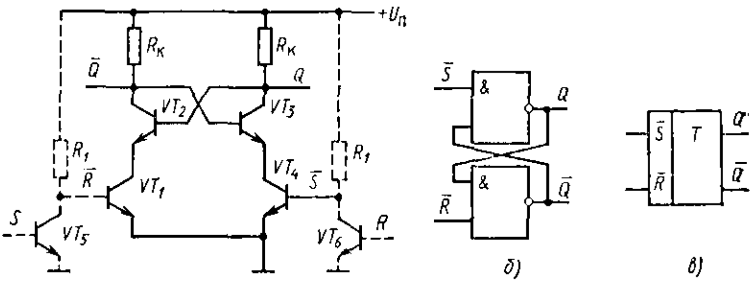


Рис. 9.8. RS-триггер с инверсными входами на элементах И-НЕ (*а*), его структурная схема (*б*) и обозначение (*в*)

RS-триггер с инверсными входами. RS-триггер может быть реализован и на логических элементах И-НЕ (рис. 9.8). Транзисторы VT_1 и VT_2 входят в состав одного логического элемента с непосредственными связями, а транзисторы VT_3 и VT_4 — в состав другого. Соединенные перекрестными связями транзисторы VT_2 и VT_3 образуют собственно триггер.

Если на базах управляющих транзисторов VT_1 и VT_4 действуют напряжения высокого уровня («1»), то они открыты и насыщены. При этом потенциалы эмиттеров VT_2 и VT_3 практически равны потенциалу «заземленной» точки ($U_{э2} = U_{э3} = U_{КЭ\,нас} \simeq$ $\simeq 0{,}2$ В) и триггер находится в одном из устойчивых состояний. Для определенности примем, что VT_2 закрыт, а VT_3 открыт. Тогда на коллекторе VT_2 высокий потенциал $U_{к2} = U_{БЭ\,нас} +$ $+ U_{КЭ\,нас}$, а на коллекторе VT_3 низкий потенциал $U_{к3} =$ $= 2U_{КЭ\,нас}$, т. е. $Q = 0$, $\overline{Q} = 1$.

Уменьшим напряжение на базе транзистора VT_4, иными словами, осуществим инверсию входного сигнала: $\overline{S}$. Транзистор VT_4 закроется и коллекторный ток последовательно включенных транзисторов VT_3 и VT_4 станет равен нулю. Напряжение на выходе Q и соответственно на базе VT_2 увеличится. Откроется транзистор VT_2 и напряжение на выходе $\overline{Q}$ уменьшится. Триггер перейдет в другое устойчивое состояние ($Q = 1$, $\overline{Q} = 0$), в котором будет находиться и после того, как сигнал на входе станет опять равным единице.

Снижение напряжения на базе транзистора VT_1 (*инверсия исходного сигнала на* $\overline{R}$ входе) приведет к закрыванию VT_1, повышению напряжения на выходе $\overline{Q}$, открыванию транзистора VT_3 и уменьшению напряжения на выходе Q. В результате триггер перейдет в исходное устойчивое состояние ($Q=0$, $\overline{Q}=1$).

Так как переключения осуществляются путем инверсии исходных сигналов, то триггер называют RS-триггером с инверсными входами. В таком триггере также имеется запрещенная комбинация входных сигналов: $\overline{R}=0, \overline{S}=0$. При этом оба управляющих транзистора VT_1 и VT_4 закрыты и на выходе триггера $Q=\overline{Q}=1$, что недопустимо.

Если в состав триггера включить два инвертора (показаны штриховыми линиями на рис. 9.8), то его функционирование определяется таблицей переключений (см. табл. 9.2). и характеристическим уравнением (9.5).

JK-триггер. Рассмотренные RS-триггеры с прямыми и инверсными входами имеют запрещенные комбинации входных сигналов. *Триггер, не имеющий запрещенных комбинаций входных*

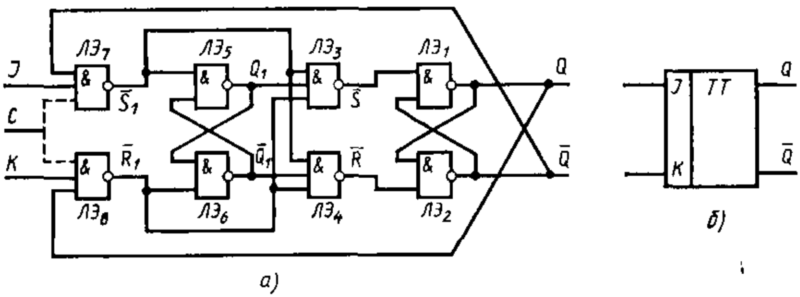


Рис. 9.9. Структурная схема JK-триггера (*а*) и его обозначение (*б*)

сигналов, называют JK-*триггером*. Он также имеет два информационных входа. Подача сигнала на вход J устанавливает триггер в состояние $Q=1$, а сигнал, поданный на вход K, переводит триггер в состояние $Q=0$.

Триггер JK может быть реализован на универсальных логических элементах И-НЕ (рис. 9.9). Элементы $ЛЭ_1$, $ЛЭ_2$, $ЛЭ_5$, $ЛЭ_6$ образуют два RS-триггера с инверсными входами. Положим, что в исходном состоянии $Q=1$, $\overline{Q}=0$. Очевидно, что при таком положении сигнал $J=1$ оказывать воздействие на схему не будет, так как выходной сигнал элемента $ЛЭ_7$, а следовательно, и состояние схемы в целом при этом не изменится. При подаче сигнала $K=1$ на выходе $ЛЭ_8$ возникнет напряжение нуля и триггер на элементах $ЛЭ_5$ и $ЛЭ_6$ перейдет в состояние $Q_1=0$, $\overline{Q}_1=1$. При этом на выходах элементов $ЛЭ_3$ и $ЛЭ_4$ действуют сигналы единицы и выходной RS-триггер останется в исходном состоянии. После окончания сигнала на входе ($K=0$) на выходе $ЛЭ_8$ возникнет сигнал лог. «1» и на всех входах $ЛЭ_4$ будут лог. «1». В результате сигнал на выходе $ЛЭ_4$ станет равным нулю и выходной RS-триггер перейдет в состояние $Q=0$, $\overline{Q}=1$.

Если теперь подать сигнал $J=1$, то процессы в схеме будут протекать аналогично, но с той разницей, что триггер перейдет в исходное устойчивое состояние ($Q=1$, $\overline{Q}=0$). Одновременная подача сигналов $J=1$, $K=1$ при любом исходном состоянии триггера приведет к тому, что он переключится в другое устойчивое состояние (табл. 9.4).

Таблица 9.4

J_n	K_n	Q_n	Q_{n+1}
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	0

Триггер JK, в структуру которого входят два RS-триггера с инверсными входами, переходит в состояние, соответствующее поданному на его вход сигналу, не в момент подачи, а после его окончания, т. е. с задержкой *на длительность входного сигнала.* Поэтому полная таблица переключений (табл. 9.4) соответствует состоянию триггера после окончания входного сигнала.

Таблица 9.5

Q_n	$J_n \cdot K_n$			
	00	10	11	01
0	0	1	1	0
1	1	1	0	0

В таблице Карно для JK-триггера (табл. 9.5), построенной с использованием таблицы переключений (табл. 9.4), можно выделить два объединения для истинных значений Q_{n+1}. Таким образом, характеристическое уравнение JK-триггера

$$Q_{n+1}=J_n\cdot\overline{Q}_n+\overline{K}_n\cdot Q_n. \tag{9.6}$$

Свойство JK-триггера переходить в инверсное состояние при одновременной подаче входных сигналов $J=K=1$ позволяет создать на его основе *счетный Т-триггер.* Для этого достаточно объединить входы J и K. Тогда триггер будет переключаться при *подаче каждого входного сигнала* T. *Характеристическое уравнение* Т-триггера получается из (9.6) путем замены $J=K=T$: $Q_{n+1}=T_n\cdot\overline{Q}_n+\overline{T}_n\cdot Q_n$.

§ 9.3. СИНХРОННЫЕ ТРИГГЕРЫ НА ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТАХ

Триггеры, реализуемые на ЛЭ, имеют конечное время переключения $t_{\text{пер}}$, определяемое суммарным средним временем задержки распространения сигнала $t_{\text{пер}} = \sum_{m} t_{\text{зд р ср}}$, где m — число логических элементов, составляющих триггер. В результате выходной сигнал триггера в течение времени $t_{\text{пер}}$ после подачи входного сигнала сохраняет значение, не соответствующее этому сигналу, т. е. является ложным. Это обстоятельство может привести к ошибкам в работе устройства обработки информации, состоящего из большого числа ЛЭ. Поэтому считывание информации

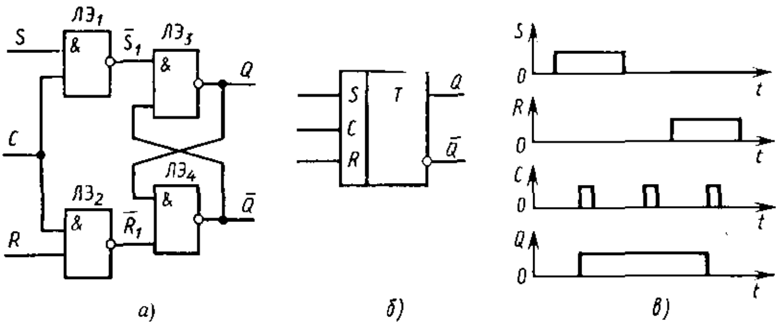


Рис. 9.10. Структурная схема синхронного RS-триггера (*а*), его обозначение (*б*) и временная диаграмма (*в*)

осуществляется в те моменты времени, когда появление ложной информации заведомо исключено. С этой целью на вход триггера с определенным периодом подаются тактовые импульсы, обеспечивающие его срабатывание в строго определенные моменты времени. Такие триггеры называются *тактируемыми или синхронными*. Управляющий импульс, подаваемый на вход триггера, изменяет его состояние только в момент подачи тактового импульса.

Синхронный RS-триггер. Структурная схема синхронного RS-триггера помимо элементов $ЛЭ_3$, $ЛЭ_4$, составляющих триггер, включает два входных элемента И-НЕ ($ЛЭ_1$, $ЛЭ_2$), обеспечивающих синхронный режим работы (рис. 9.10). Здесь буквой С обозначен вход тактовых (синхронизирующих) импульсов. При наличии входного сигнала ($S=1$ или $R=1$) переключение триггера происходит только в момент поступления тактового импульса $C=1$, так как при этом условии на одном из входов триггера возникает сигнал лог. «0» (рис. 9.10, *в*).

Синхронный RS-триггер также имеет запрещенную комбинацию входных сигналов $R_n \cdot S_n \cdot C_n = 1$ (табл. 9.6). Действительно, при такой комбинации входных сигналов выходные сигналы элементов И-НЕ будут соответствовать «0», что для RS-триггера с инверсными входами недопустимо.

Таблица 9.6

C_n	S_n	R_n	Q_{n+1}
0	0	0	Q_n
1	0	0	Q_n
1	1	0	1
1	0	1	0
1	1	1	X

Управляющими сигналами собственно триггера являются выходные сигналы элементов И-НЕ: $\overline{S_1} = \overline{C_n \cdot S_n}$, $\overline{R_1} = C_n \cdot S_n$. Следовательно, характеристическое уравнение синхронного RS-триггера может быть получено из (9.5) с учетом полученных значений входных сигналов: $Q_{n+1} = C_n \cdot S_n + \overline{C_n \cdot R_n} \cdot Q_n$.

Для исключения неопределенного состояния синхронного RS-триггера входные сигналы должны удовлетворять условию $C_n \cdot S_n \cdot R_n = 0$.

Синхронный JK-триггер имеет такую же структуру, что и асинхронный. Отличие состоит в том, что входные элементы И-НЕ имеют три входа (см. рис. 9.9). Входы С объединены и используются для подачи тактовых сигналов. Переключение триггера при наличии соответствующего входного сигнала происходит в момент окончания тактового импульса (табл. 9.7).

Таблица 9.7

C_n	J_n	K_n	Q_{n+1}
0	0	0	Q_n
1	0	0	Q_n
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	$\overline{Q}_n$

Характеристическое уравнение синхронного JK-триггера

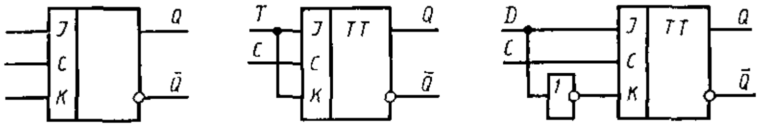
$$Q_{n+1} = \overline{C}_n \cdot Q_n + C_n \cdot J_n \cdot \overline{Q}_n + C_n \cdot \overline{K}_n \cdot Q_n. \tag{9.7}$$

На базе синхронного JK-триггера можно построить синхронные триггеры: счетный (Т-триггер) и задержки (D-триггер) (рис. 9.11).

Синхронный счетный триггер получают, объединяя информационные входы J и K. Управляющие сигналы T подаются на объединенный вход, а тактовые импульсы — на вход С. Характеристическое уравнение синхронного счетного триггера получается из (9.7) путем замены J и K на T:

$$Q_{n+1} = \overline{C}_n \cdot Q_n + C_n \cdot T_n \cdot \overline{Q}_n + C_n \cdot \overline{T}_n \cdot Q_n.$$

Синхронный триггер задержки можно получить, объединяя вход J со входом K через инвертор. При таком включении независимо от значения сигнала D_n на одном из управляющих входов имеется уровень лог. «1»: при $D_n=1$ $J_n=1$, $K_n=0$; при $D_n=0$ $J_n=0$, $K_n=1$. Таким образом, исключаются комбинации



а) б) в)

Рис. 9.11. Обозначения синхронных триггеров JK (*а*), T (*б*), D (*в*)

входных сигналов $J_n \cdot K_n = 1$ и $J_n = 0$, $K_n = 0$. Характеристическое *уравнение синхронного триггера задержки может быть получено* из (9.7) путем подстановки в него значений $J_n = D_n$ и $K_n = \overline{D}_n$:

$$Q_{n+1} = \overline{C}_n \cdot Q_n + C_n \cdot D_n \cdot \overline{Q}_n + C_n \cdot D_n \cdot Q_n =$$
$$= \overline{C}_n \cdot Q_n + C_n \cdot D_n (\overline{Q}_n + Q_n) = \overline{C}_n \cdot Q_n + C_n \cdot D_n.$$

Из этого соотношения следует, что при наличии синхронизирующего сигнала ($C_n = 1$) на выходе триггера возникает сигнал, соответствующий входному сигналу, имевшему место в предшествующем такте $Q_{n+1} = D_n$. Таким образом, D-триггер осуществляет задержку сигнала на один такт.

§ 9.4. НЕСИММЕТРИЧНЫЙ ТРИГГЕР

Несимметричный триггер имеет два устойчивых состояния. Однако в отличие от симметричного триггера нахождение его в том или ином устойчивом состоянии зависит от величины входного сигнала.

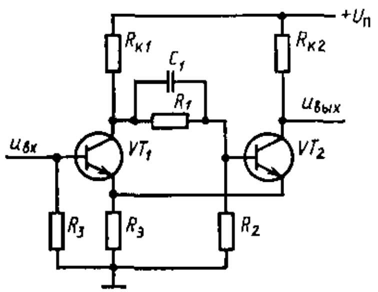


Рис. 9.12. Схема несимметричного триггера

Несимметричный триггер на дискретных элементах (триггер Шмитта) состоит из двух транзисторов, в эмиттерную цепь которых включен общий резистор $R_э$ (рис. 9.12). При таком включении напряжение на базе транзистора VT_1 зависит от значения коллекторного тока $i_{к2}$ транзистора VT_2. В свою очередь, базовая цепь VT_2 через делитель R_1, R_2 соединена с коллекторной цепью транзистора VT_1. Эти цепи создают замкнутую петлю положительной обратной связи, которая, как и в симметричном триггере, обеспечивает быстрое переключение триггера Шмитта из одного устойчивого состояния в другое, когда оба транзистора работают в активном режиме.

В отсутствие входного напряжения ($u_{вх}=0$) триггер находится в устойчивом состоянии. При этом транзистор VT_2 открыт и насыщен, так как на его базу через резисторы $R_{к1}$ и R_1 подается положительное напряжение, а транзистор VT_1 закрыт. За счет *протекающего коллекторного тока* $i_{к2}\approx U_п/(R_{к2}+R_э)$ *на* резисторе $R_э$ создается падение напряжения и на базе VT_1 относительно эмиттера действует запирающее напряжение $u_{бэ1}=-R_э i_{к2}$. В таком состоянии триггера напряжение на выходе $u_{вых}=U^0=R_э i_{к2}+U_{КЭ\ нас}$.

Если увеличивать входное напряжение, то пока $u_{вх}<i_{к2}R_э+U_{БЭ\ нас}$, триггер находится в исходном состоянии. При $u_{вх}=U_{срб}=i_{к2}R_э+U_{БЭ\ нас}$, где $U_{срб}$ — *напряжение срабатывания триггера*, открывается транзистор VT_1, снижается его коллекторный потенциал, а следовательно, и базовый ток VT_2. В результате транзистор VT_2 переходит в активный режим и в схеме развивается регенеративный процесс, приводящий к быстрому закрыванию транзистора VT_2 и открыванию VT_1. Общий резистор $R_э$ создает кроме положительной обратной связи по напряжению и отрицательную обратную связь по току, так как увеличение $i_{к1}$ при открывании транзистора VT_1 приводит к снижению $u_{бэ1}$. Но действие положительной обратной связи оказывает превалирующее влияние на процессы в схеме.

Дальнейшее увеличение входного напряжения приводит лишь к насыщению транзистора VT_1. Таким образом, при $u_{вх}>U_{срб}$ триггер находится в другом устойчивом состоянии: транзистор VT_1 открыт, а VT_2 закрыт, напряжение на выходе триггера $u_{вых}=U^1=U_п$, а напряжение срабатывания

$$U_{ср\,б}=U_п\frac{R_э}{R_{к2}+R_э}+U_{БЭ\ нас}. \tag{9.8}$$

Параметры схемы несимметричного триггера рассчитываются таким образом, чтобы при уменьшении входного напряжения транзистор VT_2 открывался и триггер переходил в исходное устойчивое состояние при $u_{вх}=U_{от}<U_{срб}$, где $U_{от}$ — *напряжение отпускания триггера*. При таком условии амплитудная передаточная характеристика несимметричного триггера имеет петлю гистерезиса (рис. 9.13).

Для открывания транзистора VT_2 и перехода триггера в исходное устойчивое состояние необходимо, чтобы транзистор VT_1 перешел в активный режим работы. Только при этом условии напряжение на базе $u_{бэ2}$ транзистора VT_2 увеличится до $U_{БЭ\ нас}$. Условие того, что транзистор закрыт, имеет вид $u_{бэ2}=u_{R_к}-u_{R_э}<U_{БЭ\ нас}$. *Коллекторное напряжение транзистора* VT_1 при работе в активном режиме $u_{к1}=U_п-h_{21э}i_{б1}R_{к1}$. Ток базы транзистора VT_1

$$i_{б\,1}\simeq\frac{u_{вх}-U_{БЭ\ нас}}{(h_{21э}+1)\,R_э}, \quad u_{R_э}=u_{вх}-U_{БЭ\ нас}.$$

Следовательно,

$$u_{бэ\,2} = \left[U_п - \frac{h_{21э}}{h_{21э}+1}(u_{вх} - U_{БЭ\,нас})\frac{R_{к\,1}}{R_э}\right]\frac{R_2}{R_1+R_2} - u_{вх} + U_{БЭ\,нас}. \qquad (9.9)$$

Если в (9.9) положить $u_{бэ2} = U_{БЭ\,нас}$, то $u_{вх} = U_{от}$, и, таким образом, получим выражение для расчета $U_{от}$:

$$U_{от} \simeq U_п \frac{R_2}{R_1+R_2}\frac{1}{A+1} + U_{БЭ\,нас}\frac{A}{A+1},$$

где

$$A = \frac{h_{21э}}{h_{21э}+1}\frac{R_{к\,1}}{R_э}\frac{R_2}{R_1+R_2}.$$

Учитывая, что $h_{21э}/(h_{21э}+1) \simeq 1$ и $\frac{R_{к\,1}}{R_э}\frac{R_2}{R_1+R_2} > 1$, упростим полученное выражение:

$$U_{от} \simeq U_п \frac{R_э}{R_{к\,1}} + U_{БЭ\,нас}. \qquad (9.10)$$

Из соотношений (9.8) и (9.10) следует, что для обеспечения принятого условия $U_{срб} > U_{от}$ необходимо, чтобы $R_{к1} > R_{к2}$.

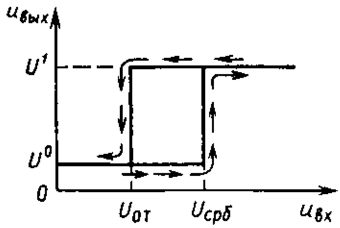


Рис. 9.13. Амплитудная характеристика несимметричного триггера

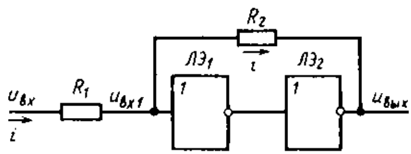


Рис. 9.14. Схема несимметричного триггера на логических элементах

Конденсатор C_1 на устойчивые состояния триггера влияния не оказывает. Он выполняет функцию форсирующего конденсатора во время включения и выключения транзистора VT_2 и тем самым способствует сокращению времени переключения триггера из одного устойчивого состояния в другое.

Несимметричный триггер может быть реализован на логических элементах. Для этого достаточно включить последовательно четное число элементов НЕ и выход этой цепочки соединить с входом цепью обратной связи, образуемой резисторами R_1 и R_2 (рис. 9.14).

В отсутствие входного сигнала ($u_{вх} = 0$) напряжение на выходе $u_{вых} = U^0$. Если пренебречь входным током ЛЭ, то при $u_{вх} > 0$ напряжение на входе $ЛЭ_1$ $u_{вх1} = u_{вх} - R_1 i$, где $i = (u_{вх1} - u_{вых})/R_2$. Таким образом,

$$u_{вх\,1} = u_{вх} + (u_{вых} - u_{вх\,1})\,R_1/R_2. \qquad (9.11)$$

С ростом $u_{вх}$ повышается напряжение $u_{вх1}$, но пока $u_{вх1} < U_{пор}$, логические элементы остаются в исходном состоянии и на выходе сохраняется сигнал U^0. Когда $u_{вх1}=U_{пор}$, происходит переключение логических элементов и на выходе возникает сигнал $u_{вых}=U^1$. В результате схема переходит в другое устойчивое состояние. Напряжение срабатывания можно определить из (9.11), если принять $u_{вх1}=U_{пор}$, $u_{вых}=U^0$, $u_{вх}=U_{срб}$:

$$U_{срб}=U_{пор}+(U_{пор}-U^0)\,R_1/R_2. \qquad (9.12)$$

Естественно, что при $u_{вх1}>U_{срб}$ на выходе схемы сохраняется состояние лог. «1».

При уменьшении $u_{вх}$ триггер переходит в исходное состояние, когда $u_{вх}=U_{от}$. Значение $U_{от}$ определяется из (9.11), если положить $u_{вх1}\simeq U_{пор}$, $u_{вых}=U^1$, $u_{вх}=U_{от}$:

$$U_{от}=U_{пор}-(U^1-U_{пор})\,R_1/R_2. \qquad (9.13)$$

Из соотношений (9.12), (9.13) следует, что $U_{срб}>U_{от}$, и, таким образом, амплитудная передаточная характеристика несимметричного триггера на логических элементах имеет петлю гистерезиса. Вычитая (9.13) из (9.12), получаем $U_{срб}-U_{от}=(U^1-U^0)\times R_1/R_2$, откуда видно, что ширина петли гистерезиса $U_{срб}-U_{от}$ амплитудной передаточной характеристики несимметричного триггера на ЛЭ пропорциональна логическому перепаду $\Delta U_л$.

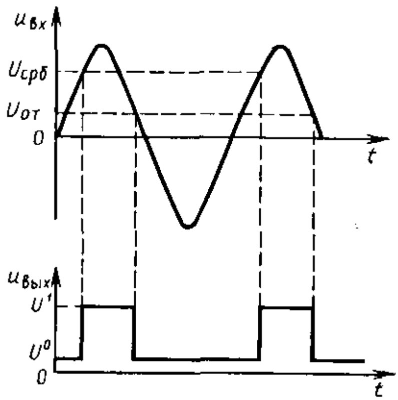


Рис. 9.15. Формирование прямоугольных импульсов с помощью несимметричных триггеров

Несимметричные триггеры применяют в качестве формирователей импульсов прямоугольной формы при воздействии на вход, например, синусоидального напряжения (рис. 9.15). Когда входное напряжение $u_{вх}<U_{срб}$, на выходе несимметричного триггера действует низкое напряжение $u_{вых}=U^0$. При $u_{вх}\geqslant U_{срб}$ выходное напряжение увеличивается и формируется фронт импульса, длительность которого определяется суммарным временем задержки распространения сигнала последовательно включенных ЛЭ. Когда входное напряжение становится равным $U_{от}$, триггер переходит в исходное устойчивое состояние. Таким образом, на выходе триггера генерируются периодически повторяющиеся прямоугольные импульсы, длительность которых можно регулировать, изменяя амплитуду входного синусоидального напряжения.

Поскольку выходное напряжение резко возрастает при $u_{вх}=U_{срб}$, такие триггеры используют и в качестве компаратора напряжения — устройства, которое позволяет зафиксировать момент достижения сигналом некоторого заданного уровня.

ГЛАВА 10 ГЕНЕРАТОРЫ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ РЕЛАКСАЦИОННОГО ТИПА

Генераторы прямоугольных импульсов релаксационного типа *широко используются в радиотехнике, телевидении, системах* автоматического управления и вычислительной технике.

§ 10.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ГЕНЕРАТОРОВ

Импульсы прямоугольной формы имеют резкие перепады напряжения и тока во время формирования фронта и среза, поэтому их можно отнести к колебаниям релаксационного типа, для которых характерны скачкообразные изменения напряжения и тока. Генераторы, которые вырабатывают такие колебания, называют релаксационными. Широкое распространение нашли *релаксационные генераторы* на основе усилителей с положительной обратной связью.

Как известно (см. § 6.5), в усилителе с положительной обратной связью колебания возникают при выполнении условия баланса амплитуд $K\,K_{oc}>1$ и баланса фаз $\varphi_к+\varphi_{oc}=2\pi n$, где K, K_{oc} — коэффициенты передачи усилителя и цепи обратной связи; $\varphi_к$, φ_{oc} — фазовые сдвиги в усилителе и в цепи обратной связи. Для возникновения в генераторе релаксационных колебаний необходимо, чтобы условие самовозбуждения выполнялось в широком диапазоне частот. Однако из-за наличия паразитных емкостей в схеме генератора возникают фазовые рассогласования, нарастающие с увеличением частоты. На частотах выше определенной частоты $\omega_в$ условие самовозбуждения не выполняется и спектр генерируемых колебаний оказывается ограниченным сверху. Отсутствие в спектре колебаний высоких частот сказывается на длительности фронта и среза прямоугольных импульсов.

В релаксационных генераторах имеются разделительные конденсаторы, которые обеспечивают рассогласование фаз между входным и выходным напряжениями на нижних частотах, что приводит к изменению амплитуды прямоугольных импульсов.

Транзисторный усилитель с коллекторной нагрузкой имеет достаточно высокий коэффициент усиления и без учета фазовых искажений фазовый сдвиг между выходным и входным напряжениями составляет 180°. Поэтому возможны два способа обеспечения баланса фаз: применение цепи обратной связи, сдвигающей фазу на 180°, или второго каскада усилителя.

В первом способе используют трансформатор, который при соответствующем подключении обмоток обеспечивает фазовый сдвиг 180°. Этот способ используется в схеме *блокинг-генератора*.

Второй вариант реализуется двумя путями. Входы и выходы *усилителей перекрестно соединяются*. Естественно, что цепь обратной связи не должна влиять на коэффициент усиления и по возможности не должна создавать дополнительный фазовый сдвиг в широкой полосе частот. По такой схеме строятся генераторы периодически повторяющихся прямоугольных импульсов, называемые *мультивибраторами*. Релаксационный генератор можно также создать, если в качестве элемента обратной связи использовать резистор, включенный в общую цепь эмиттеров обоих усилительных каскадов. Такой генератор имеет одно устойчивое состояние и называется *одновибратором* или *ждущим мультивибратором*.

§ 10.2. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

Мультивибратором называется генератор прямоугольных импульсов релаксационного типа, не имеющий устойчивых состояний. Схема мультивибратора может быть реализована как на дискретных элементах, так и в интегральном исполнении.

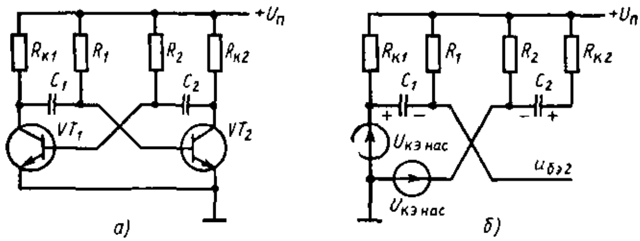


Рис. 10.1. Принципиальная (*а*) и эквивалентная для квазиустойчивого состояния (*б*) схемы мультивибратора

Мультивибратор на дискретных элементах. В таком мультивибраторе используют два усилительных каскада, охваченных обратной связью. Одна ветвь обратной связи образована конденсатором C_1 и резистором R_1, а другая — R_2 и C_2 (рис. 10.1). Для такой схемы в определенном диапазоне частот выполняется условие самовозбуждения. Так как в *цепи обратной связи имеются* конденсаторы, то мультивибратор не имеет устойчивых состояний и обеспечивает генерирование периодически повторяющихся импульсов, форма которых близка прямоугольной.

В мультивибраторе, как и в триггере, оба транзистора могут находиться в активном режиме очень короткое время, так как в результате действия положительной обратной связи схема скачком *переходит в состояние, когда один транзистор открыт*, а другой закрыт. Примем для определенности, что в момент времени t_0 транзистор VT_1 открыт и насыщен, а транзистор VT_2 закрыт (рис. 10.2). Конденсатор C_1 за счет тока, протекавшего в схеме в предшествующие моменты времени, заряжен до определенного напряжения. Полярность этого напряжения такова, что к базе транзистора VT_2 относительно эмиттера приложено отрицательное напряжение и VT_2 закрыт (рис. 10.1, *б*). Поскольку один транзистор закрыт, а другой открыт и насыщен, в схеме не выполняется условие самовозбуждения, так как коэффициенты усиления каскадов $K_1 = K_2 = 0$.

В таком состоянии в схеме протекают два процесса. Один процесс связан с протеканием тока перезарядки конденсатора C_1 от источника питания по цепи резистор R_1 — открытый транзистор VT_1. Второй процесс обусловлен зарядкой конденсатора C_2 через резистор $R_{к2}$ и базовую цепь транзистора VT_1, в результате напряжение на коллекторе транзистора VT_2 увеличивается (рис. 10.2). Поскольку резистор, включаемый в базовую цепь транзистора, имеет большее сопротивление, чем коллекторный резистор ($R_1 > R_{к2}$), время зарядки конденсатора C_2 меньше времени перезарядки конденсатора C_1.

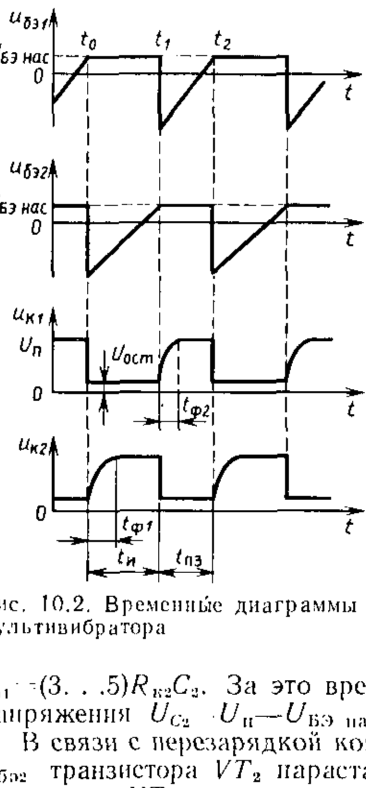


Рис. 10.2. Временные диаграммы мультивибратора

Процесс зарядки конденсатора C_2 носит экспоненциальный характер с постоянной времени $\tau' = R_{к2}C_2$. Следовательно, время зарядки конденсатора C_2, а также время нарастания коллекторного напряжения $u_{кэ2}$, т. е. длительность фронта импульса $t_{ф1} = (3\ldots5)R_{к2}C_2$. За это время конденсатор C_2 заряжается до напряжения $U_{C2} = U_п - U_{БЭ\,нас} \simeq U_п$.

В связи с перезарядкой конденсатора C_1 напряжение на базе $u_{бэ2}$ транзистора VT_2 нарастает, но пока $u_{бэ2} < U_{отп} \simeq U_{БЭ\,нас}$, транзистор VT_2 закрыт, а транзистор VT_1 открыт, поскольку его база оказывается подключенной к положительному полюсу источника питания через резистор R_2. Базовое $u_{бэ1}$ и коллекторное $u_{кэ1}$ напряжения транзистора VT_1 при этом не изменяются. Это состояние схемы называется *квазиустойчивым*.

В момент времени t_1 по мере перезарядки конденсатора напряжение на базе транзистора VT_2 достигает напряжения открывания и транзистор VT_2 переходит в активный режим работы, для которого $K_2 > 1$. При открывании VT_2 увеличивается коллекторный ток $i_{к2}$ и соответственно уменьшается $u_{кэ2}$. Уменьшение $u_{кэ2}$ вызывает снижение базового тока транзистора VT_1, что, в свою очередь, приводит к уменьшению коллекторного тока $i_{к1}$. Снижение тока $i_{к1}$ сопровождается увеличением базового тока транзистора VT_2, поскольку ток, протекающий через резистор $R_{к1}$, ответвляется в базу транзистора VT_2 и $\Delta i_{б2} = \Delta i_{к1}$.

После того как транзистор VT_1 выйдет из режима насыщения, в схеме выполняется условие самовозбуждения: $K_1 > 1$. При этом процесс переключения схемы протекает лавинообразно и заканчивается, когда транзистор VT_2 переходит в режим насыщения, а транзистор VT_1 — в режим отсечки.

В дальнейшем практически разряженный конденсатор C_1 ($u_{C1} = U_{БЭ\ нас} - U_{КЭ\ нас}$) заряжается от источника питания по цепи резистор $R_{к1}$ — базовая цепь открытого транзистора VT_2 по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau'' = R_{к1}C_1$. В результате в течение времени $t_{ф2} = (3\ldots5)C_1R_{к1}$ происходит увеличение напряжения на конденсаторе C_1 до $u_{C1} = U_п - U_{БЭ\ нас}$ и формируется фронт коллекторного напряжения $u_{к1}$ транзистора VT_1.

Закрытое состояние транзистора VT_1 обеспечивается тем, что первоначально заряженный до напряжения $U_п$ конденсатор C_2 через открытый транзистор VT_2 подключен к промежутку база — эмиттер транзистора VT_1, чем поддерживается отрицательное напряжение на его базе. С течением времени запирающее напряжение на базе изменяется, поскольку конденсатор C_2 перезаряжается по цепи резистор R_2 — открытый транзистор VT_2. В момент времени t_2 напряжение на базе транзистора VT_1 достигает значения $u_{отп} \simeq U_{БЭ\ нас}$ и он открывается.

В схеме снова выполняется условие самовозбуждения и развивается регенеративный процесс, в результате которого транзистор VT_1 переходит в режим насыщения, а VT_2 закрывается. Конденсатор C_1 оказывается заряженным до напряжения $u_{c1} = U_п - U_{БЭ\ нас}$, а конденсатор C_2 практически разряжен ($u_{C2} = U_{БЭ\ нас} - U_{КЭ\ нас}$). Это соответствует моменту времени t_0, с которого началось рассмотрение процессов в схеме. На этом полный цикл работы мультивибратора заканчивается, так как в дальнейшем процессы в схеме повторяются.

Как следует из временно́й диаграммы (рис. 10.2), в мультивибраторе периодически повторяющиеся импульсы прямоугольной формы можно снимать с коллекторов обоих транзисторов. В случае, когда нагрузка подключается к коллектору транзистора VT_2, длительность импульсов $t_и$ определяется процессом перезарядки конденсатора C_1, а длительность паузы $t_{пз}$ — процессом перезарядки конденсатора C_2.

Эквивалентная цепь перезарядки конденсатора C_1 содержит один реактивный элемент (рис. 10.3), поэтому $u_{бэ2}(t) = u_{бэ2}(\infty) - [u_{бэ2}(\infty) - u_{бэ2}(0)]\,e^{-t/\tau_1}$, где $\tau_1 = R_1C_1$; $u_{бэ2}(0) = U_{КЭ\ нас} - u_{c1}(0) = -U_п + U_{БЭ\ нас} + U_{КЭ\ нас}$; $u_{бэ2}(\infty) = U_п$. Таким образом,

$$u_{бэ2}(t) = U_п - (2U_п - U_{БЭ\ нас} - U_{КЭ\ нас})\,e^{-t/\tau_1}.$$

Процесс перезарядки C_1 заканчивается в момент времени t_1, когда $u_{бэ2}(t) \simeq U_{БЭ\ нас}$. Следовательно, длительность положительного импульса коллекторного напряжения транзистора VT_2 определяется формулой

$$t_и = C_1 R_1 \ln \frac{2U_п - U_{БЭ\ нас} - U_{КЭ\ нас}}{U_п - U_{БЭ\ нас}}. \qquad (10.1)$$

В том случае, когда мультивибратор выполнен на германиевых транзисторах, формула (10.1) упрощается, поскольку $U_{БЭ\ нас} \simeq U_{КЭ\ нас} \simeq 0$: $t_и \simeq R_1 C_1 \ln 2 = 0{,}7 R_1 C_1$.

Процесс перезарядки конденсатора C_2, который определяет длительность паузы $t_{пз}$ между импульсами коллекторного напряжения транзистора VT_2, протекает в такой же эквивалентной схеме и при тех же условиях, что и процесс перезарядки конденсатора C_1, только с другой постоянной времени: $\tau_2 = R_2 C_2$. Поэтому расчетная формула для $t_{пз}$ аналогична (10.1):

$$t_{пз} = R_2 C_2 \ln \frac{2U_п - U_{БЭ\ нас} - U_{КЭ\ нас}}{U_п - U_{БЭ\ нас}}. \qquad (10.2)$$

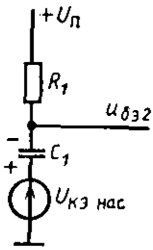


Рис. 10.3. Эквивалентная цепь перезарядки конденсатора

Обычно в мультивибраторе длительность импульса и длительность паузы регулируют, изменяя сопротивление резисторов R_1 и R_2.

Длительность среза $t_{ср}$ зависит от времени открывания транзистора и определяется соотношением (7.11).

При расчете мультивибратора необходимо выполнить условие насыщения открытого транзистора $I_{Б\ нас} > I_{Б\ гр} = I_{К\ нас}/h_{21э}$. Для транзистора VT_2 без учета тока перезарядки конденсатора C_2 $I_{б2} = U_п/R_1$, $I_{К\ нас} = U_п/R_{к2}$. Следовательно, для транзистора VT_1 условие насыщения $R_{к2} h_{21э} > R_1$, а для транзистора VT_2 — $R_{к1} h_{21э} > R_2$.

Соотношения (10.1) и (10.2) позволяют определить частоту генерируемых импульсов $f = 1/T = 1/(t_и + t_{пз})$. Основным препятствием увеличения частоты генерирования импульсов является большая длительность фронта импульсов. Снижение длительности фронта импульса за счет уменьшения сопротивлений коллекторных резисторов может привести к невыполнению условия насыщения.

При большой степени насыщения $K_{нас} > 1$ в рассмотренной схеме мультивибратора возможны случаи, когда после включения оба транзистора насыщены и колебания отсутствуют. Это соответствует жесткому режиму самовозбуждения (см. § 6.5). Для предотвращения этого следует выбирать режим работы открытого транзистора вблизи границы насыщения, чтобы сохранить достаточный коэффициент усиления в цепи обратной связи, а также использовать специальные схемы мультивибраторов.

Если длительность импульса $T_и$ равна длительности паузы $t_{пз}$, что обычно достигается при $R_1 = R_2$, $C_1 = C_2$, $R_{к1} = R_{к2}$, то такой мультивибратор называется *симметричным*.

Длительность фронта генерируемых мультивибратором импульсов можно существенно уменьшить, если дополнительно ввести в схему диоды (рис. 10.4). При перезарядке конденсаторов C_1 и C_2 диоды VD_1 и VD_2 открыты и, таким образом, эти процессы протекают так же, как и в рассмотренной ранее схеме. Влияние диодов сказывается при зарядке конденсаторов. Когда, например, закрывается транзистор VT_2 и начинает увеличиваться коллекторное напряжение, то к диоду VD_2 прикладывается обратное напряжение, он закрывается и тем самым отключает заряжающийся конденсатор C_2 от коллектора транзистора VT_2. В результате

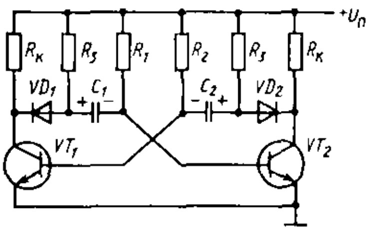


Рис. 10.4. Схема мультивибратора с дополнительными диодами

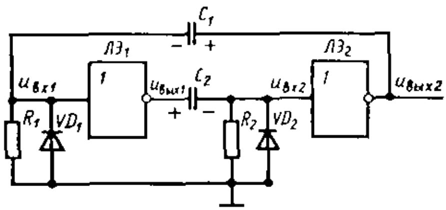


Рис. 10.5. Схема мультивибратора на логических элементах

ток зарядки конденсатора C_2 протекает уже не через резистор $R_к$, а через резистор R_3. Следовательно, длительность фронта импульса коллекторного напряжения $u_{к2}$ теперь определяется только процессом закрывания транзистора VT_2. Аналогично работает и диод VD_1 при зарядке конденсатора C_1.

Хотя в такой схеме длительность фронта существенно уменьшена, время зарядки конденсаторов, которое ограничивает скважность импульсов, практически не изменяется. Постоянные времени $\tau_3 = R_3C_1$ и $\tau_1 = R_3C_2$ не могут быть уменьшены за счет снижения R_3. Резистор R_3 в открытом состоянии транзистора через открытый диод подключается параллельно резистору $R_к$. В результате при $R_3 < R_к$ возрастает потребляемая схемой мощность.

Мультивибратор на интегральных схемах. Простейшая схема мультивибратора включает два инвертирующих логических элемента $ЛЭ_1$ и $ЛЭ_2$, две времязадающие цепочки R_1C_1 и R_2C_2 и диоды VD_1, VD_2 (рис. 10.5). Положим, что в момент времени t_0 напряжение $u_{вых1}(t_0) = U^1$, а $u_{вых2}(t_0) = U^0$ (рис. 10.6). Если ток через конденсатор C_1 не протекает, то напряжение на нем $u_{C1} = U^0$, а на входе элемента $ЛЭ_1$ $u_{вх1} = 0$. В схеме протекает ток зарядки конденсатора C_2 от $ЛЭ_1$ через резистор R_2.

Напряжение на входе $ЛЭ_2$ по мере зарядки конденсатора C_2 уменьшается, но пока $u_{вх2} = u_{R2} > U_{пор}$, $ЛЭ_2$ находится в состоянии нуля на выходе. В момент времени t_1 $u_{R2}(t_1) = u_{вх2}(t_1) = U_{пор}$ и на выходе $ЛЭ_2$ $u_{вых2}(t_1) = U^1$. В результате на вход $ЛЭ_1$ через конденсатор C_1, который заряжен до напряжения U^0, подается напряжение $u_{вх1}(t_1) = U^1 - U^0 > U_{пор}$ и $ЛЭ_1$ переходит в состояние нуля $u_{вых1}(t_1)=U^0$. Так как напряжение на выходе ЛЭ$_1$ уменьшилось, то конденсатор C_2 начинает разряжаться. В результате на резисторе R_2 возникнет напряжение отрицательной полярности, откроется диод VD_2 и конденсатор C_2 быстро разрядится до напряжения $u_{C2}=U^0$. После окончания этого процесса напряжение на входе ЛЭ$_2$ $u_{вх2}=0$.

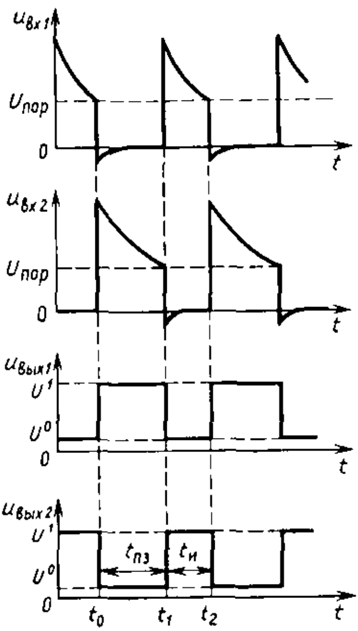


Рис. 10.6. Временные диаграммы мультивибратора на логических элементах

Одновременно в схеме протекает процесс зарядки конденсатора C_1 и с течением времени напряжение на входе ЛЭ$_1$ уменьшается. Когда в момент времени t_2 напряжение $u_{вх1}(t_2)=u_{R1}(t_2)=U_{пор}$, $u_{вых1}(t_2)=U^1$, $u_{вых2}(t_2)=U^0$. Процессы начинают повторяться. Опять происходит зарядка конденсатора C_2, а конденсатор C_1 разряжается через открытый диод VD_1. Поскольку сопротивление открытого диода намного меньше сопротивления резисторов R_1 и R_2, разрядка конденсаторов C_1 и C_2 происходит быстрее, чем их зарядка.

Напряжение на входе ЛЭ$_1$ в интервале времени (t_1, t_2) определяется процессом зарядки конденсатора C_1: $u_{вх1}(t)=u_{R1}(t)=u_{R1}(\infty)-[u_{R1}(\infty)-u_{R1}(0)]e^{-t/\tau_1}$, где $\tau_1=C_1(R_1+r_{вых1})$, $r_{вых1}$ — выходное сопротивление ЛЭ в состоянии единицы; $u_{R1}(\infty)=0$; $u_{R1}(0)=U^1-U^0$, откуда $u_{вх1}(t)=(U^1-U^0)e^{-t/\tau_1}$. Когда $u_{вх1}(t)=U_{пор}$, заканчивается формирование импульса на выходе элемента ЛЭ$_2$, следовательно, длительность импульса

$$t_и=C_1(R_1+r_{вых1})\ln\frac{U^1-U^0}{U_{пор}}. \qquad (10.3)$$

Длительность паузы между импульсами (интервал времени от t_0 до t_1) определяется процессом зарядки конденсатора C_2, поэтому

$$t_{пз}=C_2(R_2+r_{вых1})\ln\frac{U^1-U^0}{U_{пор}}.$$

Длительность фронта генерируемых импульсов определяется временем переключения логических элементов.

На временной диаграмме (рис. 10.6) амплитуда выходных импульсов не меняется: $U_m=U^1-U^0$, поскольку при ее построении не учитывалось выходное сопротивление ЛЭ. С учетом конечно-сти этого выходного сопротивления амплитуда импульсов будет изменяться.

Недостатком рассмотренной простейшей схемы мультивибратора на ЛЭ является жесткий режим самовозбуждения и связанное с этим возможное отсутствие колебательного режима работы. Этот недостаток схемы можно исключить, если дополнительно ввести логический элемент И (рис. 10.7).

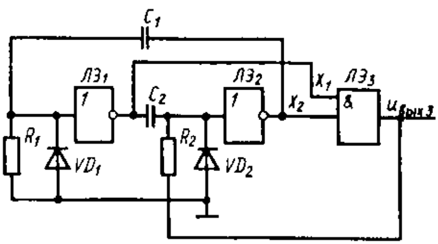


Рис. 10.7. Схема мультивибратора с принудительным возбуждением

Когда мультивибратор генерирует импульсы, то на выходе ЛЭ$_3$ $u_{вых\,3} = U^1$, поскольку $X_1 = \overline{X}_2$. Однако вследствие жесткого режима самовозбуждения возможен такой случай, когда при включении напряжения источника питания из-за малой скорости нарастания напряжения ток зарядки конденсаторов C_1 и C_2 оказывается небольшим. При этом падение напряжения на резисторах R_1 и R_2 может быть меньше порогового $U_{пор}$ и оба элемента (ЛЭ$_1$ и ЛЭ$_2$) окажутся в состоянии, когда напряжения на их выходах $X_1 = X_2 = 1$. При таком сочетании входных сигналов на выходе элемента ЛЭ$_3$ возникнет напряжение U^1, которое через резистор R_2 подается на вход элемента ЛЭ$_2$. Так как $U^1 > U_{пор}$, то ЛЭ$_2$ переводится в состояние нуля и схема начинает генерировать импульсы.

§ 10.3. ОДНОВИБРАТОРЫ

Одновибратор, или ждущий мультивибратор, имеет одно устойчивое состояние и обеспечивает генерирование прямоугольных импульсов при подаче на вход схемы коротких запускающих импульсов.

Одновибратор на дискретных элементах состоит из двух усилительных каскадов, охваченных положительной обратной связью (рис. 10.8). Одна ветвь обратной связи, как и в мультивибраторе, образована конденсатором C_1 и резистором R_1; другая — резистором $R_э$, включенным в общую цепь эмиттеров обоих транзисторов. Благодаря такому включению резистора $R_э$ напряжение база - эмиттер транзистора VT_1 зависит от коллекторного тока транзистора VT_2. Такую схему называют *одновибратором с эмиттерной связью.*

Параметры схемы рассчитываются таким образом, чтобы в исходном состоянии в отсутствие входных импульсов транзистор VT_2 был открыт и насыщен, а VT_1 находился в режиме отсечки. Такое состояние схемы, являющееся устойчивым, обеспечивается при выполнении условий:

$$I_{б\,2} > I_{К\,нас}/h_{21э}, \quad U_{бэ\,1} < U_{БЭ\,нас}. \tag{10.4}$$

Положим, что одновибратор находится в устойчивом состоянии. Тогда токи и напряжения в схеме будут постоянными. База транзистора VT_2 через резистор R_1 подключена к положительному полюсу источника питания, что в принципе обеспечивает открытое состояние транзистора. В соответствии с эквивалентной

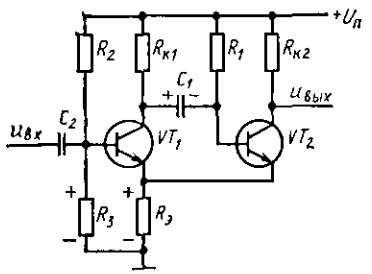


Рис. 10.8. Схема одновибратора с эмиттерной связью

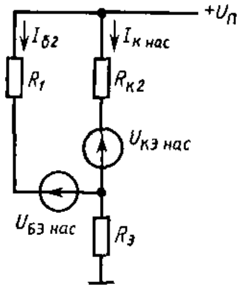


Рис. 10.9. К определению токов транзистора VT_2

схемой одновибратора (рис. 10.9) для расчета коллекторного $I_{К\,нас}$ и базового $I_{б2}$ токов имеем систему уравнений

$$I_{К\,нас}R_{к\,2}+U_{КЭ\,нас}+R_э(I_{К\,нас}+I_{б\,2})=U_п,$$
$$I_{К\,нас}R_{к\,2}+U_{КЭ\,нас}=I_{б\,2}R_1+U_{БЭ\,нас}.$$

Определив отсюда токи $I_{К\,нас}$ и $I_{б2}$, условие насыщения VT_2 запишем в виде

$$\frac{U_п-U_{БЭ\,нас}\left(1+\frac{R_э}{R_{к\,2}}\right)+\frac{R_э}{R_{к\,2}}U_{КЭ\,нас}}{R_1+R_э+R_эR_1/R_{к\,2}}>$$
$$>\frac{1}{h_{21э}}\,\frac{U_п-U_{КЭ\,нас}\left(1+\frac{R_э}{R_1}\right)+\frac{R_э}{R_1}U_{БЭ\,нас}}{R_{к\,2}+R_э+R_эR_{к\,2}/R_1}.$$

Если учесть, что $U_п>U_{БЭ\,нас}>U_{КЭ\,нас}$ и $R_1>R_{к2}>R_э$, то полученное выражение существенно упрощается: $h_{21\,э}R_{к\,2}>R_1$.

На резисторе $R_э$ за счет протекания токов $I_{б2}$, $I_{К\,нас}$ создается падение напряжения $u_{R_э}=R_э(I_{К\,нас}+I_{б2})$. В результате разность потенциалов между базой и эмиттером транзистора VT_1 определяется выражением

$$u_{бэ\,1}=u_{R_3}-u_{R_э}\simeq U_п\frac{R_3}{R_3+R_2}-R_э(I_{К\,нас}+I_{б\,2}).$$

Если в соответствии с (10.1) в схеме выполняется условие

$$\frac{R_3}{R_3+R_2}U_п-R_э(I_{К\,нас}+I_{б\,2})<U_{БЭ\,нас},$$

то транзистор VT_1 закрыт. Конденсатор C_1 при этом заряжен до напряжения $U_{C1}(0)=U_п-U_{БЭ\,нас}-R_э(I_{К\,нас}+I_{б2})$. Полярность напряжения на конденсаторе указана на рис. 10.8.

Положим, что в момент времени t_0 на вход схемы поступает импульс $u_{вх} > U_{БЭ\ нас} + R_э(I_{К\ нас} + I_{б2})$, амплитуда которого достаточна для открывания транзистора VT_1 (рис. 10.10). В результате в схеме начинается процесс открывания транзистора VT_1, сопровождающийся увеличением коллекторного тока $i_{к1}$ и уменьшением коллекторного напряжения $u_{к1}$. Когда транзистор VT_1 открывается, конденсатор C_1 оказывается подключенным к области база—эмиттер транзистора VT_2 таким образом, что потенциал базы становится отрицательным и транзистор VT_2 переходит в режим отсечки. Процесс переключения схемы носит лавинообразный характер, поскольку в это время в схеме выполняется условие самовозбуждения. Время переключения схемы определяется длительностью процессов включения транзистора VT_1 и выключения транзистора VT_2 и составляет доли микросекунды.

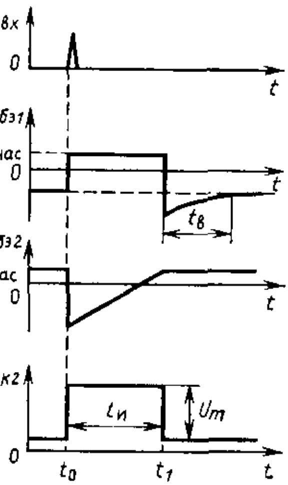


Рис. 10.10. Временные диаграммы одновибратора

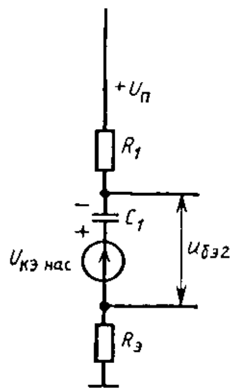


Рис. 10.11. Схема перезарядки конденсатора C_1

При закрывании транзистора VT_2 через резистор $R_э$ перестают протекать коллекторный и базовый токи VT_2. В результате транзистор VT_1 остается в открытом состоянии даже после окончания входного импульса. В это время на резисторе падает напряжение $u_{R_э} = R_э(I_{к1} + I_{б1})$.

Состояние схемы, когда транзистор VT_1 открыт, а VT_2 закрыт, является квазиустойчивым. Конденсатор C_1 через резистор R_1, открытый транзистор VT_1 и резистор $R_э$ оказывается подключенным к источнику питания таким образом, что напряжение на нем имеет встречную полярность (рис. 10.11). В схеме протекает ток перезарядки конденсатора C_1 и напряжение на нем, а следовательно, и на базе транзистора VT_2 стремится к положительному уровню.

Изменение напряжения $u_{бэ\,2}(t)$ носит экспоненциальный характер: $u_{бэ\,2}(t)=u_{бэ\,2}(\infty)-[u_{бэ\,2}(\infty)-u_{бэ\,2}(0)]\,e^{-t/\tau_1}$, где $\tau_1=C_1(R_1+R_э)$. Начальное напряжение $u_{бэ\,2}(0)$ на базе транзистора VT_2 определяется напряжением, до которого первоначально заряжен конденсатор C_1, и остаточным напряжением на открытом транзисторе:

$$u_{бэ\,2}(0)=-U_{C1}(0)+U_{КЭ\,нас}=-U_п+U_{БЭ\,нас}+$$
$$+R_э(I_{К\,нас}+I_{б\,2})+U_{КЭ\,нас}\simeq -U_п+U_{БЭ\,нас}+I_{К\,нас}R_э.$$

Предельное значение напряжения, к которому стремится напряжение на базе транзистора VT_2,

$$u_{бэ\,2}(\infty)=U_п-R_э(I_{к\,1}+I_{б\,1})\simeq U_п-I_{к\,1}R_э.$$

Здесь учтено, что через резистор $R_э$ протекает не только ток перезарядки конденсатора C_1, но и ток $I_{к1}$ открытого транзистора VT_1. Следовательно,

$$u_{бэ\,2}(t)=U_п-I_{к\,1}R_э-[2U_п-U_{БЭ\,нас}-R_э(I_{К\,нас}-I_{к\,1})]\,e^{-t/\tau_1}.$$

В момент времени t_1 $u_{бэ2}(t)$ достигает напряжения отпирания $U_{отп}\simeq U_{БЭ\,нас}$ и транзистор VT_2 открывается. Появившийся коллекторный ток $i_{к2}$ создает дополнительное падение напряжения на резисторе $R_э$, что приводит к уменьшению напряжения $u_{бэ\,1}$. Это вызывает уменьшение базового $i_{б1}$ и коллекторного $i_{к1}$ токов и соответствующее увеличение напряжения $u_{к1}$. Положительное приращение коллекторного напряжения транзистора VT_1 через конденсатор C_1 передается в цепь базы транзистора VT_2 и способствует еще большему нарастанию его коллекторного тока $i_{к2}$. В схеме опять развивается регенеративный процесс, оканчивающийся тем, что транзистор VT_1 закрывается, а транзистор VT_2 переходит в режим насыщения. На этом процесс генерирования импульса заканчивается. Длительность импульса определяется, если положить $u_{бэ2}(t)=U_{БЭ\,нас}$:

$$t_и=C_1(R_1+R_э)\ln\frac{2U_п-U_{БЭ\,нас}-R_э(I_{К\,нас}-I_{к1})}{U_п-U_{БЭ\,нас}-R_эI_{к1}}.$$

После окончания импульса в схеме протекает процесс зарядки конденсатора C_1 по цепи, состоящей из резисторов $R_{к\,1}$, $R_э$ и эмиттерной цепи открытого транзистора VT_2. В начальный момент базовый ток $i_{б2}$ транзистора VT_2 равен сумме токов зарядки конденсатора C_1: током $i_{C\,1}$, ограниченным сопротивлением резистора $R_{к1}$, и током, протекающим через резистор R_1. По мере зарядки конденсатора C_1 ток $i_{C\,1}$ уменьшается и соответственно снижается ток базы транзистора VT_2, стремясь к стационарному значению, определяемому резистором R_1. В результате в момент открывания транзистора VT_2 падение напряжения на резисторе $R_э$ оказывается больше стационарного значения, что приводит к увеличению отрицательного напряжения на базе транзистора VT_1. Когда напряжение на конденсаторе достигает значения $U_{C\,1}(0)$, схема переходит в исходное состояние. Длительность

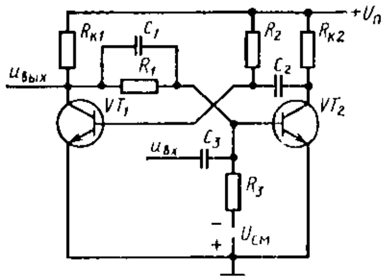


Рис. 10.12. Схема одновибратора с коллекторно-базовыми связями

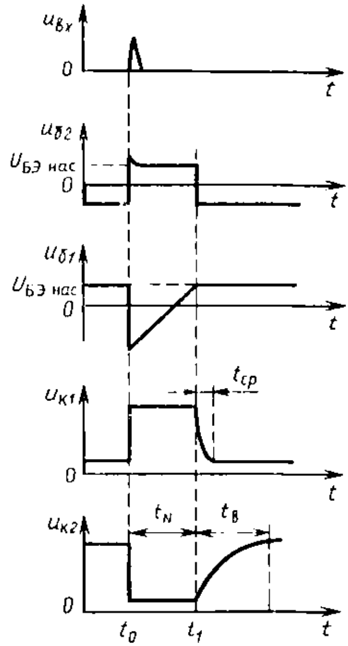


Рис. 10.13. Временные диаграммы одновибратора с коллекторно-базовыми связями

процесса дозарядки конденсатора C, который называется *этапом восстановления*, определяется соотношением $t_в \approx (3...5)C_1(R_{к1}+R_э)$.

Минимальный период повторения импульсов одновибратора $T = t_и + t_в$, а максимальная частота $f = 1/(t_и + t_в)$. Если интервал между входными импульсами окажется меньше $t_в$, то конденсатор C_1 не успеет дозарядиться и это приведет к изменению длительности генерируемых импульсов.

Амплитуда генерируемых импульсов определяется разностью напряжений на коллекторе транзистора VT_2 в закрытом и открытом состояниях $U_m = U_п - R_э(I_{к\ нас}+I_{б2})$.

Одновибратор можно реализовать на базе мультивибратора, если одну ветвь обратной связи сделать не емкостной, а резисторной и ввести источник напряжения $U_{см}$ (рис. 10.12). Такая схема называется *одновибратор с коллекторно-базовыми связями*.

В исходном состоянии схемы транзистор VT_1 открыт и насыщен, поскольку на его базу подается положительное напряжение через резистор R_2. Условие насыщенного состояния выполняется, если $h_{21э}R_{к1} > R_2$. К базе транзистора VT_2 приложено отрицательное напряжение и он закрыт. Конденсатор C_2 заряжен до напряжения $U_{C2}(0) = U_п - U_{БЭ\ нас}$. В случае германиевых транзисторов $U_{C2}(0) = U_п - I_{КЭО}R_{к2}$. Конденсатор C_1, выполняющий роль форсирующего конденсатора, заряжен до напряжения $u_{бэ2}$. Это состояние схемы является устойчивым.

При подаче на базу транзистора VT_2 отпирающего импульса в схеме начинают протекать процессы открывания транзистора VT_2 и закрывания транзистора VT_1. При этом выполняется условие самовозбуждения, развивается регенеративный процесс и схема переходит в квазиустойчивое состояние. Транзистор VT_1 оказывается в закрытом состоянии, поскольку за счет заряда на конденсаторе C_2 к его базе прикладывается отрицательное напряжение. Транзистор VT_2 остается в открытом состоянии и после окончания входного сигнала, так как потенциал коллектора транзистора VT_1 при его закрывании увеличился и соответственно возросло напряжение на базе VT_2. При переключении схемы формируется фронт выходного импульса, который обычно снимается с коллектора транзистора VT_1 (рис. 10.13).

В дальнейшем в схеме протекает процесс перезарядки конденсатора C_2. Напряжение на нем $u_{C2}(t)$, а следовательно, и напряжение на базе $u_{б1}$ транзистора VT_1 изменяется по экспоненциальному закону

$$u_{б1}(t) = U_п - (2U_п - U_{БЭ\,нас})\,e^{-t/\tau},$$

где $\tau = R_2C_2$.

Когда в момент времени t_1 напряжение на базе достигает значения $U_{БЭ\,нас}$, транзистор VT_1 открывается, напряжение на его коллекторе $u_{к1}$ уменьшается и закрывается транзистор VT_2. При этом формируется срез выходного импульса. Длительность импульса получим, если положить $u_{б1}(t_1) = U_{БЭ\,нас}$:

$$t_и = R_2C_2 \ln \frac{2U_п - U_{БЭ\,нас}}{U_п - U_{БЭ\,нас}}.$$

Так как $U_п > U_{БЭ\,нас}$, то $t_и \simeq R_2C_2 \ln 2 = 0{,}7R_2C_2$. Длительность среза $t_{ср} = (3\ldots5)\,R_{к1}C_1$.

В дальнейшем в схеме протекает ток зарядки конденсатора C_2 через резистор $R_{к\,2}$ и базовую цепь открытого транзистора VT_1. Длительность этого процесса, который определяет время восстановления схемы, $t_в = (3\ldots5)\,R_{к\,2}C_2$.

Амплитуда выходных импульсов в такой схеме одновибратора практически равна напряжению источника питания.

Одновибратор на ЛЭ. Для реализации одновибратора на ЛЭ обычно используют элементы И-НЕ. Структурная схема такого одновибратора включает два элемента (ЛЭ$_1$ и ЛЭ$_2$) и времязадающую цепочку R_1C_1 (рис. 10.14). Входы ЛЭ$_2$ объединены, и он работает как инвертор. Выход ЛЭ$_2$ соединен с одним из входов ЛЭ$_1$, а на другой его вход подается управляющий сигнал.

Чтобы схема находилась в устойчивом состоянии, на управляющий вход ЛЭ$_1$ необходимо подать напряжение $u_{вх\,1} > U_{пор}$. При этом условии ЛЭ$_2$ находится в состоянии «1», а ЛЭ$_1$ — в состоянии «0». Любая другая комбинация состояний элементов не является устойчивой. В таком состоянии схемы на резисторе R_1 имеется некоторое падение напряжения, которое обусловлено током ЛЭ$_2$, протекающим в его входной цепи.

Схема генерирует прямоугольный импульс при кратковременном уменьшении входного напряжения $u_{вх\,1} < U_{пор}$ (рис. 10.15). Через интервал времени, равный $t_{зд\,р\,ср}$ (не показан на рис. 10.15), на выходе ЛЭ$_1$ напряжение увеличится. Этот скачок напряжения через конденсатор C_1 передается на вход ЛЭ$_2$ Элемент ЛЭ$_2$ переключается в состояние «0». Таким образом, на входе 1 ЛЭ$_1$ через интервал времени $2t_{зд\,р\,ср}$ начинает действовать напряжение U^0 и этот элемент останется в состоянии единицы, если даже по истечении времени $2t_{зд\,р\,ср}$ $u_{вх1}$ опять станет равно лог. «1». Для нормальной работы схемы необходимо, чтобы длительность входного импульса $t_{вх} > 2t_{зд\,р\,ср}$.

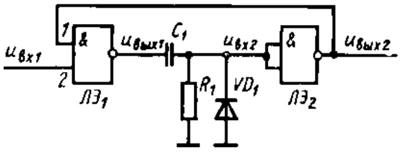


Рис. 10.14. Структурная схема одновибратора на логических элементах

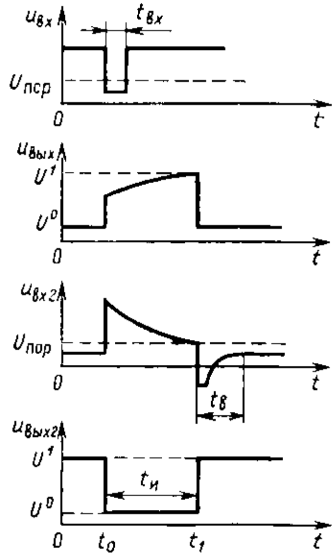


Рис. 10.15. Временные диаграммы одновибратора на логических элементах

По мере зарядки конденсатора C_1 выходной ток ЛЭ$_1$ уменьшается. Соответственно уменьшается падение напряжения на R_1: $u_{R\,1}=u_{вх\,2}$. Одновременно несколько увеличивается напряжение $u_{вых\,1}$, стремясь к напряжению U^1, которое при переключении ЛЭ$_1$ в состояние «1» было меньше U^1 за счет падения напряжения на выходном сопротивлении ЛЭ$_1$. Это состояние схемы является временно устойчивым.

В момент времени t_1 напряжение $u_{вх\,2}$ достигает порогового $U_{пор}$ и элемент ЛЭ$_2$ переключается в состояние «1». На вход 1 ЛЭ$_1$ подается сигнал U^1 и он переключается в состояние лог. «0». При этом конденсатор C_1, который в интервале времени от t_0 до t_1 зарядился, начинает разряжаться через выходное сопротивление ЛЭ$_1$ и диод VD_1. По истечении времени $t_в$, определяемого процессом разрядки конденсатора C_1, схема переходит в исходное состояние.

Таким образом, на выходе ЛЭ$_1$ генерируется импульс прямоугольной формы. Длительность его, зависящая от времени уменьшения $u_{вх\,2}$ до $U_{пор}$, определяется соотношением

$$t_и = C_1\,(R_1 + r_{вых\,1})\ln\left[(U^1 - U^0)/U_{пор}\right].$$

Время восстановления схемы $t_в \approx (3\ldots5)C_1(r_{вых\,0}+R_i)$, где $r_{вых\,0}$ — выходное сопротивление ЛЭ$_1$ в состоянии нуля; R_i — внутреннее сопротивление диода в открытом состоянии.

§ 10.4. БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРЫ

Блокинг-генератором называется генератор импульсов релаксационного типа в виде однокаскадного усилителя с положительной обратной связью, создаваемой с помощью трансформатора. Блокинг-генератор может работать в ждущем и автоколебательном режимах.

Ждущий режим работы блокинг-генератора. При работе в ждущем режиме схема имеет одно устойчивое состояние и генерирует импульсы прямоугольной формы, когда на вход поступают запускающие импульсы. Устойчивое состояние блокинг-генератора на германиевом транзисторе осуществляется путем включения источника смещения в базовую цепь. При использовании кремниевого транзистора источник смещения не требуется, поскольку транзистор при нулевом напряжении на базе закрыт (рис. 10.16). Положительная обратная связь в схеме проявляется в том, что при нарастании тока в первичной (коллекторной) обмотке трансформатора т. е. коллекторного тока транзистора ($\mathrm{d}i_{\text{к}}/\mathrm{d}t > 0$), во вторичной (базовой) обмотке индуцируется напряжение такой полярности, что потенциал базы увеличивается. И наоборот, при $\mathrm{d}i_{\text{к}}/\mathrm{d}t < 0$ базовое напряжение уменьшается. Такая связь реализуется путем соответствующего подключения начала обмоток трансформатора (на рис. 10.16, *а* показаны точками). В большинстве случаев трансформатор имеет третью (нагрузочную) обмотку, к которой подключается нагрузка $R_{\text{н}}$.

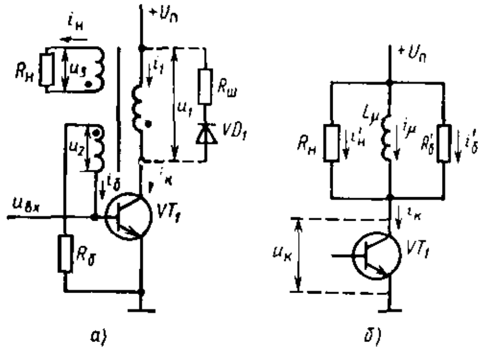


Рис. 10.16. Принципиальная (*а*) и эквивалентная (*б*) схемы ждущего блокинг-генератора

Напряжения на обмотках трансформатора и токи, протекающие в них, связаны между собой следующим образом: $u_2 = n_2 u_1$, $u_3 = n_3 u_1$, $i_б = i_1/n_2$; $i_н = i_1/n_3$, где $n_2 = \omega_2/\omega_1$, $n_3 = \omega_3/\omega_1$ — коэффициенты трансформации; ω_1, ω_2, ω_3 — число витков первичной, вторичной и нагрузочной обмоток.

Для определения условия самовозбуждения и расчета параметров импульсного процесса составим эквивалентную схему коллекторной цепи блокинг-генератора. Пренебрегая паразитными элементами импульсного трансформатора, заменим его индуктивностью намагничивания L_μ и пересчитаем сопротивления вторичной $R_б$ и нагрузочной $R_н$ обмоток в цепь первичной обмотки $R'_б = R_б/n_2^2$, $R'_н = R_н/n_3^2$ (рис. 10.16, *б*). Тогда коллекторный ток транзистора $i_к = i_\mu + i'_б + i'_н$, где i_μ — ток намагничивания трансформатора; $i'_б$ — приведенный ток базовой цепи; $i'_н$ — приведенный ток нагрузки. Полученное соотношение называется *уравнением токов блокинг-генератора*.

Длительность процесса включения транзистора настолько мала, что за это время ток намагничивания практически не нарастает ($i_\mu = 0$). Поэтому уравнение токов при анализе переходного процесса включения транзистора упрощается: $i_к = i'_б + i'_н$.

При подаче на базу отпирающего импульса (рис. 10.17) происходит увеличение тока $\Delta i_б$, транзистор переходит в активный режим и появляется коллекторный ток $\Delta i_к = h_{21э}\Delta i_б$. Приращение коллекторного тока на величину $\Delta i_к$ приводит к увеличению напряжения на первичной обмотке трансформатора $\Delta u_1 = h_{21э}\Delta i_б R'_н R'_б/(R'_б + R'_н)$, последующему росту приведенного тока базы

$$\Delta i'_б = \Delta u_1/R'_б = h_{21э}\Delta i_б R'_н/(R'_н + R'_б).$$

и действительного тока, протекающего в цепи базы транзистора,

$$\Delta i^*_б = \frac{\Delta i'_б}{n_2} = \frac{h_{21э}}{n_2}\Delta i_б \frac{R'_н}{R'_н + R'_б}.$$

Таким образом, первоначальное изменение тока базы $\Delta i_б$ в результате процессов, протекающих в схеме, приводит к дальнейшему изменению этого тока $\Delta i^*_б$, и если $\Delta i^*_б/\Delta i_б > 1$, то процесс изменения токов и напряжений носит лавинообразный характер. Следовательно, *условие самовозбуждения блокинг-генератора*:

$$\frac{h_{21э}}{n_2}\frac{R'_н}{R'_н + R'_б} > 1.$$

В отсутствие нагрузки ($R_н \to \infty$) это условие упрощается: $h_{21э} > n_2$. Так как $h_{21э} \gg 1$, то условие самовозбуждения в блокинг-генераторе выполняется довольно легко.

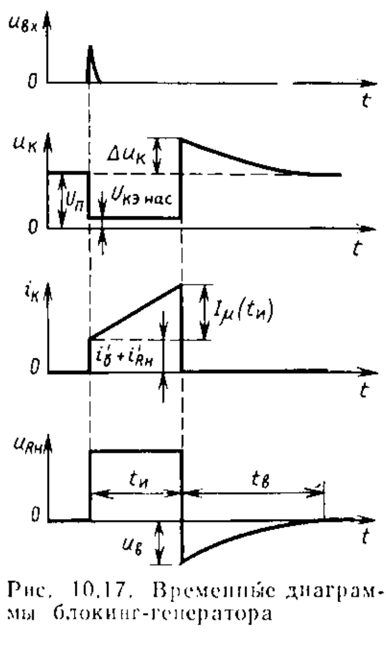


Рис. 10.17. Временные диаграммы блокинг-генератора

Процесс открывания транзистора, сопровождающийся формированием фронта импульса, заканчивается, когда он переходит в режим насыщения. При этом перестает выполняться условие самовозбуждения и в дальнейшем формируется вершина импульса. Так как транзистор насыщен: $u_{кэ} = U_{Кэ\,нас}$, то к первичной обмотке трансформатора оказывается приложенным напряжение $u_1 = U_п - U_{Кэ\,нас} \simeq U_п$ и приведенные базовый ток $i'_б = U_п/R'_б$, а также ток нагрузки $i'_н = U_п/R'_н$ оказываются постоянными. Ток намагничивания при формировании вершины импульса может быть определен из уравнения $u_1 = U_п = L_\mu\, di_\mu/dt$, откуда при нулевых начальных условиях получим $i_\mu = (U_п/L_\mu)t$.

Таким образом, ток намагничивания в блокинг-генераторе, когда транзистор насыщен, нарастает во времени по линейному закону. В соответствии с уравнением токов также по линейному закону увеличивается коллекторный ток транзистора $i_к = U_п\left(\frac{1}{L_\mu} t + \frac{1}{R'_б} + \frac{1}{R'_н}\right)$.

С течением времени степень насыщения транзистора уменьшается, так как базовый ток остается постоянным $I_б = n_2 U_п / R_б$, а коллекторный ток нарастает. В некоторый момент времени коллекторный ток увеличивается настолько, что транзистор переходит из режима насыщения в активный режим и опять начинает выполняться условие самовозбуждения блокинг-генератора. Очевидно, что длительность вершины импульса $t_и$ определяется временем, в течение которого транзистор находится в режиме насыщения. Границе режима насыщения соответствует условие $I_{Б\ гр} = I_{К\ нас}/h_{21э}$. Следовательно,

$$U_п\left(\frac{1}{L_\mu} t_и + \frac{n_2^2}{R_б} + \frac{n_3^2}{R_н}\right) = h_{21э} \frac{n_2 U_п}{R_б}.$$

Отсюда получаем формулу для расчета длительности вершины импульса

$$t_и = L_\mu \left[\frac{n_2 (h_{21э} - n_2)}{R_б} - \frac{n_3^2}{R_н}\right].$$

Ток намагничивания $i_\mu = (U_п / L_\mu) t$ во время формирования вершины импульса увеличивается и в момент окончания этого процесса, т. е. при $t = t_и$, достигает значения

$$I_\mu (t_и) = U_п \left[\frac{n_2 (h_{21э} - n_2)}{R_б} - \frac{n_3^2}{R_н}\right]. \qquad (10.5)$$

Так как к первичной обмотке импульсного трансформатора при формировании вершины импульса приложено напряжение источника питания $U_п$, то амплитуда импульса на нагрузке $U_m = n_3 U_п$.

При переходе транзистора в активный режим происходит уменьшение коллекторного тока $di_к/dt < 0$. Во вторичной обмотке индуцируется напряжение, приводящее к уменьшению напряжения и тока базы, что, в свою очередь, вызывает дальнейшее снижение коллекторного тока. В схеме развивается регенеративный процесс, в результате которого транзистор переходит в режим отсечки и формируется срез импульса.

Протекающий лавинообразно процесс закрывания транзистора имеет столь малую длительность, что ток намагничивания i_μ за это время практически не изменяется и остается равным $I_\mu (t_и)$. Следовательно, к моменту закрывания транзистора в индуктивности L_μ запасена энергия $E_L = 0{,}5 L_\mu I_\mu^2 (t_и)$. Эта энергия рассеивается только в нагрузке $R_н$, так как коллекторная и базовая цепи закрытого транзистора оказываются разомкнутыми (рис. 10.18). Ток намагничивания при этом уменьшается по экспоненте: $i_\mu(t)=I_\mu(t_и)e^{-t/\tau}$, где $\tau=L_\mu/R'_н$ — постоянная времени. Протекающий через резистор $R_н$ ток создает обратный выброс напряжения на нем, амплитуда которого $U_в=R_н I_\mu(t_и)/n_э$, что также сопровождается всплеском напряжения на базе и коллекторе закрытого транзистора $\Delta U_к=I_\mu(t_и)R'_н$. Воспользовавшись соотношением (10.5), получим

$$\Delta U_к = U_п\left(\frac{n_2}{n_3^2}\,\frac{h_{21э}-n_2}{R_б}\,R_н-1\right), \tag{10.6}$$

$$U_в = U_п\left(\frac{n_2}{n_3}\,\frac{h_{21э}-n_2}{R_б}\,R_н-n_3\right). \tag{10.7}$$

Процесс рассеяния запасенной в импульсном трансформаторе энергии, определяющий время восстановления схемы $t_в$, заканчивается через интервал времени $t_в=(3\ldots5)L_\mu/R'_н=(3\ldots5)\times\times n_3^2L_\mu/R_н$, после чего схема переходит в исходное состояние.

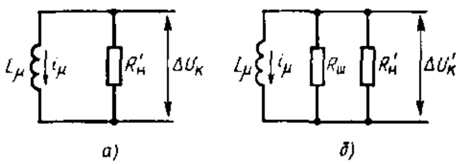


Рис. 10.18. Эквивалентные схемы коллекторной цепи блокинг-генератора без шунтирующего резистора $R_ш$ (*а*) и при наличии $R_ш$ (*б*)

Дополнительный всплеск коллекторного напряжения, как следует из соотношения (10.6), может быть значительным. Поэтому в схеме блокинг-генератора принимаются меры к снижению величины $\Delta U_к$, для чего параллельно нагрузке или в первичную обмотку включают демпфирующую цепь, состоящую из диода VD_1 и резистора, сопротивление которого $R_ш<R_н$ (см. рис. 10.16, *а*). При формировании импульса диод закрыт, так как к нему приложено напряжение обратной полярности, и демпфирующая цепь не оказывает влияния на процессы в схеме. Когда при закрывании транзистора в первичной обмотке возникает всплеск напряжения, то к диоду прикладывается прямое напряжение, он открывается и ток протекает через резистор $R_ш$ (см. рис. 10.18, *б*). Так как $R_ш<R_н$, то всплеск коллекторного напряжения $\Delta U'_к=R_ш I_\mu(t_и)=U_п R_ш\left[\frac{n_2(h_{21э}-n_2)}{R_б}-\frac{n_3^2}{R_н}\right]$ и обратный выброс напряжения на $R_н$ существенно уменьшаются. Однако при этом возрастает время восстановления: $t_в=(3\ldots5)\times\times L_\mu/R_ш$.

Не всегда последовательно с диодом включают резистор $R_ш$, и тогда амплитуда всплеска оказывается минимальной, но увеличивается его длительность.

При анализе процессов в блокинг-генераторе не учитывались паразитные параметры схемы, в частности суммарная емкость транзистора и импульсного трансформатора C_0. Наличие этой емкости, во-первых, приводит к увеличению длительности фронта

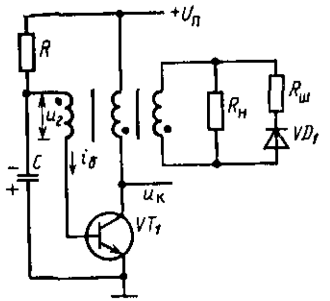


Рис. 10.19. Принципиальная схема автоколебательного блокинг-генератора

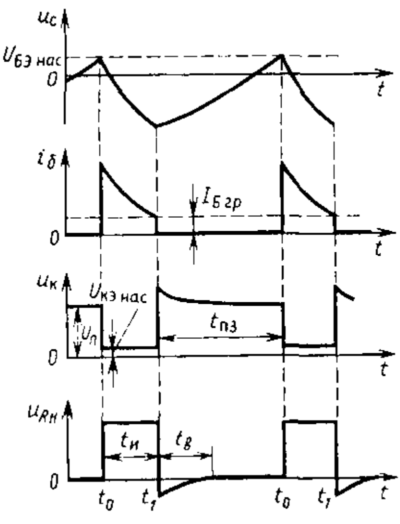


Рис. 10.20. Временные диаграммы блокинг-генератора в автоколебательном режиме

и среза импульса и, во-вторых, оказывает влияние на процесс восстановления схемы. В зависимости от сопротивления $R_ш$ спад тока намагничивания с учетом емкости C_0 может носить либо колебательный, либо апериодический характер. При колебательном режиме возможно появление открывающего напряжения на базе транзистора и срабатывание схемы в отсутствие входного сигнала. Поэтому при расчете демпфирующей цепи исходят из условия обеспечения апериодического режима, которое для параллельно включенного резистора контура $R_ш$, L_μ, C_0 имеет вид

$$\sqrt{L_\mu/C_0} > 2R_ш.$$

Автоколебательный режим работы блокинг-генератора. Для реализации автоколебательного режима работы блокинг-генератора в базовую цепь транзистора включают резисторно-емкостную цепь (рис. 10.19). Такая схема не имеет устойчивых состояний и обеспечивает генерирование периодически повторяющихся прямоугольных импульсов.

Процессы, протекающие в схеме, рассмотрим начиная с момента времени t_0, когда напряжение на конденсаторе C достигает значения $u_C = U_{БЭ\,нас}$ и транзистор откроется (рис. 10.20). Как и при работе в ждущем режиме, в схеме развивается регенеративный процесс, в результате транзистор переходит в режим насыщения и начинается процесс формирования вершины импульса. При этом наряду с увеличением по линейному закону тока намагничивания протекает свойственный только автоколебательному режиму работы блокинг-генератора процесс зарядки конденсатора базовым током насыщенного транзистора.

Поскольку напряжение на вторичной (базовой) обмотке во время формирования вершины импульса остается постоянным $u_2 = n_2 U_п$, то по мере зарядки конденсатора базовый ток уменьшается по экспоненциальному закону

$$i_б(t) = \frac{n_2 U_п}{r_{бн}} e^{-t/\tau_1}, \qquad (10.8)$$

где $r_{бн}$ — сопротивление области база—эмиттер насыщенного транзистора; $\tau_1 = r_{бн} C$ — постоянная времени.

В соответствии с уравнением токов коллекторный ток транзистора определяется выражением

$$i_к = i_\mu + i'_б + i'_н = \frac{U_п}{L_\mu} t + \frac{n_2^2 U_п}{r_{бн}} e^{-t/\tau_1} + \frac{n_3^2 U_п}{R_н}. \qquad (10.9)$$

Из соотношений (10.8), (10.9) следует, что в автоколебательном блокинг-генераторе во время формирования вершины импульса изменяются и базовый и коллекторный токи. Как видно, базовый ток с течением времени уменьшается. Коллекторный ток в принципе может и нарастать, и уменьшаться. Все зависит от соотношения между первыми двумя слагаемыми (10.9). Но если даже коллекторный ток и уменьшается, то медленнее, чем базовый ток. Поэтому при уменьшении базового тока транзистора наступает момент времени t_1, когда транзистор выходит из режима насыщения и процесс формирования вершины импульса заканчивается. Таким образом, длительность вершины импульса определяется соотношением $I_{К\,нас} = h_{21э} I_{Б\,гр}$. С учетом (10.8) и (10.9)

$$\frac{U_п}{L_\mu} t_и + \frac{n_2^2 U_п}{r_{бн}} e^{-t_и/\tau_1} + \frac{n_3^2 U_п}{R_н} = h_{21э} \frac{n_2 U_п}{r_{бн}} e^{-t_и/\tau_1}.$$

После некоторых преобразований имеем

$$\frac{t_и}{L_\mu} + \frac{n_3^2}{R_н} = \frac{n_2 (h_{21э} - n_2)}{r_{бн}} e^{-t_и/\tau_1}.$$

Полученное трансцендентное уравнение можно упростить при условии $t_и \ll \tau_1$. Воспользовавшись разложением в ряд экспоненты и ограничившись первыми двумя членами $e^{-t_и/\tau_1} = 1 - t_и/\tau_1$, получим формулу для расчета длительности вершины импульса

$$t_и = L_\mu \frac{n_2 (h_{21э} - n_2)/r_{бн} - n_3^2/R_н}{1 + (\tau_2/\tau_1)\, n_2 (h_{21э} - n_2)},$$

где $\tau_2 = L_\mu / r_{бн}$.

Во время формирования вершины импульса за счет протекания базового тока транзистора напряжение на конденсаторе C изменяется и к моменту закрывания транзистора оно становится равным

$$U_C(t_и) = U_{БЭ\,нас} - \frac{1}{C} \int_0^{t_и} i_б(t)\, dt.$$

Подставив в это выражение значение $i_б(t)$ (10.8) и проинтегрировав, получим

$$U_C(t_и) = U_{БЭ\,нас} - n_2 U_п\left(1 - e^{-t_и/\tau_1}\right). \qquad (10.10)$$

При переходе транзистора в активный режим работы снова начинает выполняться условие самовозбуждения и в схеме протекает лавинообразный процесс его закрывания. Как и в ждущем блокинг-генераторе, после закрывания транзистора протекает процесс рассеяния запасенной в трансформаторе энергии, сопровождающийся появлением всплесков коллекторного и базового напряжений. После окончания этого процесса транзистор продолжает находиться в закрытом состоянии благодаря тому, что к базе прикладывается отрицательное напряжение заряженного конденсатора C. Это напряжение не остается постоянным, поскольку в закрытом состоянии транзистора через конденсатор C и резистор R протекает ток перезарядки от источника питания $U_п$. Поэтому по мере перезарядки конденсатора C напряжение на базе транзистора увеличивается по экспоненциальному закону

$$u_б(t) = U_п - [U_п - U_с(t_и)]\, e^{-t/\tau_3}, \qquad (10.11)$$

где $\tau_3 = RC$.

Когда напряжение на базе достигает значения $u_б(t) = u_{отп} \simeq \simeq U_{БЭ\,нас}$, транзистор открывается и опять начинается процесс формирования импульса. Таким образом, длительность паузы $t_{пз}$, определяемая временем нахождения транзистора в закрытом состоянии, может быть рассчитана с помощью (10.11), если положить $u_б(t) = U_{БЭ\,нас}$. Тогда с учетом соотношения (10.10) получим

$$t_{пз} = RC \ln \frac{U_п + n_2 U_п\left(1 - e^{-t_и/\tau_1}\right) - U_{БЭ\,нас}}{U_п - U_{БЭ\,нас}}.$$

Для блокинг-генератора на германиевом транзисторе полученная формула упрощается, поскольку $U_{БЭ\,нас} \simeq 0$.

Блокинг-генераторы имеют высокий коэффициент полезного действия, так как в паузе между импульсами ток от источника питания практически не потребляется. По сравнению с мультивибраторами и одновибраторами они позволяют получить бóльшую скважность и меньшую длительность импульсов. Важным достоинством блокинг-генераторов является возможность получения импульсов, амплитуда которых больше напряжения источника питания. Для этого достаточно, чтобы коэффициент трансформации третьей (нагрузочной) обмотки $n_3 > 1$. В блокинг-генераторе при наличии нескольких нагрузочных обмоток можно осуществить гальваническую развязку между нагрузками и получать импульсы разной полярности.

Схема блокинг-генератора не реализуется в интегральном исполнении из-за наличия импульсного трансформатора.

§ 10.5. ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Для построения генераторов прямоугольных импульсов наряду с дискретными элементами и ЛЭ в интегральном исполнении используются операционные усилители (см. § 4.6). Тип генератора импульсов на операционных усилителях (мультивибратор, одновибратор, триггер) определяется цепью обратной связи.

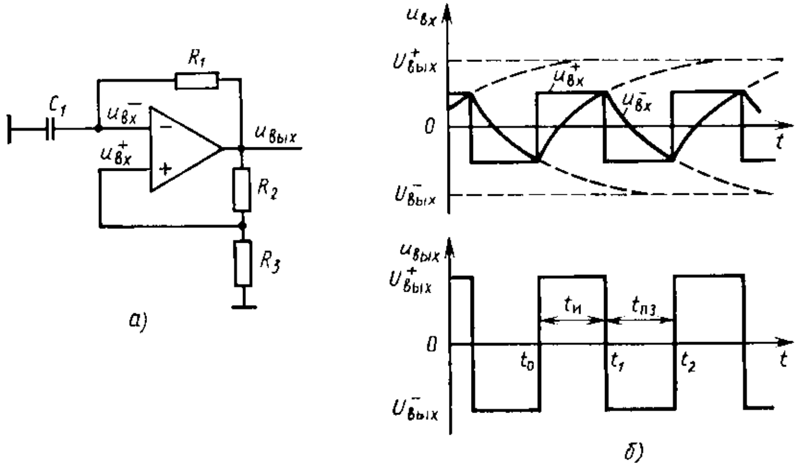


Рис. 10.21. Схема мультивибратора на операционном усилителе (*а*) и его временные диаграммы (*б*)

Мультивибратор на операционном усилителе имеет две цепи обратной связи (рис. 10.21, *а*). Цепь обратной связи неинвертирующего входа образована двумя резисторами (R_2 и R_3) и, следовательно,

$$u_{вх}^{+} = u_{вых} R_3/(R_2+R_3). \tag{10.12}$$

Обратная связь по инвертирующему входу образована цепочкой R_1C_1, поэтому напряжение на инвертирующем входе $u_{вх}^{-}$ зависит не только от напряжения на выходе усилителя, но и является функцией времени, поскольку $u_{вх}^{-} = u_{C1}(t)$.

Процессы, протекающие в мультивибраторе, рассмотрим начиная с момента времени t_0 (рис. 10.21, *б*), когда напряжение на выходе положительное ($U_{вых}^{+}$). При этом, как будет показано, конденсатор C_1 в результате процессов, протекавших в предшествующие моменты времени, заряжен таким образом, что к инвертирующему входу приложено отрицательное напряжение. На неинвертирующем входе в соответствии с формулой (10.12) действует положительное напряжение $u_{вх}^{+} = U_{вых}^{+} R_3/(R_2+R_3)$. Напряжение $u_{вх}^{+}$ остается постоянным, а напряжение на инвертирующем входе $u_{вх}^{-}$ с течением времени увеличивается, стремясь к уровню $U_{вых}^{+}$, поскольку в схеме протекает процесс перезарядки конденсатора C_1. Однако пока $u^+_{вх} > u^-_{вх}$, состояние усилителя определяет напряжение на неинвертирующем входе и на выходе сохраняется уровень $U^+_{вых}$.

В момент времени t_1 напряжения на входах операционного усилителя становятся равными: $u^-_{вх} = u^+_{вх} = u_{C1}(t_1) = U^+_{вых} \times R_3/(R_2+R_3)$. Дальнейшее незначительное увеличение $u^-_{вх}$ приводит к тому, что дифференциальное (разностное) напряжение на инвертирующем входе усилителя $\Delta u_{вх} = u^-_{вх} - u^+_{вх}$ оказывается положительным, поэтому напряжение на выходе резко уменьшается и становится отрицательным $U^-_{вых}$. Так как напряжение на выходе операционного усилителя изменило полярность, то конденсатор C_1 в дальнейшем перезаряжается и напряжение на нем, а также напряжение на инвертирующем входе стремятся к $U^+_{вх}$.

В момент времени t_2 опять $u^-_{вх} = u^+_{вх}$ и затем дифференциальное (разностное) напряжение на входе усилителя $\Delta u_{вх} = u^-_{вх} - u^+_{вх}$ становится отрицательным. Так как оно действует на инвертирующем входе, то напряжение на выходе усилителя скачком опять принимает значение $U^+_{вых}$. Напряжение на неинвертирующем входе также скачком изменяется $u^+_{вх} = U^+_{вых} \times R_3/(R_2+R_3)$. Конденсатор C_1, который к моменту времени t_2 зарядился до отрицательного напряжения, опять перезаряжается и напряжение на инвертирующем входе возрастает, стремясь к $U^+_{вых}$. Так как при этом $u^+_{вх} > u^-_{вх}$, то напряжение на выходе усилителя сохраняется постоянным. Как следует из временной диаграммы (рис. 10.21, *б*), в момент времени t_2 полный цикл работы схемы заканчивается и в дальнейшем процессы в ней повторяются.

Таким образом, на выходе схемы генерируются периодически повторяющиеся импульсы прямоугольной формы, амплитуда которых при $|U^+_{вых}| = |U^-_{вых}| = U_{вых}$ равна $U_m = 2U_{вых}$.

Длительность импульсов (интервал времени t_0, t_1) определяется временем перезарядки конденсатора C_1 по экспоненциальному закону от $U^-_{вых} R_3/(R_2+R_3)$ до $U^+_{вых} R_3/(R_2+R_3)$ с постоянной времени $\tau = C_1(R_1 + r_{вых})$, где $r_{вых}$ — выходное сопротивление операционного усилителя.

Поскольку во время паузы (интервал t_1, t_2) перезарядка конденсатора C_1 происходит в точно таких же условиях, что и при формировании импульсов, то $t_и = t_п$. Следовательно, схема работает как симметричный мультивибратор.

В несимметричном мультивибраторе на операционном усилителе ($t_и \neq t_п$) перезарядка конденсатора C_1 в паузе и во время формирования импульса осуществляется через различные резисторы (рис. 10.22). Когда напряжение на выходе усилителя положительное ($U^+_{вых}$) и формируется импульс, то диод VD_1 открыт и перезарядка конденсатора происходит с постоянной времени $\tau_1 = R_1C_1$. При отрицательном напряжении на выходе ($U^-_{вых}$) открыт диод VD_2 и постоянная времени перезарядки конденсатора C_1, определяющая длительность паузы, $\tau_2 = R_4C_1$.

Одновибратор на операционном усилителе. Устойчивое состояние одновибратора на операционном усилителе *обеспечивается, например,* включением параллельно конденсатору C_1 диода VD (рис. 10.23, *а*). При отрицательном напряжении на выходе ($U_{\text{вых}}$) диод VD открыт и напряжение на инвертирующем входе невелико: $u_{\text{вх}}^- \approx U_{VD}$, где U_{VD} — падение напряжения на диоде в открытом состоянии. На неинвертирующем входе напряжение также постоянное: $u_{\text{вх}}^+ = U_{\text{вых}}^- R_3/(R_2+R_3)$, и так как $u_{\text{вх}}^+ < u_{\text{вх}}^-$, то на выходе поддерживается неизменное напряжение $U_{\text{вых}}^-$.

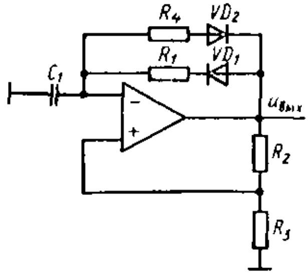


Рис. 10.22. Схема несимметричного мультивибратора *на операционном усилителе*

При подаче входного импульса положительной полярности амплитудой $u_{\text{вх}} > |u_{\text{вх}}^+| - |U_{VD}|$ напряжение на неинвертирующем входе становится больше напряжения на инвертирующем входе и выходное напряжение скачком становится равным $U_{\text{вых}}^+$. При этом также скачком увеличивается напряжение на неинвертирующем входе до $u_{\text{вх}}^+ = U_{\text{вых}}^+ R_3 : (R_2 + R_3)$. Одновременно диод VD закрывается, конденсатор C_1 начинает *заряжаться и на инвертирующем* входе растет положительное напряжение (рис. 10.23, *б*).

Пока $u_{\text{вх}}^- < u_{\text{вх}}^+$, на выходе сохраняется напряжение $U_{\text{вых}}^+$. В момент времени t_1 при $u_{\text{вх}}^- = u_{\text{вх}}^+$ происходит изменение полярности выходного напряжения и напряжение на неинвертирующем входе принимает исходное значение, а напряжение $u_{\text{вх}}^-$ начинает уменьшаться по мере разрядки конденсатора C_1. Когда $u_{\text{вх}}$ достигает значения U_{VD}, открывается диод VD, и на этом процесс изменения напряжения на инвертирующем входе прекращается. Схема оказывается в устойчивом состоянии.

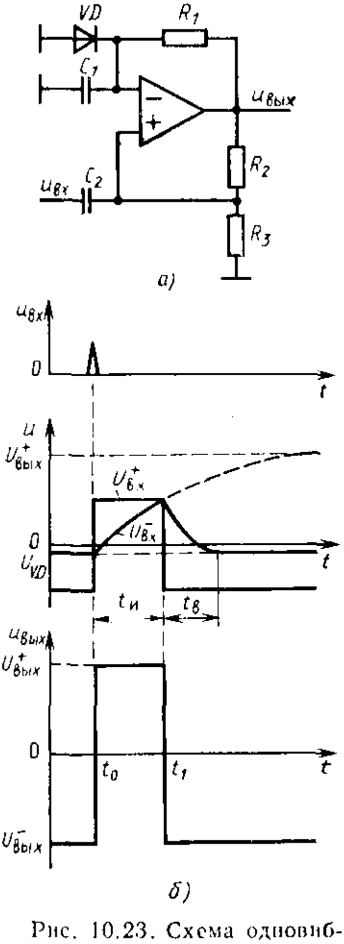


Рис. 10.23. Схема одновибратора на *операционном* усилителе (*а*) и его временные диаграммы (*б*)

Длительность импульса, определяемая экспоненциальным процессом зарядки конденсатора C_1 с постоянной времени $\tau_1 = C_1 R_1$ от напряжения U_{VD} до $U^+_{\text{вых}} \frac{R_3}{R_2 + R_3}$, равна

$$t_{\text{и}} = R_1 C_1 \ln \frac{(U^+_{\text{вых}} + U_{VD})(R_2 + R_3)}{U^+_{\text{вых}} R_2}.$$

Так как $|U_{VD}| \ll U^+_{\text{вых}}$, то

$$t_{\text{и}} = R_1 C_1 \ln [(R_2 + R_3)/R_2].$$

Время восстановления схемы определяется длительностью процесса разрядки конденсатора C_1 от $U^+_{\text{вых}} R_3/(R_2 + R_3)$ до $-U_{VD}$ и с учетом принятых допущений

$$t_{\text{в}} = R_1 C_1 \ln [(R_2 + 2R_3)/(R_2 + R_3)].$$

Триггер на операционном усилителе. Цепи обратной связи триггера на операционном усилителе не содержат реактивных элементов, что обеспечивает наличие двух устойчивых состояний

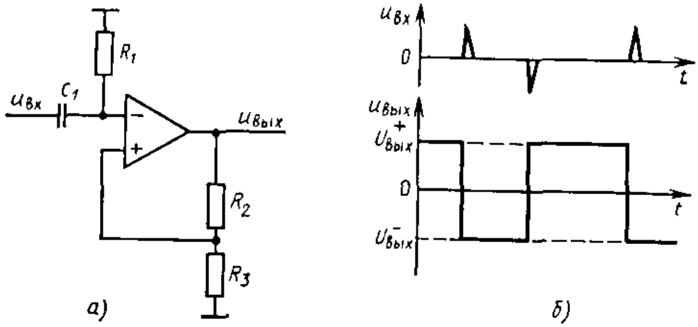


Рис. 10.24. Схема триггера на операционном усилителе (*а*) и его временные диаграммы (*б*)

(рис. 10.24). Примем, что на выходе усилителя действует уровень напряжения $U^+_{\text{вых}}$. Так как $u^-_{\text{вх}} = 0$, а $u^+_{\text{вх}} > 0$, то этот уровень поддерживается неизменным. Схема переходит в другое устойчивое состояние при подаче на инвертирующий вход импульса положительной полярности амплитудой $u_{\text{вх}} > u^+_{\text{вх}}$. При этом скачком изменяются выходное напряжение $U^-_{\text{вых}}$ и напряжение на неинвертирующем входе. После окончания входного импульса схема остается в этом состоянии, поскольку $u^-_{\text{вх}} = 0$, а на неинвертирующем входе действует отрицательное напряжение.

Если затем подать входной сигнал отрицательной полярности, то схема перейдет в исходное устойчивое состояние. Таким образом, если амплитуда входных импульсов удовлетворяет условию $u_{\text{вх}} > U_{\text{вых}} R_3/(R_2 + R_3)$, то схема работает в режиме триггера.

Генераторы на операционных усилителях обеспечивают формирование импульсов амплитудой до десятков вольт; длительность фронтов зависит от полосы частот операционного усилителя и может составлять доли микросекунды.

ГЛАВА 11 ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ С НАКОПИТЕЛЯМИ ЭНЕРГИИ

Генераторы импульсов с накопителями энергии используются в радиолокации, ускорительной технике, а также для питания электронно-лучевых, ионно-плазменных и лазерных технологических установок.

§ 11.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ГЕНЕРАТОРОВ

Для получения импульсов большой мощности генераторы релаксационного типа не используются, так как, за исключением блокинг-генератора, они имеют низкий коэффициент полезного действия. Это обусловлено тем, что как во время генерирования импульса, так и в паузе один из транзисторов всегда открыт и поэтому КПД η примерно обратно пропорционален скважности. Если при генерировании импульсов малой мощности это обстоятельство не играет существенной роли, то при получении импульсов, мощность которых составляет сотни ватт и выше, оно недопустимо.

Генерация мощных импульсов осуществляется *генераторами с накопителями энергии*. Принцип действия таких генераторов заключается в том, что в течение некоторого промежутка времени $t_{п}$, происходит накапливание энергии в накопителе от источника напряжения, а затем с помощью электронного ключа энергия от накопителя передается в нагрузку и расходуется в ней за промежуток времени $t_{и}$. Обычно $t_{пз}/t_{и} \gg 1$, поэтому средняя мощность, потребляемая от источника питания, оказывается значительно меньше импульсной мощности, расходуемой в нагрузке. Таким образом, генераторы импульсов с накопителями энергии являются в сущности *трансформаторами мощности*.

В качестве накопителей в таких генераторах используются конденсаторы, отрезки длинных линий, искусственные линии, а также катушки индуктивности. При использовании конденсаторов и длинных линий накапливается энергия электрического поля $E=CU^2/2$. В *индуктивных накопителях* накапливается энергия магнитного поля $E=LI^2/2$.

В случае генератора с *емкостным накопителем* зарядка конденсатора C осуществляется от источника питания через зарядный резистор $R_з$, а при замыкании ключа (коммутатора) S нагрузка подключается к накопителю и накопленная энергия расходуется в нагрузке (рис. 11.1). Время разрядки емкостного накопителя, т. е. время, в течение которого ключ замкнут, определяет длительность генерируемых импульсов $t_{и}$. Во время формирования импульса конденсатор отдает часть запасенной энергии в нагрузку и напряжение на нем уменьшается от U_{max} до U_{min}. В паузе между импульсами, когда ключ разомкнут, напряжение на конденсаторе увеличивается

$$u_C(t) = U_{min} + (U_п - U_{min})(1 - e^{-t/\tau_з}),$$

где $\tau_з = R_з C$ — постоянная времени зарядной цепи. При этом в зарядной цепи протекает ток

$$i_з(t) = \frac{U_п - u_C(t)}{R_з} = \frac{U_п - U_{min}}{R_з} e^{-t/\tau_з}.$$

К моменту окончания паузы $t_{пз}$ напряжение на конденсаторе достигает максимального значения

$$U_{max} = U_{min} + (U_п - U_{min})(1 - e^{-t_{пз}/\tau_з}). \quad (11.1)$$

При работе в периодическом режиме энергия E_1, запасаемая в конденсаторе при его зарядке во время паузы, расходуется

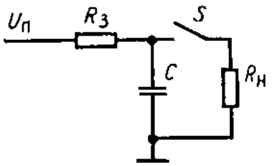


Рис. 11.1. Схема формирования прямоугольного импульса

затем в нагрузке и, таким образом, является полезной. Наряду с этим за счет протекания зарядного тока $i_з$ в зарядном резисторе $R_з$ выделяется энергия E_2, которая идет на его нагрев и, следовательно, является энергией потерь.

Если пренебречь коммутационными потерями, а также иметь в виду, что в соответствии с принципом действия генератора $t_{пз}/t_и \gg 1$, то КПД генератора с емкостным накопителем $\eta = E_1/(E_1+E_2)$.

Полезная энергия, расходуемая в нагрузке,

$$E_1 = 0{,}5C(U_{max}^2 - U_{min}^2) = 0{,}5CU_{max}^2(k^2 - 1),$$

где $k = U_{max}/U_{min}$.

Энергия потерь

$$E_2 = \int_0^{t_{пз}} i_з^2 R_з \, dt = \int_0^{t_{пз}} \frac{(U_п - U_{min})^2}{R_з} e^{-2t/\tau_з} \, dt =$$

$$= \frac{C}{2}(U_п - U_{min})^2 (1 - e^{-2t_{пз}/\tau_з}).$$

Подставив сюда $U_п$ из (11.1), получим

$$E_2 = \frac{CU_{min}^2 (k-1)^2 (1 - e^{-2t_{пз}/\tau_з})}{2(1 - e^{-t_{пз}/\tau_з})^2}.$$

Отсюда

$$\eta = \frac{(k^2-1)\left(1-e^{-t_{пз}/\tau_з}\right)^2}{(k-1)^2\left(1-e^{-2t_{пз}/\tau_з}\right)+(k^2-1)\left(1-e^{-t_{пз}/\tau_з}\right)^2} =$$

$$= \frac{1}{2}\,\frac{(k+1)\left(1-e^{-t_{пз}/\tau_з}\right)}{k-e^{-t_{пз}/\tau_з}}. \tag{11.2}$$

Из полученного выражения следует, что КПД генератора импульсов с емкостным накопителем при принятых допущениях зависит от отношения максимального и минимального напряжений на конденсаторе $k = U_{max}/U_{min}$, а также от отношения длительности паузы $t_{пз}$ к постоянной времени зарядной цепи $\tau_з = R_з C$.

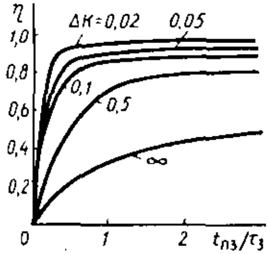


Рис. 11.2. Зависимость КПД генератора от постоянной *времени зарядки конденсатора*

Генераторы импульсов с емкостным накопителем, как правило, работают в двух крайних режимах:

1) *режим полного разряда* ($k \to \infty$), при котором напряжение на конденсаторе в момент окончания импульса $U_{min} = 0$;

2) *режим частичного разряда* ($k \to 1$), когда за время формирования импульса накопительный конденсатор разряжается незначительно.

В первом случае (при $k \to \infty$) получаем $\eta = 0{,}5\left(1-e^{-t_{пз}/\tau_з}\right)$. Следовательно, предельный (при $t_{пз}/\tau_з \to \infty$) КПД, который можно получить при работе в режиме полного разряда, равен 0,5. Однако на практике КПД меньше, поскольку при периодической работе генератора постоянная времени зарядной цепи оказывается конечной величиной.

Для анализа зависимости η *от параметров рабочего режима* генератора в случае частичного разряда накопительного конденсатора преобразуем формулу (11.2), положив $k=1+\Delta k$, где $\Delta k = (U_{max} - U_{min})/U_{min}$. Тогда получим

$$\eta = \frac{1+\Delta k/2}{1+\Delta k/\left(1-e^{-t_{пз}/\tau_з}\right)}. \tag{11.3}$$

Из полученного соотношения следует, что при $\Delta k < 0{,}05$ отношение $t_{пз}/\tau_з$ практически не оказывает влияния на КПД, когда $t_{пз}/\tau_з > 0{,}5$ (рис. 11.2). В таком режиме работы генератора КПД не менее 0,95 и стремится к единице при $\Delta k \to 0$.

Таким образом, режим частичного разряда накопительного конденсатора является более экономичным по сравнению с режимом полного разряда.

§ 11.2. ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ С ЧАСТИЧНЫМ РАЗРЯДОМ КОНДЕНСАТОРА

Принцип генерирования импульсов прямоугольной формы методом частичного разряда конденсатора заключается в следующем. Предварительно заряженный до напряжения U_{max} конденсатор C с помощью ключа на некоторое время подсоединяется к нагрузке $R_н$ (см. рис. 11.1). Если считать ключ идеальным, то в момент включения t_0 напряжение на нагрузке скачком возрастает до значения U_{max}. Затем конденсатор разряжается и напряжение на нагрузке уменьшается по экспоненциальному закону $u_{R_н}(t) = u_C(t) = U_{max}e^{-t/\tau}$, где $\tau = R_нC$ — постоянная времени разрядной цепи. В момент t_1 размыкания ключа напряжение на нагрузке резко уменьшается до нуля (рис. 11.3). Напряжение на нагрузке в конце импульса $U_{min} = U_{max}e^{-t_и/\tau}$.

Таким образом, при замкнутом ключе на нагрузке формируется импульс, форма которого близка прямоугольной. Принципиальным является непостоянство амплитуды формируемого импульса. Спад вершины импульса $\Delta U_m = U_{max} - U_{min} = U_{max}(1 - e^{-t_и/\tau})$ зависит от показателя экспоненты $t_и/\tau$. Чем меньше отношение $t_и/\tau$, тем меньше неравномерность вершины импульса. Следовательно, основное условие генерирования импульсов прямоугольной формы методом частичного разряда конденсатора: $t_и/\tau \ll 1$.

Импульсная мощность генераторов с частичным разрядом конденсатора $P_и = U_{max}I_{max}$, где I_{max} — ток в импульсе, U_{max} — импульсное напряжение, в основном определяемые параметрами ключевого элемента. Электрическая прочность ключа, т. е. напряжение, выдерживаемое в разомкнутом состоянии без пробоев $U_{пр}$, определяет максимальное напряжение, до которого может быть заряжен конденсатор C: $U_{max} < U_{пр}$, а максимальный коммутируемый ток $I_{ком}$ ограничивает ток нагрузки $I_{max} < I_{ком}$. Поэтому в качестве коммутаторов в генераторе с частичным разрядом конденсатора используют специальные модуляторные лампы, которые по своим характеристикам наиболее полно удовлетворяют перечисленным требованиям. В таких генераторах для получения импульсов значительной мощности полупроводниковые приборы не используются, поскольку они имеют меньшую электрическую прочность и обеспечивают меньший коммутируемый ток по сравнению с электронными лампами.

Расчет схемы. При анализе процессов в генераторе с частичным разрядом конденсатора на электронной лампе необходимо учитывать паразитные элементы (рис. 11.4). К ним прежде всего относятся межэлектродная емкость лампы C_1, эквивалентная емкость нагрузки и монтажная емкость схемы C_2. В исходном состоянии лампа закрыта отрицательным напряжением источника сеточного смещения $U_{см}$. Накопительный конденсатор C заряжается от источника питания $U_п$ через зарядный резистор $R_з$

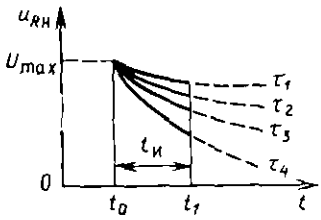


Рис. 11.3. Формирование импульса при частичном разряде конденсатора

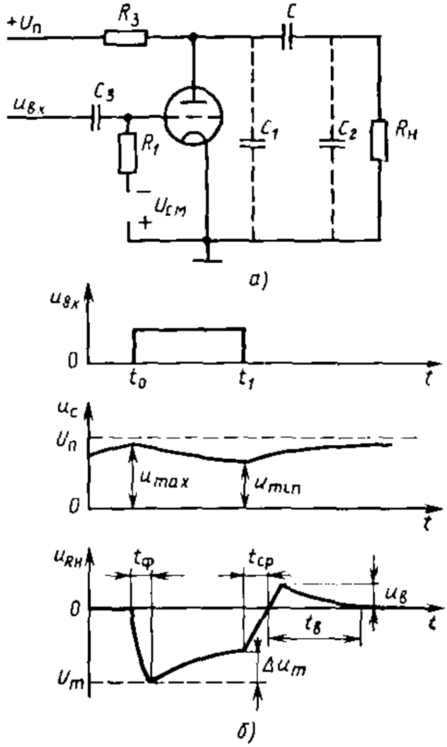


Рис. 11.4. Схема генератора импульсов с частичным разрядом конденсатора (*а*) и его временные диаграммы (*б*)

и нагрузку $R_н$. Максимальное напряжение на конденсаторе C не превышает $U_п$. Таким образом, напряжение на конденсаторе C_1 и на аноде лампы $U_а \simeq U_п$. В этом случае ток через нагрузку не протекает и напряжение на конденсаторе C_2 $U_{C_2}=0$.

Рассмотрим процесс формирования импульса при условии, что на сетку лампы в момент времени t_0 подается идеальной прямоугольной формы отпирающий импульс длительностью $t_и$ (рис. 11.4, *б*). В дальнейшем обсудим, к каким последствиям приводит то, что реальный входной импульс имеет определенную длительность фронта и среза. При открывании лампы в момент времени t_0 анодный ток резко возрастает, однако анодное напряжение уменьшается не скачком, а постепенно по мере разрядки конденсатора C_1 через открытую лампу. В результате в начальный момент времени только незначительная часть анодного тока протекает через нагрузку. По мере разрядки паразитной емкости C_1 доля анодного тока, протекающего в нагрузке, возрастает и напряжение на $R_н$ увеличивается со скоростью, определяемой зарядкой конденсатора C_2.

Таким образом, длительность фронта импульса напряжения на нагрузке определяется временем разрядки паразитной емкости C_1 и временем зарядки C_2. Ввиду незначительной суммар-

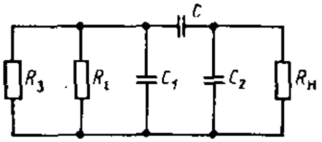


Рис. 11.5. Эквивалентная схема генератора импульсов

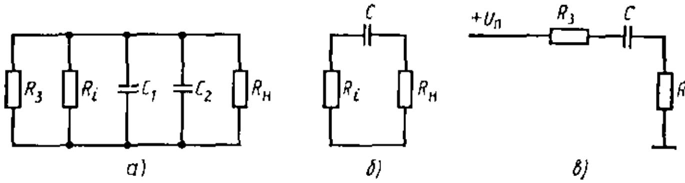


Рис. 11.6. К расчету процессов формирования фронта и среза (а), вершины (б) импульса и времени восстановления генератора импульсов (в)

ной паразитной емкости $C_0 = C_1 + C_2 \ll C$ за время формирования фронта напряжение на накопительном конденсаторе C практически не изменяется.

В дальнейшем происходит формирование вершины импульса. При этом конденсатор C разряжается и напряжение на нагрузке уменьшается, если падение напряжения на лампе в открытом состоянии остается неизменным. В момент времени t_1 лампа закрывается и ее анодный ток становится равным нулю. Однако через нагрузку $R_н$ в течение некоторого времени после закрывания лампы продолжает протекать ток. Он обусловлен током зарядки паразитной емкости C_1 и током разрядки C_2. Со временем этот ток уменьшается и формируется срез импульса.

За время формирования импульса напряжение на накопительном конденсаторе C уменьшается. Поэтому после окончания процесса формирования среза импульса в схеме происходит дозарядка конденсатора C. На нагрузке за счет тока дозарядки возникает импульс напряжения обратной полярности, с течением времени уменьшающийся. Длительность этого импульса определяет время восстановления схемы. При рассмотрении процесса формирования импульса не учитывалось наличие зарядной цепи. Это допустимо при условии $R_з \gg R_н$.

Для расчета параметров генерируемого импульса составим эквивалентную схему генератора с частичным разрядом конденсатора, представив в ней анодную цепь открытой лампы эквивалентным внутренним сопротивлением R_i (рис. 11.5). Такая схема содержит три реактивных элемента и поэтому переходные процессы в ней описываются дифференциальным уравнением третьего порядка. Однако анализ процессов в генераторе существенно упрощается, если рассматривать отдельно формирование фронта, среза и вершины импульса.

При формировании фронта и среза импульса напряжение на накопительном конденсаторе практически не изменяется, т. е. он представляет собой источник постоянного напряжения с нулевым внутренним сопротивлением по переменному току. Следовательно, конденсатор C можно не учитывать, и тогда эквивалентная схема упрощается (рис. 11.6, *а*). Переходный процесс в ней, определяющий длительность фронта, протекает по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau_ф = R_{экв}C_0$, где $C_0 = C_1 + C_2$; $1/R_{экв} = 1/R_з + 1/R_i + 1/R_н$.

Сопротивление зарядного резистора выбирается из условия $R_з \gg R_н + R_i$, поэтому $R_{экв} \simeq R_i R_н / (R_i + R_н)$. Таким образом, длительность фронта импульса $t_ф = (3...5)C_0 R_i R_н / (R_i + R_н)$.

Срез импульса формируется, когда лампа закрыта ($R_i \to \infty$). Следовательно, $t_{ср} = (3...5)C_0 R_н$. Из полученных формул следует, что длительность фронта формируемого импульса меньше длительности среза.

Когда формируется вершина импульса, скорость изменения напряжения на паразитных емкостях C_1 и C_2 невелика и токи, протекающие через них, оказываются существенно меньше анодного тока лампы и тока нагрузки. Поэтому на этой стадии паразитными емкостями C_1 и C_2 можно пренебречь и с учетом того, что $R_з \gg R_i$, эквивалентную схему генератора можно существенно упростить (рис. 11.6, *б*). И в этой схеме переходный процесс протекает по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau_и = C(R_i + R_н)$. Если конденсатор C первоначально заряжен до напряжения U_{max}, то амплитуда импульса на нагрузке $U_m = U_{Rн}(0) = U_{max} R_н / (R_н + R_i)$.

Во время формирования импульса напряжение на нагрузке определяется соотношением $u_{Rн}(t) = U_m e^{-t/\tau_и}$. Это выражение позволяет определить абсолютное снижение амплитуды импульса

$$\Delta U_m = U_{Rн}(0) - U_{Rн}(t_и) = U_m (1 - e^{-t_и/\tau_и})$$

и относительное снижение амплитуды импульса

$$\lambda = \Delta U_m / U_m = 1 - e^{-t_и/\tau_и}.$$

В генераторах импульсов с частичным разрядом конденсатора для получения импульсов, форма которых близка прямоугольной, необходимо выполнить условие $t_и/\tau_и \ll 1$. Следовательно, $\lambda \approx t_и / [C(R_н + R_i)]$. Отсюда следует, что при заданных значениях длительности импульса и сопротивления нагрузки относительное снижение амплитуды импульса может быть достаточно малым, если увеличена емкость накопительного конденсатора C. Так как для импульсов, форма которых близка прямоугольной, $\lambda < 0{,}05$, то оказывается, что при этом достигается и высокий КПД, поскольку $\Delta k \simeq \lambda$ и в соответствии с выражением (11.3) $\eta \to 1$ при $\lambda \to 0$.

При дозарядке накопительного конденсатора лампа закрыта, токи паразитных емкостей малы, поэтому эквивалентная схема генератора, соответствующая этапу восстановления, представляет последовательное соединение зарядного $R_з$ и нагрузочного

$R_н$ резисторов и конденсатора C (рис. 11.6, *в*). Постоянная времени этой цепи $\tau_в = C(R_з + R_н)$, а длительность обратного выброса $t_в = (3...5)\,C(R_з + R_н)$. Амплитуда обратного выброса $U_в$ при условии, что напряжение на накопительном конденсаторе в момент окончания импульса U_{min}, равна $U_в = (U_п - U_{min}) \times \times R_н/(R_н + R_з)$.

После окончания процесса восстановления напряжение на конденсаторе достигает максимального значения U_{max} и схема готова для генерирования следующего импульса. Таким образом, минимальный период повторения генерируемых импульсов $T_{min} = t_н + t_в$, а максимальная частота их повторения $f_{max} = 1/(t_н + t_в)$.

В ряде случаев нагрузкой генератора с частичным разрядом конденсатора служат магнетронные и клистронные генераторы СВЧ, лазеры, ускорительные трубки и т. д. По условиям работы этих приборов ток в них может протекать в одном направлении, т. е. при разрядке накопительного конденсатора. Поэтому для реализации зарядной цепи параллельно этим приборам включают диод, через который протекает ток зарядки накопительного конденсатора. Использование диода в зарядной цепи позволяет уменьшить амплитуду обратного выброса на нагрузке. Когда на нагрузке действует прямоугольный импульс, к диоду приложено обратное напряжение и он находится в закрытом состоянии.

При анализе процессов в генераторе с частичным разрядом конденсатора было принято, что входной импульс имеет идеальную прямоугольную форму. Наличие определенной длительности фронта реального импульса приводит, во-первых, к задержке выходного импульса относительно входного, и, во-вторых, длительность фронта выходного импульса становится зависимой от крутизны характеристики лампы $S = \partial i_а/\partial u_{сет}$, где $u_{сет}$ — сеточное напряжение лампы.

Действительно, так как в этом случае напряжение на сетке нарастает по мере увеличения входного напряжения, то лампа открывается не в момент подачи сигнала t_0, а в момент времени t_1, когда сеточное напряжение становится равным $U_{пор}$ (рис. 11.7). Таким образом, импульс выходного напряжения, определяемый анодным током, возникает с задержкой относительно начала входного импульса. Эта задержка тем больше, чем меньше скорость нарастания входного импульса $\mathrm{d}u_{вх}/\mathrm{d}t$ и чем больше напряжение смещения $U_{см}$.

Когда входной сигнал нарастает с конечной скоростью, то для лампы с меньшей крутизной анодно-сеточной характеристики (кривая *1*, рис. 11.7) требуется больше времени для достижения заданного значения анодного тока, чем для лампы с большей крутизной (кривая *2*). Поэтому при прочих равных условиях лампа с большей крутизной обеспечивает формирование выходного импульса с меньшей длительностью фронта. Естественно, что при этом на длительность фронта выходного импульса оказывает влияние и скорость нарастания входного сигнала.

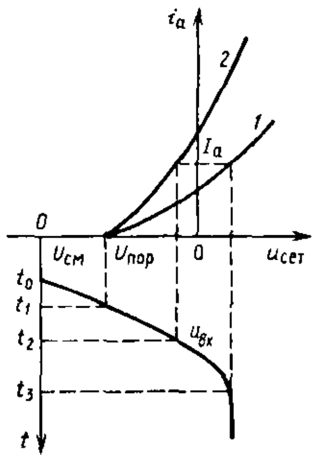
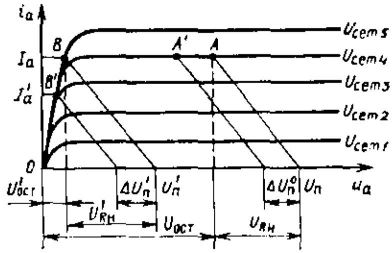


Рис. 11.7. К определению времени задержки выходного импульса

Рис. 11.8. Анодные характеристики модуляторной лампы



Режимы работы модуляторной лампы. *Лампа, работающая* в генераторе с частичным разрядом конденсатора, должна выдерживать высокое анодное напряжение в закрытом состоянии $U_а$, иметь малое остаточное напряжение в открытом состоянии $U_{ост}$, большой анодный ток $I_а$, а также малую межэлектродную емкость C_1 *и большую крутизну анодно-сеточной характеристики* S. Требования к первым трем параметрам ($U_а$, $U_{ост}$, $I_а$) обусловлены стремлением увеличить мощность выходных импульсов и получить высокий КПД, так как остаточное напряжение $U_{ост}$ определяет потери в лампе. Межэлектродная емкость C_1 и крутизна оказывают влияние на длительность фронта и среза генерируемых импульсов. Кроме того, желательно, чтобы лампа имела «короткую» анодно-сеточную характеристику, поскольку в этом случае требуется источник меньшего напряжения сеточного смещения и меньшая амплитуда отпирающего импульса.

Эти требования невозможно полностью совместить в силу их противоречивости. Так, требование высокой крутизны приводит к необходимости уменьшения межэлектродных расстояний и увеличения площади электродов. Однако при этом увеличивается межэлектродная емкость C_1. Поэтому при разработке импульсных модуляторных ламп приходится выбирать компромиссные решения.

Совокупности перечисленных требований в большей степени удовлетворяют *импульсные модуляторные лампы: лучевые* тетроды, ижектроны, триоды с защитной сеткой. Все они имеют анодные характеристики пентодного типа (рис. 11.8). Эти характеристики имеют два явно выраженных участка: начальный участок, на котором проявляется сильная зависимость анод*ного тока от анодного напряжения, и пологий* участок. На начальном участке характеристики сливаются в одну линию, называемую линией критического режима. Анодный ток здесь почти не зависит от сеточного напряжения $u_{сет}$. На пологом участке, который иногда называется участком недонапряженного режима, ток анода мало зависит от анодного напряжения и сильно меняется при изменении сеточного напряжения. Поэтому параметры выходного импульса в существенной степени зависят от положения рабочей точки на анодной характеристике.

Если рабочая точка A находится на пологом участке характеристики, то остаточное напряжение на лампе $U_{ост}$ в открытом состоянии составляет значительную часть напряжения источника питания $U_{п}$. В результате при генерировании импульса мощность, потребляемая в нагрузке, оказывается меньше мощности, теряемой в лампе. Поэтому энергетически этот режим не выгоден. Вместе с тем во время формирования импульса напряжение на накопительном конденсаторе уменьшается на $\Delta U_{п}$ и нагрузочная характеристика перемещается параллельно самой себе. При неизменном сеточном напряжении рабочая точка движется по пологому участку и к концу импульса занимает положение A'. Несмотря на изменение напряжения на накопительном конденсаторе, анодный ток $I_{а}$, а следовательно, и ток нагрузки $I_{Rн}$ не изменяются и не происходит спада вершины выходного импульса. Поэтому недостаток, присущий методу генерирования импульсов при частичном разряде конденсатора, связанный со спадом вершины импульса, здесь отсутствует. Следует отметить, что в этом режиме к форме входного отпирающего импульса предъявляются жесткие требования. Непостоянство амплитуды входного импульса вызывает перемещение рабочей точки по нагрузочной характеристике, что приводит к изменению тока $I_{Rн}$ и соответственно амплитуды выходного импульса.

Когда рабочая точка располагается на крутом участке анодной характеристики (точка B) остаточное напряжение $U'_{ост}$ оказывается меньше напряжения, приложенного к нагрузке $U'_{Rн}$. Следовательно, увеличивается КПД и уменьшается мощность, выделяющаяся в лампе. При работе в этом режиме анодный ток остается постоянным при изменении сеточного напряжения в некоторых пределах, поэтому форма выходного импульса практически не зависит от формы входного импульса. Существенным недостатком этого режима работы лампы является наличие спада вершины выходного импульса из-за значительного уменьшения анодного тока $I'_{а}$, вызванного разрядкой накопительного конденсатора (точка B').

На практике рекомендуется выбирать положение рабочей точки вблизи точки излома анодной характеристики. При этом проявляются преимущества обоих режимов, а недостатки сглаживаются.

Генераторы с частичным разрядом конденсатора обеспечивают получение импульсов достаточно малой длительности (доли микросекунды), с высокой частотой повторения (единицы килогерц и более); они могут работать с изменяющейся нагрузкой как во время импульса, так и за более продолжительный отрезок времени; позволяют генерировать импульсы переменной длительности путем изменения длительности входных импульсов.

Вместе с тем такие генераторы имеют определенные ограничения по мощности генерируемых импульсов, что обусловлено предельными параметрами модуляторных ламп.

§ 11.3. ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ С ФОРМИРУЮЩИМИ УСТРОЙСТВАМИ

Вакуумные модуляторные лампы, используемые в генераторах с частичным разрядом конденсатора, имеют сравнительно высокое остаточное напряжение (сотни вольт и более) и недостаточно большой анодный ток (несколько сотен ампер). Вместе с тем среди электронных приборов имеются такие (водородные тиратроны, управляемые разрядники, тиристоры), которые обеспечивают коммутацию значительно больших токов (тысячи ампер) и имеют низкое остаточное напряжение.

Однако простая замена электронной лампы, например, водородным тиратроном в генераторе с частичным разрядом конденсатора не позволяет получить импульс прямоугольной формы. Дело в том, что электронная лампа не только управляет моментом появления импульса (при открывании), но и формирует сам импульс прямоугольной формы (при окончании входного импульса лампа закрывается). Тиратрон же или тиристор закрывается только при снижении анодного напряжения практически до нуля, что может произойти при полной разрядке накопительного конденсатора. В результате на нагрузке генерируется импульс экспоненциальной формы.

Таким образом, при использовании в качестве коммутаторов тиратронов или тиристоров в схеме генератора прямоугольных импульсов необходимо иметь устройство, формирующее прямоугольный импульс. Тиратрон или тиристор в таком генераторе осуществляет только коммутацию формирующего устройства.

Длинные линии. Формирующими свойствами обладает отрезок длинной линии. Параметры однородной длинной линии без потерь — волновое сопротивление Z_0 и скорость распространения электромагнитной волны вдоль линии v зависят от индуктивности L и емкости C единицы длины линии

$$Z_0=\sqrt{L/C}, \quad v=1/\sqrt{LC}. \tag{11.4}$$

Эквивалентная электрическая схема длинной линии представляется в виде последовательного соединения LC-контуров (рис. 11.9).

Если предварительно заряженную до напряжения $U_н$-линию подключить к нагрузке $R_н$, то в первый момент на ней возникнет напряжение $U_{Rн}=U_н R_н/(R_н+Z_0)$. При выполнении условия согласования $Z_0=R_н$ напряжение на нагрузке $U_{Rн}=U_н/2$. Вдоль линии от нагруженного конца распространяется электромагнитная волна напряжения амплитудой $U_н/2$ и связанная с ней волна тока разрядки линии $I=U_н/(2Z_0)$ (рис. 11.9, *в*). Дойдя через промежуток времени $t_1=l/v$ (l — длина линии) до разомкнутого конца, волна напряжения отразится от него и станет распространяться к нагрузке. Коэффициент отражения волны напряжения k от конца линии, нагруженного на резистор R, определяется соотношением

$$k=(R-Z_0)/(R+Z_0). \tag{11.5}$$

Так как на разомкнутом конце $R \to \infty$, то $k=1$ и амплитуда отраженной волны равна амплитуде падающей. Поэтому по мере движения обратной волны пройденные ею участки окажутся полностью разряженными. Через интервал времени $t_2 = l/v$ обратная волна достигнет нагруженного конца и на этом электромагнитные процессы в линии закончатся, поскольку вся запасенная в линии энергия выделится в нагрузке.

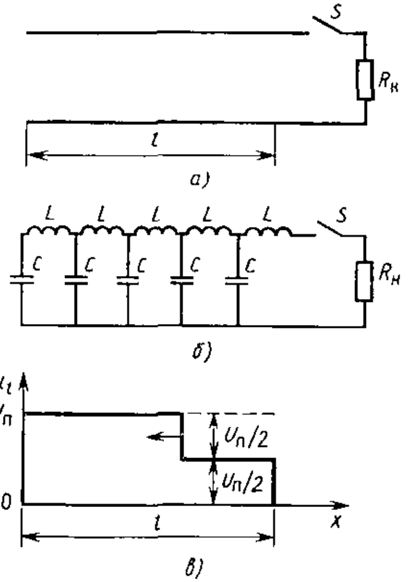


Рис. 11.9. Длинная линия (*а*), эквивалентная схема (*б*) и распределение напряжения в ней (*в*)

Таким образом, в течение времени $t_и = t_1 + t_2 = 2l/v$ к нагрузке приложено напряжение $U_{R_н} = U_п/2$ и через нее протекает неизменный ток $I = U_п/(2Z_0)$. В этом и проявляются формирующие свойства длинной линии.

Если линия не согласована с нагрузкой ($Z_0 \neq R_н$), то при $R_н > Z_0$ на нагрузке в соответствии с (11.5) первоначально возникнет напряжение амплитудой $U_{R_н} > U_п/2$, а вдоль линии будет распространяться электромагнитная волна амплитудой меньше $U_п/2$. При отражении обратной волны от разомкнутого конца линии участки линии разряжаются не полностью. Поэтому, когда обратная волна достигнет замкнутого на $R_н$ конца, оставшееся на линии напряжение разделится между $R_н$ и Z_0. В линии опять будет распространяться электромагнитная волна, и так до тех пор, пока линия полностью не разрядится. Следовательно, на нагрузке будет действовать импульс ступенчатой формы (рис. 11.10, *а*). Длительность каждой ступеньки равна $2l/v$, а число ступенек зависит от степени рассогласования.

При $R_н < Z_0$ первоначальное напряжение на нагрузке $U_{R_н} < U_п/2$, а амплитуда распространяющейся вдоль линии волны напряжения больше $U_п/2$. Следовательно, при движении обратной волны от разомкнутого конца линия будет перезаряжаться и напряжение на ней изменит свою полярность. Таким образом, на нагрузке будут действовать импульсы напряжения чередующейся полярности. Амплитуда каждого последующего импульса меньше амплитуды предыдущего, а длительность одинакова и равна $2l/v$ (рис. 11.10, *б*).

Отрезки длинных линий используются для получения прямоугольных импульсов малой длительности (10^{-8} с и менее). Однако при формировании импульсов большей длительности длина таких линий оказывается настолько большой, что применение их становится нецелесообразным. Кроме того, линии с распределенными параметрами имеют сравнительно низкое волновое сопротивление. Поэтому в импульсной технике нашли широкое применение *искусственные длинные линии.*

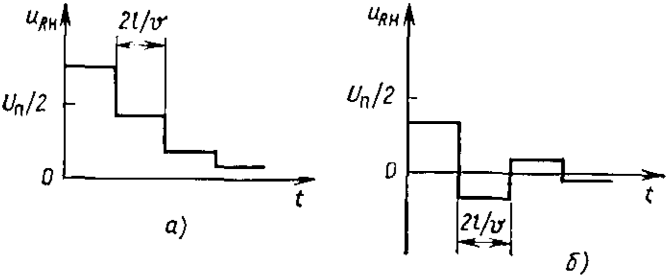


Рис. 11.10. Форма импульсов на нагрузке при рассогласовании длинной линии: *а* — $R_н > Z_0$; *б* — $R_н < Z_0$

Линию с равномерно распределенными параметрами можно рассматривать как состоящую из бесконечно большого числа элементарных ячеек. Ячейки же искусственной длинной линии образуются из дискретных конденсаторов C и катушек индуктивности L, включенных в соответствии с эквивалентной схемой длинной линии (см. рис. 11.9, *б*). Естественно, что число таких ячеек конечно. Электрические процессы, протекающие в линии с распределенными параметрами и в искусственной линии, строго говоря, различны, однако при большом числе ячеек с известным приближением эти процессы можно считать идентичными.

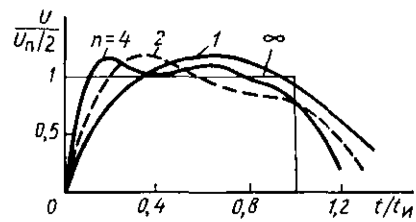


Рис. 11.11. Форма импульсов при различном числе ячеек искусственной длинной линии

Эквивалентом длины искусственной линии является число ячеек n. Полагая в соответствии с (11.3) «скорость» распространения электромагнитной волны в искусственной линии $v = 1/\sqrt{LC}$, длительность импульса $t_и = 2l/v = 2n\sqrt{LC} = 2\sqrt{L_n C_n}$, где $L_n = nL$, $C_n = nC$ — общие индуктивность и емкость искусственной линии.

Учитывая условие согласования $Z_0 = \sqrt{L_n/C_n} = R_н$, получим формулы для расчета параметров искусственной длинной линии по заданной длительности импульса $t_н$ и сопротивлению нагрузки $R_н$: $L_n = R_н t_н/2$, $C_n = t_н/(2R_н)$.

Получаемые с помощью искусственной линии импульсы характеризуются наличием выбросов на вершине и определенной длительностью фронтов (рис. 11.11). Длительность фронта зависит от параметров ячейки и с некоторым приближением оценивается соотношением $t_ф \simeq 0{,}8\sqrt{LC}$. С учетом выражения для $t_и$ получаем $t_ф/t_и \simeq 0{,}4/n$.

Для улучшения параметров импульсов (уменьшения длительности фронта и снижения амплитуды колебаний), формируемых искусственными линиями, используют корректирующие LC-цепи.

Формирующие устройства с параллельно и последовательно соединенными контурами. Формирующими свойствами обладают

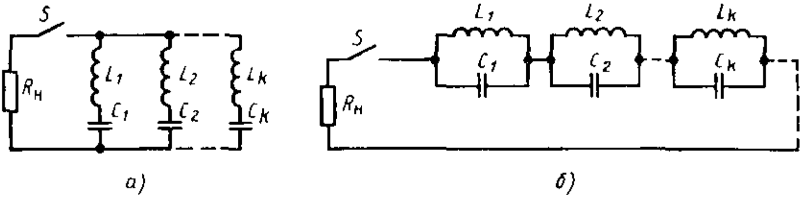


Рис. 11.12. Схемы формирующих устройств с параллельно (*а*) и последовательно (*б*) включенными контурами

не только длинные линии, но и цепи, состоящие из параллельно или последовательно соединенных резонансных контуров.

Входная комплексная проводимость отрезка однородной длинной линии на частоте $\omega = 2\pi f$ определяется соотношением

$$\dot{Y} = \frac{j}{Z_0}\,\mathrm{tg}\left(2\pi\frac{l}{\lambda}\right) = \frac{j}{Z_0}\,\mathrm{tg}\left(\frac{2\pi f}{v}\,l\right) = \frac{j}{Z_0}\,\mathrm{tg}\,\frac{\omega t_и}{2},$$

где l — длина линии; $\lambda = v/f$ — длина волны в линии; $t_и = 2l/v$ — время двойного пробега волны вдоль линии; Z_0 — волновое сопротивление. Если разложить приведенное выражение в ряд, то получим

$$\dot{Y} = \frac{j}{Z_0}\,\mathrm{tg}\,\frac{\omega t_и}{2} = \sum_{k=1}^{\infty}\frac{a_k}{1-b_k} = \sum_{k=1}^{\infty}\dot{Y}_k, \tag{11.6}$$

где $a_k = \dfrac{4j\omega t_и}{(2k-1)^2\pi^2 Z_0}$; $b_k = \dfrac{\omega^2 t_и^2}{(2k-1)^2\pi^2}$; $k = 1, 2, 3, \ldots$

Из соотношения (11.6) вытекает, что проводимость отрезка однородной длинной линии $\dot{Y}$ может быть образована в результате параллельного включения бесконечно большого числа ветвей, имеющих проводимости $\dot{Y}_k$. Каждая ветвь может быть реализована в виде последовательно включенных катушки индуктивности L_k и конденсатора C_k (рис. 11.12). Действительно, в этом случае проводимость k-й ветви

$$\dot{Y}_k = \frac{1}{j\omega L_k + 1/j\omega C_k} = \frac{j\omega C_k}{1-\omega^2 L_k C_k}. \tag{11.7}$$

Приравнивая числители и знаменатели соотношений (11.6) и (11.7), получим

$$\frac{4i\omega t_и}{(2k-1)^2\pi^2 Z_0} = i\omega C_k, \qquad \frac{\omega^2 t_и^2}{(2k-1)^2\pi^2} = \omega^2 L_k C_k,$$

откуда

$$L_k = \frac{Z_0 t_и}{2}, \quad C_k = \frac{4 t_и}{(2k-1)^2 \pi^2 Z_0}. \tag{11.8}$$

Таким образом, устройство, имеющее такую же входную проводимость, что и отрезок длинной линии, реализуется в виде бесконечного числа параллельно включенных контуров. При этом индуктивность L_k и емкость C_k каждого контура должны определяться соотношениями (11.8). Если, так же как и в случае отрезка длинной линии, конденсаторы такого устройства зарядить до напряжения $U_п$, а затем подключить к нагрузке $R_н = Z_0$, то на нагрузке образуется импульс напряжения прямоугольной формы амплитудой $U_п/2$ и длительностью $t_и$.

Формирующими свойствами обладает также устройство, состоящее из накопительного конденсатора C_0 и последовательно включенных контуров (рис. 11.12, *б*). Для определения условий, которым должны удовлетворять элементы такого устройства, разложим в ряд выражение для комплексного входного сопротивления $\dot{Z} = 1/\dot{Y} = -jZ_0 \operatorname{ctg}(\omega t_и/2)$ отрезка длинной линии

$$\dot{Z} = -j\frac{2Z_0}{\omega t_и} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{j a_k}{1-b_k}, \tag{11.9}$$

где $a_k = \frac{\omega t_и Z_0}{k^2 \pi^2}$; $b_k = \frac{\omega^2 t_и^2}{4k^2\pi^2}$; $k = 2n$; $n = 1,\ 2,\ 3,\ \ldots$

С другой стороны, сопротивление параллельного $L_k C_k$ контура

$$\dot{Z}_k = \frac{j\omega L_k}{j\omega C_k (j\omega L_k + 1/j\omega C_k)} = \frac{j\omega L_k}{1-\omega^2 L_k C_k}, \tag{11.10}$$

а сопротивление всего устройства

$$\dot{Z} = \frac{1}{j\omega C_0} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{j\omega L_k}{1-\omega^2 L_k C_k}.$$

Приравнивая почленно ряды (11.9) и (11.10), получаем

$$C_0 = \frac{t_и}{2Z_0}, \quad L_k = \frac{Z_0 t_и}{k^2 \pi^2}; \quad C_k = \frac{t_и}{4Z_0}.$$

Если элементы цепи C_0, L_k, C_k (рис. 11.12, *б*) удовлетворяют полученным соотношениям, то при разрядке конденсатора C_0, предварительно заряженного до напряжения $U_п$, при условии $R_н = Z_0$ амплитуда импульса будет равна $U_п/2$, длительностью $t_и$.

На практике не удается реализовать устройства с очень *большим числом контуров из-за того, при* $k \to \infty$ в первом случае емкость конденсаторов $C_k \to 0$, а во втором индуктивность $L_k \to 0$. Поэтому формируемые такими цепями импульсы имеют конечную длительность фронтов и срезов и колебания на вершине импульса.

Генератор импульсов. Схема генератора импульсов с формирующим устройством включает источник питания $U_п$, зарядный резистор $R_з$, водородный тиратрон или тиристор, нагрузку $R_н$ и формирующее устройство (рис. 11.13). В отсутствие входного импульса водородный тиратрон закрыт, ток через нагрузку не протекает и конденсаторы искусственной линии заряжены. При подаче в момент времени t_0 входного импульса тиратрон открывается, напряжение на аноде $u_а$ резко снижается и линия оказывается подключенной к нагрузке. При выполнении условия согласования ($R_н = Z_0$) напряжение на нагруженном конце линии u_l снижается до $U_п/2$ и на нагрузке формируется импульс напряжения амплитудой $U_п/2$ (рис. 11.13, *б*).

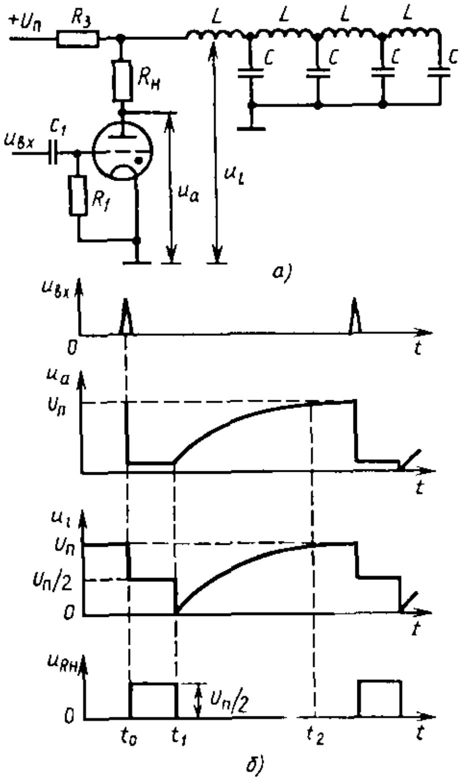


Рис. 11.13. Схема генератора импульсов с формирующим устройством (*а*) и его временные диаграммы (*б*)

В момент времени t_1 линия оказывается разряженной, напряжение на аноде тиратрона становится меньше напряжения, необходимого для поддержания разряда в нем, и возникают условия, необходимые для запирания тиратрона. В дальнейшем напряжение на конденсаторах линии, а следовательно, и на аноде тиратрона постепенно увеличивается по мере зарядки линии. В момент времени t_2 напряжение на линии практически достигает $U_п$ и при подаче следующего входного импульса процессы в схеме повторятся.

Существуют различные варианты включения нагрузки. В ряде случаев в разрядную цепь формирующего устройства включается первичная обмотка импульсного трансформатора, а во вторичную обмотку — нагрузка. При этом осуществляется развязка по постоянному напряжению и нагрузку можно подключить к заземленной точке.

Длительность процесса зарядки линии, определяющая минимальное время паузы $t_{пз}$, намного больше длительности формируемых импульсов. Поэтому индуктивности линии $L_л$ при зарядке можно не учитывать и считать, что конденсатор $C_л$, емкость которого равна суммарной емкости формирующего устройства, заряжается от источника постоянного напряжения через резистор $R_з$ с постоянной времени $\tau_з = R_з C_л$. Тогда минимальная длительность паузы $t_{пз} = (3...5) R_з C_л$.

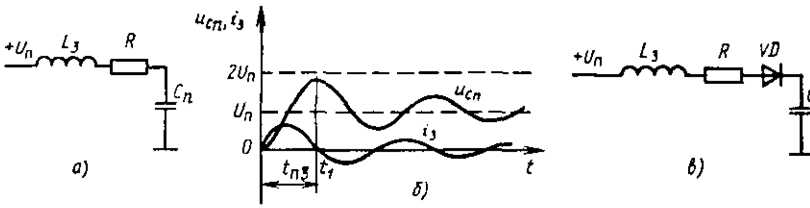


Рис. 11.14. Эквивалентная схема генератора импульсов с резонансной зарядкой формирующего устройства (*а*), временные диаграммы (*б*) и схема с диодом (*в*)

При работе генератора происходит полная разрядка конденсаторов формирующего устройства и при использовании в зарядной цепи резистора $R_з$ КПД генератора импульсов не превышает 0,5 (см. § 11.1).

Резонансный режим зарядки формирующего устройства. Для увеличения КПД генератора импульсов используют резонансный режим зарядки формирующего устройства. С этой целью в зарядную цепь вместо резистора $R_з$ включают катушку индуктивности $L_з$, которая, не оказывая влияния на процесс формирования импульса, изменяет режим зарядки формирующего устройства. Эквивалентная схема зарядной цепи в этом случае включает суммарную емкость формирующего устройства $C_п$, индуктивность $L_з$ и резистор R, сопротивление которого определяется активными потерями в катушке индуктивности (рис. 11.14).

Если в таком контуре декремент затухания $\alpha = R/(2L_з)$ меньше собственной частоты $\omega = 1/\sqrt{L_з C_п}$, то зарядный ток $i_з$ и напряжение на линии $u_{Cп}$ изменяются по колебательному закону

$$i_з(t) = \frac{U_п}{\rho} e^{-\alpha t} \sin \omega t, \quad U_{Cп}(t) \simeq U_п (1 - e^{-\alpha t} \cos \omega t), \quad (11.11)$$

где $\rho = \sqrt{L_з/C_п}$ — характеристическое сопротивление зарядного контура.

При условии $\alpha \ll \omega$ коэффициент затухания

$$d = \frac{2\alpha}{\omega} = \frac{2R\sqrt{L_з C_п}}{2L_з} = \frac{R}{\rho} \ll 1.$$

Из соотношения (11.11) следует, что напряжение на линии в определенные моменты времени $\omega t_n = \pi n$, где $n = 1, 3, 5, \ldots$, превышает $U_п$ (рис. 11.14, *б*). При $\omega t_1 = \pi$, т. е. при $t_1 = \pi/\omega = \pi\sqrt{L_з C_n}$, напряжение u_{Cn} достигает максимального значения:

$$U_{Cn\,max} = U_п\left(1 + e^{-\pi/\alpha\sqrt{L_з C_n}}\right) = U_п\left(1 + e^{-\pi d/2}\right) \simeq$$
$$\simeq 2U_п\left(1 - \frac{\pi d}{4}\right). \qquad (11.12)$$

Если в момент времени t_1 на сетку тиратрона подать отпирающий импульс, заряженная до напряжения U_{max} линия окажется подключенной к нагрузке и на ней будет действовать импульс напряжения амплитудой

$$U_{Rнm} = \frac{U_{Cn\,max}}{2} = U_п(1 - \pi d/4).$$

При таком режиме работы полезная энергия, запасаемая в линии, с учетом соотношения (11.12)

$$E_1 = C_n U_{max}^2/2 = 2U_п^2 C_n (1 - \pi d/4)^2. \qquad (11.13)$$

Энергия потерь $E_2 = \int_0^{t_1} i_з^2 R_з\, dt$. Выражение для тока зарядки (11.11) содержит экспоненциальный множитель. Для упрощения расчетов примем, что зарядный ток изменяется по закону незатухающих колебаний: $i_з(t) \simeq (U_п/\rho)\sin\omega t$. Тогда

$$E_2 = \int_0^{t_1} \frac{U_п^2}{\rho^2} R_з \sin^2 \omega t\, dt = \int_0^{\pi/\sqrt{L_з C_n}} \frac{U_п^2}{\rho^2} R_з \frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega t)\, dt =$$
$$= 2U_п^2 C_n \frac{\pi d}{4}. \qquad (11.14)$$

Следует иметь в виду, что в силу принятого допущения полученное выражение дает несколько завышенное значение энергии потерь.

Таким образом, КПД при резонансной зарядке формирующего устройства с учетом соотношений (11.13) и (11.14)

$$\eta = \frac{E_1}{E_1 + E_2} = \frac{(1 - \pi d/4)^2}{(1 - \pi d/4)^2 + \pi d/4} \simeq 1 - \pi d/4.$$

Из полученного выражения следует, что КПД генератора оказывается довольно высоким, поскольку $d \ll 1$.

Резонансный режим зарядки формирующего устройства обеспечивает получение импульсов, амплитуда которых близка напряжению источника питания, и высокий КПД. Однако длительность паузы должна быть строго постоянной: $t_{пз} = t_1$. В противном случае линия будет разряжаться при меньшем напряжении, что приведет к снижению КПД и амплитуды импульса.

Этот недостаток можно устранить, если в зарядную цепь последовательно с зарядной индуктивностью включить диод *VD* (рис. 11.14, *в*). Пока до момента времени t_1 (рис. 11.14, *б*) в контуре протекает зарядный ток в прямом направлении, диод открыт и напряжение на линии увеличивается. В момент времени t_1 напряжение достигает максимального значения и диод закрывается, что предотвращает протекание зарядного тока в обратном направлении. *Таким образом, напряжение на линии, достигнув в момент времени t_1 максимального значения, в дальнейшем остается неизменным.* В результате длительность паузы может быть переменной: $t_{пз} \gg t_1$.

Генераторы с формирующими устройствами обеспечивают получение импульсов прямоугольной формы большой мощности (50 МВт и более). Однако в тех случаях, когда необходимо изменять длительность импульсов или работать с переменной нагрузкой, применять такие генераторы затруднительно.

§ 11.4. ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ С ИНДУКТИВНЫМИ НАКОПИТЕЛЯМИ

Емкостные накопители энергии имеют определенный предел накопления энергии, который определяется электрической прочностью выбранного диэлектрика. В современных конденсаторах *электрическое поле, длительно* выдерживаемое диэлектриком, составляет 10^6 В/см. Дальнейшее повышение напряженности поля (до $10^7 \ldots 10^8$ В/см) приводит к появлению автоэлектронной эмиссии с электродов и пробою диэлектриков. В этом отношении *индуктивные накопители* имеют определенные преимущества, поскольку в них накапливается энергия магнитного поля. Поэтому для получения мощных импульсов используются также *генераторы с индуктивными накопителями.*

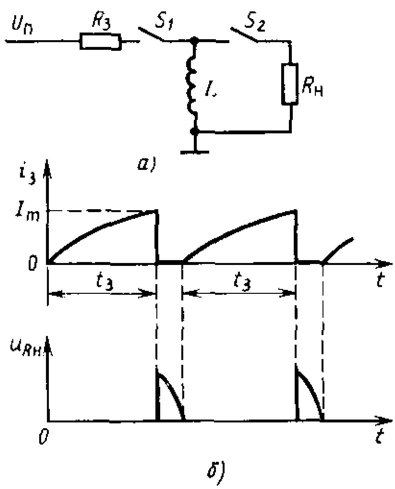


Рис. 11.15. Эквивалентная схема генератора с индуктивным накопителем (*а*) и временные диаграммы (*б*)

Принцип действия такого генератора можно пояснить на примере простейшей схемы, состоящей из источника питания $U_п$ катушки индуктивности L, выполняющей функции накопителя энергии, нагрузочного резистора $R_н$ и двух ключей S_1 и S_2 (рис. 11.15). При рассмотрении процессов в такой схеме необходимо учитывать наличие эквивалентного зарядного сопротивления $R_з$, обусловленного активными потерями в зарядной цепи.

Когда в момент времени $t=0$ ключ S_1 замкнут, а S_2 разомкнут, от источника питания через катушку индуктивности протекает ток, изменяющийся по экспоненциальному закону: $i_з(t) = (U_п/R_з)(1 - e^{-t/\tau})$, где $\tau = L/R_з$ — постоянная времени зарядной цепи.

Через определенный интервал времени $t_з$, когда ток достигнет значения $I_з=(U_п/R_з)(1-e^{-t_з/\tau})$, ключ S_1 размыкается, а ключ S_2 замыкается. В результате катушка индуктивности оказывается подключенной к резистору $R_н$ и на нем выделяется запасенная в катушке индуктивности энергия. При этом ток,

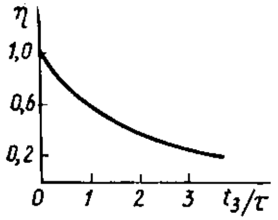


Рис. 11.16. Зависимость КПД генератора от времени протекания тока через катушку индуктивности

протекающий через нагрузочный резистор, а следовательно, и падение напряжения на нем изменяются по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau_1=L/R_н$ (рис. 11.15, *б*). Обычно в схемах генераторов импульсов с индуктивным накопителем роль ключа S_2 выполняет искровой промежуток, который при размыкании ключа S_1 пробивается импульсом напряжения, возникающего на индуктивности.

Запасенная в катушке индуктивности энергия

$$E_1=\frac{LI_з^2}{2}=\frac{1}{2}L\frac{U_п^2}{R_з^2}(1-e^{-t_з/\tau})^2 \qquad (11.15)$$

расходуется в нагрузке и, таким образом, является полезной. Энергия потерь при протекании тока $i_з$ через зарядное сопротивление

$$\begin{aligned} E_2&=\int_0^{t_з} i_з^2R_з\,dt=\frac{E^2}{R_з}\int_0^{t_з}(1-e^{-t/\tau})^2\,dt=\\ &=\frac{E^2}{R_з^2}L\left(\frac{t_з}{\tau}-\frac{3}{2}+2e^{-t_з/\tau}-\frac{1}{2}e^{-2t_з/\tau}\right). \end{aligned} \qquad (11.16)$$

С учетом соотношений (11.15), (11.16) КПД генератора с индуктивным накопителем

$$\eta=\frac{E_1}{E_1+E_2}=\frac{1}{2}\frac{1-2e^{-t_з/\tau}+e^{-2t_з/\tau}}{t_з/\tau-1+e^{-t_з/\tau}}.$$

Как видно, КПД генератора с индуктивным накопителем энергии определяется отношением времени накопления энергии $t_з$ к постоянной времени зарядной цепи $\tau=L/R_з$. Чем больше это отношение, тем меньше КПД генератора (рис. 11.16). Уменьшение η с увеличением времени протекания тока связано с тем, что нарастание тока, а следовательно, и увеличение запасаемой в катушке индуктивности энергии происходят за время $t_з=(3...5)\tau$. При дальнейшем протекании тока запасаемая энергия не увеличивается, а происходит лишь потеря энергии в активном сопротивлении $R_з$. Увеличить КПД можно, уменьшая время накопления энергии. Однако при этом снижается накапливаемая энергия. Поскольку максимальное значение тока $i_з$ зависит от эквивалентного активного сопротивления $R_з$, при конструировании генераторов с индуктивным накопителем большое внимание уделяется уменьшению этого сопротивления.

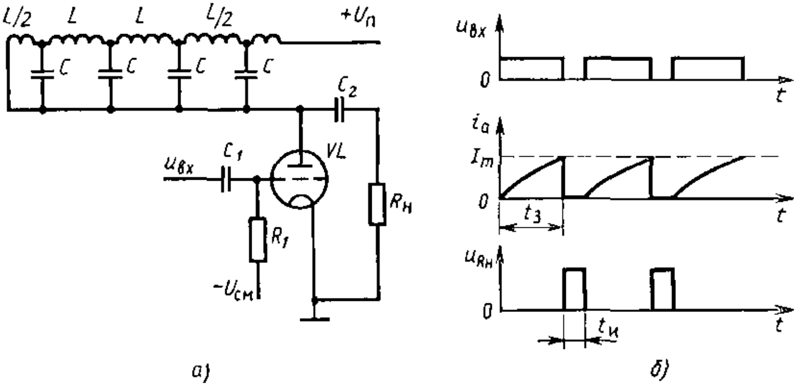


Рис. 11.17. Схема генератора с накопителем в виде короткозамкнутой длинной линии (*а*) и временные диаграммы (*б*)

Отличительной особенностью генератора с индуктивным накопителем является то, что он обеспечивает получение импульсов напряжения, амплитуда которых превышает напряжение источника питания в несколько раз. Это превышение зависит от скорости изменения тока в индуктивности при размыкании зарядной цепи.

Импульс напряжения, получаемый в генераторе с катушкой индуктивности в качестве накопителя энергии, имеет экспоненциальную форму. Для генерирования импульсов прямоугольной формы используют короткозамкнутые линии (рис. 11.17). В качестве коммутатора применяют электронную лампу. Конденсатор C_2 играет роль разделительного и предотвращает протекание постоянного тока через нагрузку $R_н$.

Если лампа открыта, то через индуктивности линии протекает ток и в них происходит накопление энергии. В конденсаторах C энергия практически не накапливается, так как линия короткозамкнутая. Для получения в таком генераторе импульсов прямоугольной формы необходимо согласовать линию с нагрузкой: $Z_0=\sqrt{L/C}=R_н$. Когда анодный ток лампы, а следовательно, и ток, протекающий через индуктивности L, достигает значения I_m, лампа закрывается (рис. 11.17, *б*). Линия оказывается подключенной к нагрузке $R_н=Z_0$ и в ней начинает протекать волновой процесс, связанный с распространением от нагруженного на $R_{н}$ конца волны тока амплитудой $I_0 = I_m/2$ и волны напряжения $U_0 = I_0 Z_0 = (I_m/2) Z_0$.

По истечении времени $t_1 = l/v$, где v — скорость распространения волнового процесса, после закрывания лампы волна тока достигает короткозамкнутого конца линии, отражается от него без изменения амплитуды и распространяется в обратном направлении. По мере распространения обратной волны тока линия разряжается. Таким образом, по истечении времени $t_{и} = 2l/v$ энергия, запасенная в линии, полностью выделится на нагрузке, где будет действовать импульс напряжения амплитудой $U_{R_{н}} = I_m/(2R_{н})$.

В момент окончания выходного импульса на сетку лампы опять подается входной отпирающий импульс и процессы в схеме повторяются.

Генераторы импульсов с индуктивными накопителями используют для получения одиночных импульсов сверхбольшой мощности ($P_{и} > 10^5$ МВт). В качестве коммутаторов в таких генераторах используют взрывающиеся проволочки (S_1) (рис. 11.15, *а*) и искровые разрядники (S_2). При генерировании периодически повторяющихся импульсов встречаются трудности в обеспечении стабильности импульсов по мощности.

Генераторы с индуктивными накопителями энергии имеют худшие энергетические показатели (малый КПД) по сравнению с генераторами на емкостных накопителях энергии. Вместе с тем без применения повышающих трансформаторов они обеспечивают получение импульсов, амплитуда которых больше напряжения источника питания.

ГЛАВА 12 ГЕНЕРАТОРЫ *ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩИХСЯ* НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

В телевизионных и радиолокационных системах, в измерительных устройствах и системах автоматики широко используют импульсы линейно изменяющегося напряжения (ЛИН).

§ 12.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ГЕНЕРАТОРОВ ЛИН

Параметры генераторов ЛИН. Линейно изменяющееся напряжение часто называют пилообразным. Напряжение импульса изменяется пропорционально времени, прошедшего с момента начала процесса, т. е. в идеальном случае $u(t) = at$, где a — *коэффициент пропорциональности*. Так как напряжение не может нарастать бесконечно, то время линейного изменения ограничено определенным временным интервалом — *длительностью рабочей стадии* $t_{раб}$ (рис. 12.1). Различают линейно нарастающие и линейно спадающие импульсы. В первом случае коэффициент пропорциональности a положительный, во втором отрицательный.

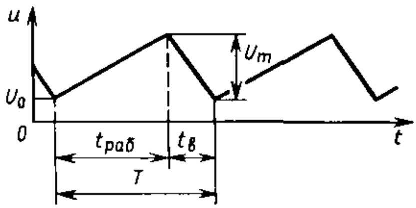


Рис. 12.1. Временна́я диаграмма линейно изменяющегося напряжения

После окончания рабочей стадии напряжение в течение времени $t_в$, которое называется *временем восстановления* (обычно $t_{раб} \gg t_в$), резко изменяется до первоначального значения U_0. Закон изменения напряжения в течение времени $t_в$ не имеет существенного значения. В импульсной технике используются как одиночные, так и периодически повторяющиеся импульсы ЛИН. В последнем случае период повторения импульсов $T = t_{раб} + t_в$.

Хотя генерируемые импульсы и называются линейно изменяющимися, однако закон изменения напряжения во время рабочей стадии отличается от линейного, так как обычно коэффициент пропорциональности не является постоянным: $\mathrm{d}u/\mathrm{d}t = a(t)$. Таким образом, имеет место нелинейность изменения напряжения. Для количественной оценки степени отклонения реального процесса изменения напряжения от идеального линейного вводится параметр — *коэффициент нелинейности*

$$K_н = (|u'|_{max} - |u'|_{min})/|u'|_{max}, \qquad (12.1)$$

где $|u'|_{max} = \left|\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}\right|_{max} = a_{max}$ — максимальная скорость изменения напряжения; $|u'|_{\min} = \left|\frac{du}{dt}\right|_{\min} = a_{\min}$ — минимальная скорость изменения напряжения.

Так как в течение рабочей стадии напряжение может либо увеличиваться, либо уменьшаться, то здесь берутся абсолютные значения скорости изменения напряжения. В идеальном случае линейного изменения напряжения $du/dt = a = \text{const}$ и $K_н = 0$. Поэтому при построении генераторов ЛИН стремятся получить возможно меньший коэффициент линейности.

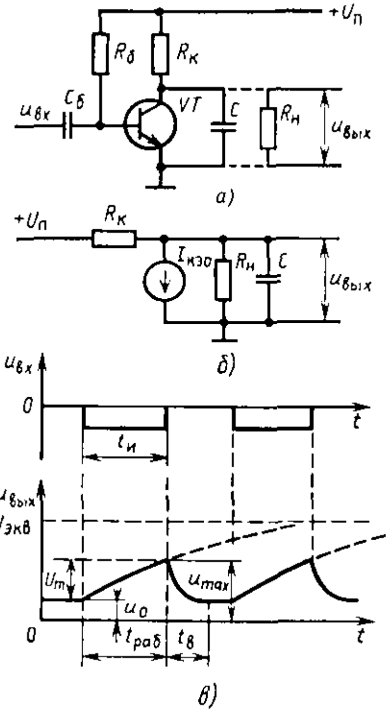


Рис. 12.2. Генератор ЛИН с транзисторным ключом (*а*), эквивалентная схема (*б*) и временные диаграммы (*в*)

Важным параметром любого генератора ЛИН является *коэффициент использования напряжения* источника питания $K_и = U_m/U_п$, где U_m — амплитуда импульса ЛИН; $U_п$ — напряжение источника питания генератора ЛИН.

Наряду с перечисленными основными параметрами генераторов ЛИН важными являются также стабильность формы генерируемых импульсов при работе в периодическом режиме, нагрузочная способность, КПД, возможность изменения параметров ЛИН и др.

В основе принципа действия генераторов ЛИН лежит зарядка и разрядка конденсатора постоянным током. Известно, что напряжение на конденсаторе C определяется соотношением

$$u_C = U_0 \pm \frac{1}{C}\int_0^t i_C\,dt, \qquad (12.2)$$

где U_0 — начальное напряжение на конденсаторе. Знаки перед интегралом учитывают направление протекания тока через конденсатор. При протекании через конденсатор тока зарядки напряжение на нем увеличивается и следует брать знак плюс, при протекании тока разрядки — знак минус.

Если через конденсатор протекает постоянный ток $i_C = I_0$, то напряжение на нем изменяется по линейному закону: $u_C = U_0 \pm \frac{I_0}{C}t$. При этом необходимо периодически заряжать и разряжать конденсатор. Таким образом, генератор ЛИН помимо конденсатора должен содержать цепи зарядки и разрядки.

Генератор ЛИН с транзисторным ключом. Простейшим генератором ЛИН является схема с транзисторным ключом (рис. 12.2, *а*). Транзистор *VT* включен параллельно конденсатору *C*, который периодически заряжается и разряжается. Обычно устройство, на вход которого подаются импульсы ЛИН, имеет входное сопротивление, являющееся нагрузкой для генератора ЛИН. В исходном состоянии транзистор открыт и насыщен. Для этого в соответствии с (7.1) необходимо, чтобы выполнялось условие $R_к h_{21э} > R_б$. Напряжение на конденсаторе равно остаточному напряжению на транзисторе, следовательно, $U_0 = U_{КЭ\,нас}$.

При подаче на вход импульса отрицательной полярности после закрывания транзисторного ключа начинается процесс зарядки конденсатора от источника питания через резистор $R_к$. В соответствии с эквивалентной схемой (рис. 12.2, *б*) процесс зарядки носит экспоненциальный характер (рис. 12.2, *в*). Напряжение на конденсаторе, а следовательно, и выходное напряжение

$$u_{вых} = U_{экв} - (U_{экв} - U_0)\,e^{-t/\tau_1}, \qquad (12.3)$$

где

$$U_{экв} = (U_п - I_{КЭО} R_к)\frac{R_н}{R_н + R_к}; \qquad \tau_1 = C\frac{R_н R_к}{R_н + R_к}.$$

В случае кремниевого транзистора и при отсутствии нагрузки ($R_н \to \infty$) соотношение (12.3) существенно упрощается:

$$u_{вых} = U_п - (U_п - U_0)e^{-t/R_к C}.$$

Процесс зарядки конденсатора продолжается до момента окончания входного импульса, поэтому $t_{раб} = t_и$. Максимальное значение выходного напряжения $U_{вых}(t_{раб}) = U_{экв} - (U_{экв} - U_0) \times e^{-t_{раб}/R_к C}$. Амплитуда выходного импульса

$$U_m = U_{вых}(t_{раб}) - U_{вых}(0) = (U_{экв} - U_0)(1 - e^{-t_{раб}/R_к C}). \qquad (12.4)$$

Скорость нарастания выходного напряжения $\dfrac{du_{вых}}{dt} = u' = \dfrac{U_{экв} - U_0}{R_к C} e^{-t/R_к C}$.

Отсюда

$$u'_{max} = \frac{U_{экв} - U_0}{R_к C}, \quad u'_{min} = \frac{U_{экв} - U_0}{R_к C} e^{-t_{раб}/R_к C}$$

и в соответствии с (12.1) коэффициент нелинейности

$$K_н = 1 - e^{-t_{раб}/R_к C}. \qquad (12.5)$$

Выражение (12.4) позволяет определить коэффициент использования напряжения источника питания

$$K_и = \frac{U_m}{U_п} = \frac{U_{экв} - U_0}{U_п}(1 - e^{-t_{раб}/R_н C}). \qquad (12.6)$$

Из выражений (12.5) и (12.6) следует, что

$$K_{\text{н}} = \frac{U_{\text{экв}} - U_0}{U_{\text{п}}} K_{\text{н}}.$$

После окончания входного импульса транзистор открывается и начинается процесс разрядки конденсатора. В момент открывания транзистора положение рабочей точки определяется точкой A (рис. 12.3). Поскольку транзистор находится в активном режиме, начальный коллекторный ток $I_{\text{к}}(0) = h_{21\text{э}} I_{\text{б}} = h_{21\text{э}} U_{\text{п}}/R_{\text{б}}$. Затем по мере разрядки конденсатора напряжение на нем,

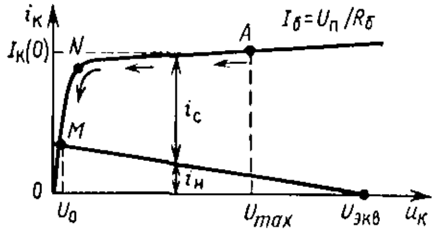


Рис. 12.3. Выходная характеристика транзистора

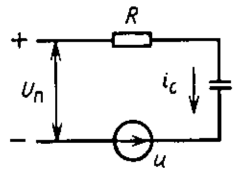


Рис. 12.4. Эквивалентная схема генератора ЛИН компенсационного типа

а следовательно, и коллекторное напряжение транзистора уменьшаются и рабочая точка движется по коллекторной характеристике влево по направлению к точке M. Если пренебречь током $i_{\text{н}}$, протекающим через резисторы $R_{\text{к}}$, $R_{\text{н}}$, то ток разрядки конденсатора i_C остается практически постоянным при движении рабочей точки до точки N. Поэтому напряжение на конденсаторе уменьшается практически по линейному закону. Далее рабочая точка попадает на начальный восходящий участок характеристики, транзистор переходит в режим насыщения и конденсатор разряжается уменьшающимся во времени током. Процесс разрядки заканчивается, когда рабочая точка приходит в M. Время, в течение которого рабочая точка движется по пологому участку характеристики, составляет значительную часть этапа восстановления, поэтому

$$t_{\text{в}} = U_{\max} C / I_{\text{к}}(0).$$

В рассмотренной схеме при малом коэффициенте нелинейности имеет место низкий коэффициент использования напряжения источника питания, что является существенным недостатком схемы. Однако, когда по техническим условиям допустимый коэффициент нелинейности превышает 0,1, эта схема применима.

Сравнительно низкие качественные и количественные показатели генератора ЛИН с транзисторным ключом обусловлены тем, что во время рабочей стадии ток, протекающий через конденсатор, не остается постоянным. Для стабилизации тока, протекающего через конденсатор при формировании ЛИН, используются два метода: *токостабилизирующего элемента и компенсационный.*

Идея первого метода состоит в замене резистора элементом, ток которого не зависит от приложенного напряжения. При включении такого элемента последовательно или параллельно с конденсатором по мере зарядки или разрядки последнего напряжение на элементе изменяется, а ток остается постоянным.

Идея второго метода стабилизации тока, протекающего через конденсатор, заключается в следующем. Последовательно с конденсатором включается дополнительный источник питания u (рис. 12.4) и ток в цепи $i_C = (U_п + u + u_C)/R$. Если напряжение дополнительного источника изменяется по тому же закону, что и на конденсаторе, и имеет обратную полярность, т. е. $u = -u_C$, то ток i_C остается постоянным $I_B = U_п/R$. Обычно в качестве дополнительного источника напряжения используется выходное напряжение усилителя. Управление этим напряжением осуществляется цепью обратной связи. По виду обратной связи различают *генераторы ЛИН с отрицательной и положительной обратной связью.*

§ 12.2. ГЕНЕРАТОР ЛИН С ТОКОСТАБИЛИЗИРУЮЩИМ ЭЛЕМЕНТОМ

В качестве токостабилизирующих элементов в генераторах ЛИН используются либо транзисторы, работающие в активном режиме, либо пентоды. Транзисторы обеспечивают генерирование импульсов ЛИН амплитудой несколько десятков вольт, а пентоды амплитуды до 100. . .150 В. При использовании транзистора его целесообразно включать по схеме с общей базой. В этом случае имеет место меньший наклон выходных характеристик, т. е. большее дифференциальное сопротивление.

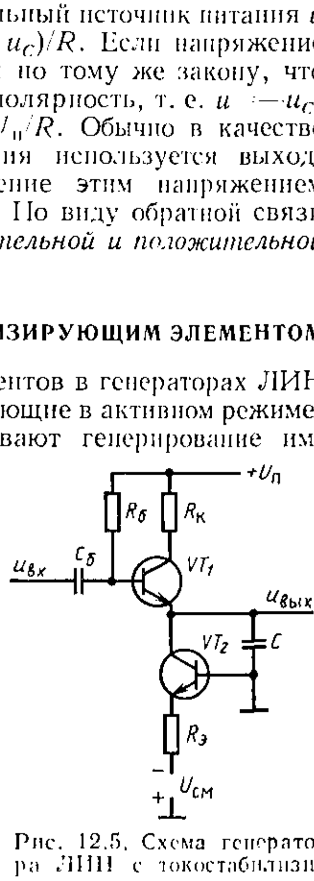


Рис. 12.5. Схема генератора ЛИН с токостабилизирующим транзистором

Генератор ЛИН с токостабилизирующим элементом имеет два транзистора, один из которых (VT_1) работает в ключевом режиме, а другой (VT_2) — в активном (рис. 12.5). Сопротивление резистора $R_к$ невелико, и он включается для обеспечения режима насыщения транзистора VT_1, что способствует сокращению длительности стадии восстановления.

В исходном состоянии транзистор VT_1 открыт и насыщен. Конденсатор C заряжен до напряжения $U_{max} = U_п - R_к i_{к2}$, где $i_{к2}$ — коллекторный ток транзистора VT_2. Этому режиму соответствует точка A на статической характеристике (рис. 12.6).

При подаче на базу транзистора VT_1 входного импульса отрицательной полярности последний запирается и конденсатор C начинает разряжаться коллекторным током открытого транзистора VT_2. Напряжение на конденсаторе и коллекторе транзистора VT_2 уменьшается, что сопровождается движением рабочей точки по статической коллекторной характеристике влево. В идеальном случае, когда угол наклона коллекторной характеристики $\alpha = 0$, коллекторный ток транзистора, а следовательно, и разрядный ток конденсатора постоянны и напряжение на конденсаторе уменьшается по линейному закону.

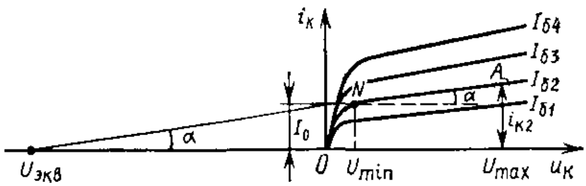


Рис. 12.6. Выходные характеристики транзистора, включенного по схеме с общей базой

Реальные коллекторные характеристики имеют определенный, хотя и небольшой, наклон ($\alpha \neq 0$). В этом случае происходит некоторое уменьшение коллекторного тока, что приводит к появлению нелинейности выходного напряжения.

Для расчета параметров генератора ЛИН осуществим линейную аппроксимацию пологого участка коллекторной характеристики транзистора VT_2 (рис. 12.6). Тогда коллекторный ток транзистора $i_{к2}$ или, что то же самое, ток разрядки конденсатора

$$i_C = i_{к2} = I_0 + u_к/r_i = (U_{экв} + u_к)/r_i,$$

где r_i — дифференциальное сопротивление транзистора; $U_{экв} = I_0 r_i$ — эквивалентное напряжение. Обычно дифференциальное сопротивление $r_i = 0{,}5\ldots2$ МОм, а эквивалентное напряжение $U_{экв} = 500\ldots2000$ В.

Воспользовавшись соотношением (12.2) и учитывая, что конденсатор разряжается и напряжение на нем спадает, получим следующее дифференциальное уравнение:

$$C\frac{du_C}{dt} = -i_C = -\frac{U_{экв} + u_C}{r_i}.$$

Здесь учтено, что $u_к = u_с$. Имея в виду, что конденсатор C первоначально заряжен до напряжения $U_0 = U_{max}$, в результате решения дифференциального уравнения получим

$$u_C(t) = u_{вых}(t) = -U_{экв} + (U_{экв} + U_{max})\,e^{-t/\tau_{экв}}, \qquad (12.7)$$

где $\tau_{экв} = r_i C$.

Конденсатор C разряжается до тех пор, пока действует входной импульс. Если длительность этого импульса $t_и$, то к концу рабочей стадии ($t_{и}-t_{раб}$), когда рабочая точка переходит в точку N, напряжение на конденсаторе $U_{min}=u_C(t_{раб})=$ $=-U_{экв}+(U_{экв}+U_{max})e^{-t_{раб}/\tau_{экв}}$ и амплитуда импульса ЛИН

$$U_m=U_{max}-U_{min}=(U_{экв}+U_{max})\left(1-e^{-t_{раб}/\tau_{экв}}\right).$$

Здесь следует подчеркнуть, что амплитуда ЛИН ограничена параметрами транзистора, а именно — максимально возможным изменением коллекторного напряжения, при котором рабочая точка не выходит за пределы пологого участка коллекторной характеристики. Таким образом, коэффициент использования напряжения источника питания

$$K_{и}=\frac{U_{экв}+U_{max}}{U_{п}}\left(1-e^{-t_{раб}/\tau_{экв}}\right). \tag{12.8}$$

Из уравнения (12.7) определим скорость изменения выходного напряжения

$$\frac{du_{вых}}{dt}=-\frac{U_{экв}+U_{max}}{\tau_{экв}}e^{-t/\tau_{экв}}.$$

Максимальная скорость изменения напряжения будет при $t=0$, а минимальная — при $t=t_{раб}$. Тогда коэффициент нелинейности в соответствии с (12.1)

$$K_{н}=1-e^{-t_{раб}/\tau_{экв}}. \tag{12.9}$$

После окончания входного импульса транзистор VT_1 открывается и переходит в режим насыщения. Так как при этом $u_{кэ1}=$ $=U_{КЭ\,нас}\simeq0{,}2$ В, то можно считать, что конденсатор C заряжается через резистор $R_{к}$ с постоянной времени $\tau=R_{к}C$ и длительность стадии восстановления $t_{в}=(3...5)R_{к}C$.

Резистор $R_{к}$ в схеме может отсутствовать. Тогда при открывании транзистор VT_1 будет работать в активном режиме и коллекторное напряжение $u_{кэ1}=U_{п}-u_C$. Конденсатор будет заряжаться разностным током $i_C=i_{к1}-i_{к2}$. По мере зарядки конденсатора напряжение u_C увеличивается, а $u_{кэ1}$ — уменьшается. Чем больше разностный ток, т. е. чем больше $i_{к1}$, тем меньше длительность стадии восстановления. Однако известно, что допустимый коллекторный ток транзистора в активном режиме намного меньше, чем при работе в режиме насыщения. Поэтому время зарядки конденсатора C (длительность стадии восстановления) в первом случае, т. е. при наличии резистора $R_{к}$, может быть существенно меньше, чем в его отсутствие. Однако в схеме генератора без резистора $R_{к}$ амплитуда импульса ЛИН оказывается несколько больше.

Из соотношений (12.8) и (12.9) следует

$$K_{и}=\frac{U_{экв}+U_{max}}{U_{п}}K_{н}. \tag{12.10}$$

Таким образом, в схеме генератора ЛИН с токостабилизирующим элементом, так же как и в схеме с транзисторным ключом, коэффициент использования напряжения источника питания пропорционален коэффициенту нелинейности. Однако в формуле (12.10) коэффициент пропорциональности $(U_{экв}+U_{max})/U_{п}\gg 1$, поскольку $U_{экв}\gg U_{п}$, а в схеме с транзисторным ключом $(U_{экв}-U_0)/U_{п}<1$, так как $U_{экв}<U_{п}$. Поэтому в рассмотренном генераторе ЛИН на транзисторах при $K_{н}=0{,}01\ldots0{,}03$ коэффициент использования напряжения источника питания достигает 0,9.

На коэффициент нелинейности оказывают влияние угол наклона выходной характеристики транзистора и подключенное параллельно конденсатору сопротивление нагрузки, которое шунтирует его. Поэтому в генераторе с токостабилизирующим элементом $K_{н}\geqslant 0{,}05$. Скорость изменения выходного напряжения во время рабочей стадии $\mathrm{d}u_{вых}/\mathrm{d}t$ регулируется путем изменения коллекторного тока транзистора. Для этого используется переменный резистор $R_{э}$. При расчете пределов регулирования $\mathrm{d}u_{вых}/\mathrm{d}t$ необходимо исходить из того, что при любых коллекторных токах транзистор VT_2 должен работать в активном режиме.

§ 12.3. ГЕНЕРАТОР ЛИН С ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Для получения импульсов ЛИН с коэффициентом нелинейности $K_{н}<0{,}05$ используют генераторы компенсационного типа. Структурная схема генератора ЛИН с положительной обратной связью включает операционный усилитель, источник напряжения и RC-цепь (рис. 12.7). Конденсатор C подключен к входу усилителя, следовательно, $u_C=u_{вх}$.

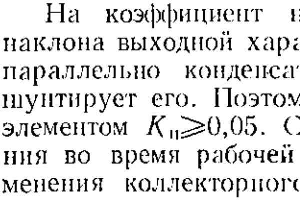


Рис. 12.7. Функциональная схема генератора ЛИН с положительной обратной связью

Анализ схемы проведем в предположении, что входной ток усилителя отсутствует, т. е. его входное сопротивление $r_{вх}\to\infty$, а выходное сопротивление $r_{вых}\ll R$. Если выходное напряжение усилителя изменяется в фазе с входным, то $iR+u_C-u_{вых}=U_{п}$. Продифференцируем это уравнение по времени:

$$R\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}+\frac{\mathrm{d}u_C}{\mathrm{d}t}-\frac{\mathrm{d}u_{вых}}{\mathrm{d}t}=0.$$

Положим, что усилитель работает в линейном режиме, т. е. $u_{вых}=Ku_{вх}$, где K — коэффициент усиления. С учетом того, что $u_{вх}=u_C$, получим

$$R\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}+(1-K)\frac{\mathrm{d}u_C}{\mathrm{d}t}=0.$$

Напряжение на конденсаторе $u_C=\frac{1}{C}\int i\,\mathrm{d}t$, следовательно, $\mathrm{d}u_C/\mathrm{d}t=i/C$. После подстановки будем иметь следующее уравнение: $\frac{RC}{1-K}\frac{di}{dt} + i = 0$. Решение его имеет вид

$$i = I_0 e^{-t/\tau_{экв}}, \tag{12.11}$$

где $I_0 = U_п/R$ — начальное значение тока; $\tau_{экв} = RC/(1-K)$ — эквивалентная постоянная времени.

Как видно, в такой схеме ток, протекающий через конденсатор, строго говоря, не остается постоянным, а изменяется по экспоненциальному закону. Однако здесь есть принципиальная возможность сделать изменение тока i за любой конечный промежуток времени $t_{раб}$ сколь угодно малым. Для этого при принятых допущениях необходимо, чтобы в предельном случае коэффициент усиления усилителя $K = 1$, тогда $\tau_{экв} \to \infty$ и $i = I_0$. Отсюда следует, что в качестве усилителя должен быть использован эмиттерный повторитель, выходное напряжение которого изменяется в фазе с входным и коэффициент усиления близок единице. Таким образом, эффект компенсации в рассмотренной структурной схеме формально проявляется в увеличении постоянной времени $\tau_{экв}$ в $1/(1-K)$ раз по сравнению с обычной цепью.

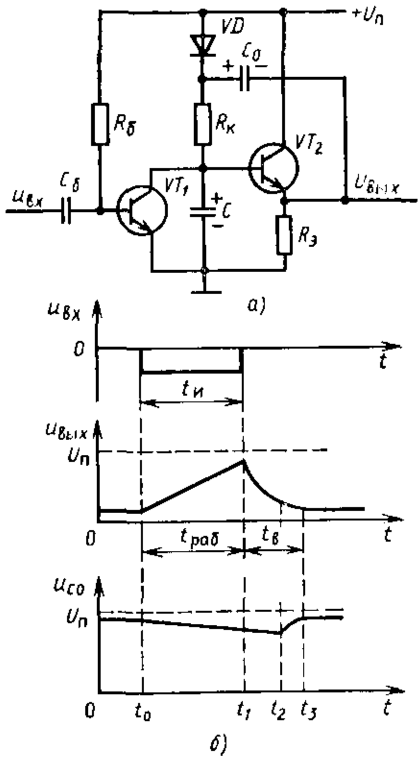


Рис. 12.8. Схема генератора ЛИН с положительной обратной связью (*а*) и временные диаграммы (*б*)

В соответствии с принципом компенсации компенсирующее напряжение — в данном случае $u_{вых}$ — изменяется по тому же закону, что и u_C, поэтому линейно изменяющееся напряжение снимается не с конденсатора C, а с выхода усилителя. В этом случае практически исключается влияние сопротивления нагрузки на процесс генерирования ЛИН, так как обычно $r_{вых} \ll R_н$.

При реализации такой структурной схемы имеется трудность, которая связана с тем, что ни один из полюсов источника напряжения не может быть подключен к «заземленной» точке. Это обстоятельство вынуждает в качестве источника напряжения использовать накопительный конденсатор большой емкости.

Схема генератора. Простейшая схема генератора ЛИН с положительной обратной связью состоит из двух транзисторов VT_1 и VT_2 (рис. 12.8). Транзистор VT_1 работает в ключевом режиме, а транзистор VT_2 — в активном режиме и вместе с резистором $R_э$ образует эмиттерный повторитель. Конденсатор C_0 выполняет роль источника напряжения.

В исходном состоянии транзистор VT_1 открыт и насыщен. Через цепь, состоящую из диода VD, резистора $R_к$, транзистора VT_1, протекает ток, приблизительно равный $I_0 \approx U_п/R_к$. Напряжение на конденсаторе C, а следовательно, и напряжение на выходе эмиттерного повторителя $U_{вых}(0)$ при этом близки нулю. Конденсатор C_0 заряжен практически до напряжения источника питания: $U_{C_0}=U_п-U_{VD}-U_{вых}(0) \simeq U_п$, где U_{VD} — напряжение на открытом диоде VD.

При подаче на вход схемы импульса напряжения отрицательной полярности длительностью $t_и$ транзистор VT_1 закрывается. В результате конденсатор C, который до этого был зашунтирован открытым транзистором VT_1, начинает заряжаться током I_0. Напряжение на нем увеличивается и соответственно начинает нарастать напряжение на выходе схемы. Уже при незначительном увеличении выходного напряжения диод VD закрывается, так как к нему прикладывается обратное напряжение. Действительно, напряжение на аноде диода постоянно и равно $+U_п$. Напряжение на катоде определяется суммой начального напряжения на конденсаторе C_0 ($U_{C_0}=U_п-U_{VD}-U_{вых}(0)$) и выходного напряжения $u_{вых}(t)$. Так как $u_{вых}(t) > u_{вых}(0)$, то разность потенциалов между анодом и катодом диода оказывается меньше напряжения U_{VD}, необходимого для того, чтобы диод находился в открытом состоянии. Поэтому диод закрывается и, таким образом, источник питания отключается от RC-цепи. Роль источника напряжения начинает выполнять конденсатор C_0.

В дальнейшем по мере зарядки конденсатора C увеличивается напряжение на базе транзистора VT_2 и соответственно возрастает выходное напряжение. При коэффициенте усиления эмиттерного повторителя, близком единице, приращение напряжения на конденсаторе C практически равно приращению напряжения на выходе и, таким образом, в замкнутой цепи, состоящей из конденсатора C_0, резистора $R_к$, конденсатора C и резистора $R_э$, имеет место почти полная компенсация напряжения на конденсаторе C выходным напряжением $u_{вых}(t)$. Следовательно, ток, протекающий через резистор $R_к$ и заряжающий конденсатор C, будет практически постоянным, а напряжения на конденсаторе и на выходе $u_{вых}(t)$ будут изменяться по линейному закону.

Компенсация имеет место до тех пор, пока, несмотря на рост коллекторного тока, транзистор VT_2 находится в активном режиме. Только в этом случае сохраняется пропорциональная зависимость между базовым и коллекторным токами. Минимально возможная разность потенциалов между коллектором и эмиттером, при которой транзистор еще работает в активном режиме, составляет 0,5 ... 1 В и максимальное значение выходного напряжения $U_m = U_п - (0,5 \ldots 1)$ В. Поэтому коэффициент использования напряжения источника питания оказывается достаточно высоким: $K_и = 0,8 \ldots 0,9$.

Во время рабочей стадии ток зарядки конденсатора C в соответствии с выражением (12.11) изменяется, что приводит и к *изменению скорости нарастания выходного напряжения:*

$$\frac{du_{вых}}{dt} = K\frac{du_{вх}}{dt} = K\frac{i}{C} = K\frac{I_0}{C}e^{-t/\tau_{экв}} = K\frac{U_п}{RC}e^{-t/\tau_{экв}}.$$

Определив из этого соотношения значения $u'_{max} = K\dfrac{U_п}{RC}$ и $u'_{min} = K\dfrac{U_п}{RC}e^{-t_{раб}/\tau_{экв}}$, получим выражение для коэффициента нелинейности $K_н = 1 - e^{-t_{раб}/\tau_{экв}}$. При $t_{раб}/\tau_{экв} \ll 1$ имеем

$$K_н = (1-K)\,t_{раб}/(RC). \qquad (12.12)$$

Из полученного соотношения следует, что в схеме генератора ЛИН с положительной обратной связью нелинейность генерируемого *напряжения оказывается намного меньше по сравнению* с нелинейностью обычной RC-цепи, так как $(1-K) \ll 1$.

После окончания входного импульса транзистор VT_1 открывается и конденсатор C разряжается. Процесс разрядки C протекает *аналогично процессу, рассмотренному* в § 12.2. За время рабочей стадии, а также в интервале времени (t_1, t_2) напряжение на конденсаторе C_0 хотя и незначительно, но уменьшается. Поэтому в схеме также протекает ток дозарядки конденсатора C_0 через открывшийся диод и выходное сопротивление эмиттерного повторителя. Диод VD открывается в самом конце процесса разрядки конденсатора C, т. е. в момент времени t_2, когда практически восстанавливается исходное стационарное напряжение на конденсаторе C. Дозарядка конденсатора C_0 (интервал времени $t_2 \ldots t_3$) осуществляется от источника питания $U_п$ через открытый диод VD и выходное сопротивление эмиттерного повторителя. Таким образом, длительность стадии восстановления $t_в$ определяется суммой времени разрядки конденсатора C и времени дозарядки конденсатора C_0.

На коэффициент нелинейности в рассмотренной схеме оказывают влияние также изменение напряжения на конденсаторе C_0 и входное сопротивление эмиттерного повторителя $r_{вх}$. Действительно, за время рабочей стадии через конденсаторы C_0 и C протекает практически одинаковый ток I_0, следовательно, к моменту времени t_1 напряжение на конденсаторе C_0 уменьшится на величину $\Delta u_{C_0} \approx (C/C_0)U_m$, где U_m — амплитуда напряжения на конденсаторе C. В момент времени t_1 компенсирующее напряжение равно не KU_m, а $KU_m - \Delta u_{C_0}$, что эквивалентно уменьшению коэффициента усиления эмиттерного повторителя: $K' =$

$=K-C/C_0$. Кроме того, при выводе соотношения (12.12) мы пренебрегли входным током эмиттерного повторителя. Это допустимо при условии $r_{вх} \gg R$. В противном случае входной ток может составлять заметную часть тока I_0, что приводит к уменьшению коэффициента передачи на величину $KR/r_{вх}$. Таким образом, с учетом рассмотренных явлений выражение для коэффициента нелинейности вместо (12.12) приобретает вид

$$K_н = \left(1 - K + \frac{C}{C_0} - K\frac{R}{r_{вх}}\right)\frac{t_{раб}}{RC}.$$

Для увеличения коэффициента усиления эмиттерного повторителя и соответственно для уменьшения коэффициента нелинейности резистор $R_э$ должен иметь большое сопротивление. Однако при значительном $R_э$ падение напряжения на нем за счет протекания тока дозарядки конденсатора C_0 может настолько увеличиться, что потенциал базы транзистора VT_2 окажется отрицательным относительно эмиттера, и транзистор закроется. Это приведет к существенному увеличению времени дозарядки C_0 и соответственно времени восстановления, поскольку $t_з - t_2 \simeq (3 \ldots 5)R_эC_0$.

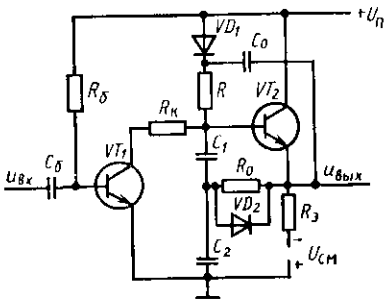


Рис. 12.9. Схема генератора ЛИН с дополнительной интегрирующей цепочкой

Генератор с дополнительной интегрирующей цепочкой. Для уменьшения коэффициента нелинейности, сокращения стадии восстановления используется более сложная схема генератора ЛИН с положительной обратной связью (рис. 12.9). Здесь в эмиттерную цепь транзистора VT_2 включен дополнительный источник напряжения $U_{см}$, который предотвращает закрывание транзистора VT_2 при дозарядке конденсатора C_0. В результате конденсатор C_0 дозаряжается через выходное сопротивление эмиттерного повторителя $r_{вых} \ll R_э$, что существенно сокращает время восстановления. Кроме того, в коллекторную цепь транзистора VT_1 включается резистор $R_к$. Это обеспечивает режим насыщения транзистора VT_1 при его открывании и соответственно уменьшается время разрядки конденсаторов C_1 и C_2 (см. § 12.1).

Существенным является также и то, что конденсатор C заменен двумя последовательно включенными конденсаторами C_1 и C_2. Конденсатор C_2 вместе с резистором R_0 образуют интегрирующую цепь. Это позволяет уменьшить коэффициент нелинейности в несколько раз по сравнению с простейшей схемой (см. рис. 12.8).

Нелинейность выходного напряжения в простейшей схеме в значительной степени обусловлена тем, что напряжение на конденсаторе C при его зарядке нарастает с убывающей скоростью, поскольку в соответствии с соотношением (12.11) зарядный ток уменьшается. При наличии двух конденсаторов через один из них (C_1) в рабочей стадии также протекает уменьшающийся во времени ток, а через другой (C_2) наряду с этим током протекает увеличивающийся во времени ток, обусловленный линейно нарастающим выходным напряжением $u_{вых}$. Этот ток определяется сопротивлением резистора R_0. В результате скорость нарастания напряжения u'_{C2} на этом конденсаторе с течением времени увеличивается. Параметры R_0C_2-

цепи можно подобрать так, что уменьшение скорости изменения напряжения на конденсаторе C_1 в значительной мере компенсируется увеличением скорости нарастания напряжения на конденсаторе C_2. В этом случае напряжение на входе эмиттерного повторителя, равное сумме напряжений на конденсаторах C_1 и C_2, будет нарастать линейно.

Для уменьшения времени разрядки конденсаторов C_1 и C_2 в течение стадии восстановления параллельно резистору R_0 включается диод VD_2. При открывании транзистора VT_1 конденсаторы C_1 и C_2 оказываются включенными параллельно и разряжаются через открытый диод VD_2 и выходное сопротивление эмиттерного повторителя.

§ 12.4. ГЕНЕРАТОР ЛИН С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

В генераторах ЛИН компенсационного типа с отрицательной обратной связью конденсатор C включается между входом и выходом усилителя (рис. 12.10). Такого рода генераторы довольно часто называют генераторами ЛИН с емкостной отрицательной обратной связью. В этом случае при размыкании ключа

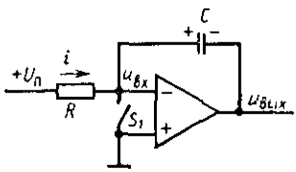


Рис. 12.10. Функциональная схема генератора ЛИН с отрицательной обратной связью

S_1 через конденсатор начнет протекать ток зарядки. При уменьшении с течением времени тока зарядки конденсатора начнет увеличиваться напряжение на входе усилителя, так как падение напряжения на резисторе R уменьшится. В результате на выходе усилителя появится напряжение $u_{вых}$. Напряжение на конденсаторе u_C находится в противофазе с выходным напряжением усилителя $u_{вых}$, что будет способствовать стабилизации тока зарядки конденсатора, линеаризации u_C и соответственно $u_{вых}$.

Для определения условий линейного изменения напряжения на конденсаторе C при рассмотрении процессов в схеме пренебрежем входным током усилителя и положим $R \ll r_{вых}$, где $r_{вых}$ — выходное сопротивление усилителя. Тогда для цепи, состоящий из источника напряжения $U_п$, резистора R, конденсатора C и выхода усилителя, имеем $Ri + u_C - u_{вых} = U_п$. После дифференцирования по времени получим

$$R\frac{di}{dt} + \frac{du_C}{dt} - \frac{du_{вых}}{dt} = 0. \qquad (12.13)$$

Если усилитель работает в линейном режиме, то $u_{вых} = Ku_{вх}$ и $du_{вых}/dt = K du_{вх}/dt$, где K — коэффициент усиления усилителя. В свою очередь, $u_{вх} = U_п - Ri$ и $du_{вх}/dt = -R\,di/dt$. Таким образом,

$$du_{вых}/dt = -KR\,di/dt. \qquad (12.14)$$

Учитывая, что $du_C/dt = i/C$, после подстановки в уравнение (12.13) выражений для $du_{вых}/dt$ и du_C/dt и некоторых преобразований найдем дифференциальное уравнение для тока: $RC(1+K)\frac{di}{dt}+i=0$. Отсюда

$$i = I_0 e^{-t/\tau_{экв}}, \tag{12.15}$$

где I_0 — начальный зарядный ток конденсатора; $\tau_{экв}=RC(1+K)$ — эквивалентная постоянная времени.

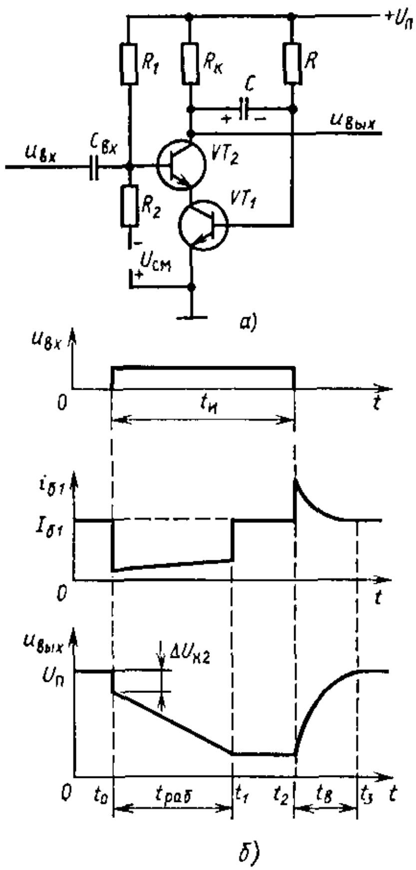


Рис. 12.11. Принципиальная схема генератора ЛИН с отрицательной обратной связью (*а*) и временные диаграммы (*б*)

Итак, в рассмотренной структурной схеме эквивалентная постоянная времени по сравнению с обычной RC-цепью увеличивается в $(1+K)$ раз. Следовательно, $\tau_{экв}$ можно сделать сколь угодно большим и, таким образом, обеспечить практически постоянный ток зарядки конденсатора при использовании усилителя с высоким коэффициентом усиления. Кроме того, непременным условием является противофазность входного и выходного напряжений усилителя. Действительно, компенсация имеет место только в том случае, если при положительном входном напряжении выходное напряжение отрицательное, и наоборот. В противном случае эффект компенсации отсутствует. Это условие легко выполняется при использовании усилителя с нечетным числом каскадов.

В простейшую схему генератора ЛИН с отрицательной обратной связью входят два транзистора, один из которых VT_1 находится во время рабочей стадии в активном режиме, а другой (VT_2) выполняет роль ключа (рис. 12.11). Такая схема иногда называется *интегратором Миллера*. В исходном состоянии транзистор VT_2 закрыт благодаря наличию источника смещения $U_{см}$. Транзистор VT_1 находится в режиме насыщения, поскольку коллекторный ток практически равен нулю (транзистор VT_2 закрыт), а базовый ток $I_{б1}$ $I_R \simeq U_п/R$. Конденсатор заряжен практически до напряжения источника питания: $u_C(0)=U_п-R_к I_{КЭО}-U_{БЭ нас}\simeq U_п$ (полярность напряжения на нем показана на рис. 12.11, *а*).

При подаче на вход схемы импульса прямоугольной формы положительной полярности транзистор VT_2 открывается и через транзисторы VT_1 и VT_2 начинает протекать ток. В результате на резисторе $R_к$ возникает падение напряжения и выходное напряжение скачком уменьшается на величину $\Delta U_{к2}$ (рис. 12.11, *б*). Этот перепад напряжения составляет доли вольт. Конденсатор C оказывается подключенным через открытые транзисторы VT_1, VT_2 и резистор R к источнику питания $U_п$ таким образом, что напряжение на нем имеет встречную полярность. В результате через конденсатор течет ток перезарядки i_C. Так как $i_R=i_{б1}+i_C$, то появление тока перезарядки приведет к уменьшению тока базы $i_{б1}$ и транзистор VT_1 из режима насыщения перейдет в активный режим. Здесь следует заметить, что ток, протекающий через резистор R, имеет максимальное значение $I_R\simeq U_п/R$ и при любом состоянии схемы практически не меняется. Поэтому, насколько увеличится i_C, настолько уменьшится ток $i_{б1}$, и наоборот.

Начальный ток перезарядки конденсатора I_0 можно определить, если рассмотреть цепь, состоящую из резистора R, заряженного конденсатора C и открытых транзисторов VT_1 и VT_2. В этой цепи $U_п=u_R-u_C+u_{вых}$, где $u_R=R(I_0-i_{б1})$, $u_C\simeq U_п$, $u_{вых}=U_п-\Delta U_{к2}$. Обычно $I_0>i_{б1}$, поэтому

$$I_0=(U_п+\Delta U_{к2})/R\simeq U_п/R. \tag{12.16}$$

Компенсация изменения напряжения на конденсаторе выходным напряжением $u_{вых}$ во время рабочей стадии в этой схеме осуществляется следующим образом. Уменьшение тока перезарядки конденсатора C приводит к росту базового тока $i_{б1}$. В результате увеличивается коллекторный ток $i_{к1}=h_{21э}i_{б1}$, выходное напряжение $u_{вых}$ уменьшается за счет увеличения падения напряжения на резисторе $R_к$. При этом на выходе схемы образуется импульс линейно спадающего напряжения. Как видно, чем больше коэффициент усиления схемы, тем меньше изменение базового тока вызывает эффект компенсации. Таким образом, работа генератора соответствует рассмотренной структурной схеме (рис. 12.10).

Из соотношений (12.14) . . . (12.16) следует, что скорость изменения выходного напряжения

$$\left|\frac{du_{вых}}{dt}\right|=\frac{KU_п}{\tau_{экв}}e^{-t/\tau_{экв}}.$$

Отсюда коэффициент нелинейности при $t_{раб}\ll\tau_{экв}$

$$K_н=1-e^{-t_{раб}/\tau_{экв}}\simeq\frac{t_{раб}}{(1+K)RC}. \tag{12.17}$$

При малом коэффициенте нелинейности амплитуда импульса ЛИН может быть определена как произведение начальной скорости изменения выходного напряжения $\left|\frac{du_{вых}}{dt}\right|_{t=t_0}=\frac{KU_п}{\tau_{экв}}$ на длительность рабочей стадии $t_{раб}$:

$$U_m=\frac{KU_п t_{раб}}{\tau_{экв}}=\frac{K}{1+K}U_п\frac{t_{раб}}{RC}. \tag{12.18}$$

Отсюда коэффициент использования напряжения источника питания с учетом того, что $K/(1+K)\simeq 1$ при $K\gg 1$,

$$K_и=t_{раб}/(RC). \tag{12.19}$$

Из выражений (12.17), (12.19) следует, что коэффициент нелинейности в $(1+K)$ раз меньше коэффициента использования напряжения источника питания.

При расчете амплитуды импульса с использованием формулы (12.18) следует иметь в виду, что она справедлива только при условии, что транзистор VT_1 находится в активном режиме. А это возможно, когда амплитуда импульса ЛИН меньше напряжения источника питания на 0,5. . .1 В. Таким образом, в рассматриваемом генераторе $K_и=0{,}8. . .0{,}9$.

Эффект компенсации, а следовательно, и стабилизация тока перезарядки конденсатора C имеют место до тех пор, пока транзистор VT_1 находится в активном режиме, т. е. пока сохраняется пропорциональная зависимость между базовым и коллекторным токами. Если входной импульс не закончится в момент времени t_1, когда транзистор VT_1 окажется на границе насыщения, то в дальнейшем выходное напряжение и напряжение на конденсаторе C будут оставаться постоянными и малыми.

Когда в момент времени t_2 закончится входной импульс, транзистор VT_2 закроется и разряженный конденсатор начнет заряжаться от источника питания через резистор $R_к$ и область база — эмиттер транзистора VT_1. По мере зарядки конденсатора выходное напряжение увеличивается по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau=R_кC$. Таким образом, время восстановления $t_в=(3. . .5)R_кC$. Для уменьшения $t_в$ необходимо, чтобы сопротивление резистора $R_к$ было невелико. Однако при этом уменьшается коэффициент усиления K, что приводит к увеличению коэффициента нелинейности.

Скорость изменения выходного напряжения в таком генераторе можно регулировать, изменяя либо емкость конденсатора C, либо сопротивление резистора R. При этом, естественно, изменяется длительность рабочей стадии, если $t_и>t_{раб}$. Из временной диаграммы следует, что в таком генераторе имеется холостой промежуток времени (t_1, t_2), когда выходное напряжение остается постоянным. Его можно исключить, если точно согласовать длительность входного импульса и длительность рабочей стадии $t_и=t_{раб}$. Однако при генерировании импульсов ЛИН с различной крутизной такое согласование обеспечить в этой схеме трудно.

§ 12.5. ФАНТАСТРОН

Недостатки генератора ЛИН с отрицательной обратной связью, обусловленные необходимостью обеспечения условия равенства длительности входного импульса и длительности рабочей стадии, устраняются в схеме фантастрона. В таком генераторе ЛИН длительность рабочей стадии не зависит от длительности входного импульса, а определяется внутренними процессами, протекающими в самой схеме.

Простейшая схема фантастрона включает генератор ЛИН с отрицательной обратной связью на транзисторах VT_1 и VT_2 и пороговое устройство, представляющее собой своеобразный триггер с эмиттерной связью (триггер Шмитта) на транзисторах VT_2 и VT_3, в котором роль эмиттерного резистора выполняет транзистор VT_1 (рис. 12.12). Пороговое устройство обеспечивает условия, при которых стадия восстановления начинается практически сразу же после окончания процесса генерирования линейно изменяющегося напряжения.

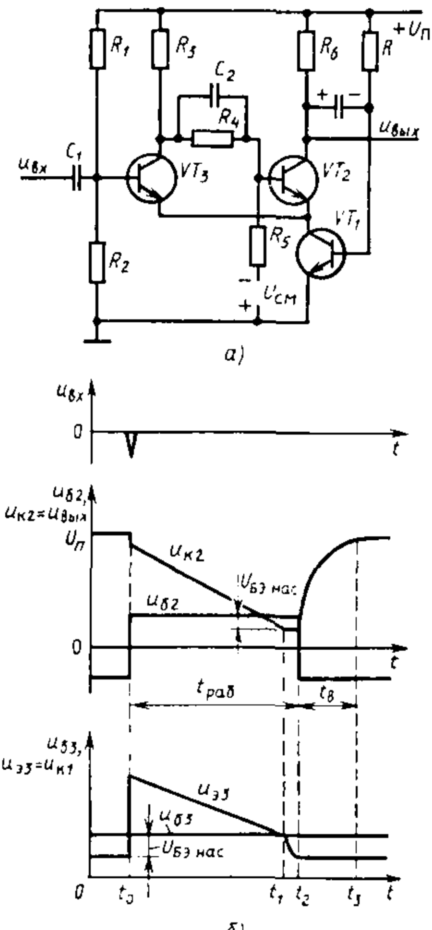


Рис. 12.12. Схема фантастрона (а) и временные диаграммы (б)

В исходном состоянии транзисторы VT_1 и VT_3 должны быть открыты и насыщены, а транзистор VT_2 — закрыт. Для этого необходимо, чтобы параметры схемы удовлетворяли следующим условиям:

$$R < h_{21э}R_э, \quad I_{б3} > U_п/(h_{21э}R_э),$$

$$U_{бэ2} = -U_{см} - U_{КЭ\,нас} + (U_{см} + 2U_{КЭ\,нас})\frac{R_5}{R_1 + R_5} < U_{БЭ\,нас}.$$

Последнее неравенство выполняется и в отсутствие источника смещения $U_{см}$, однако он включается для повышения помехоустойчивости схемы, а также в тех случаях, когда фантастрон выполнен на германиевых транзисторах.

В момент времени t_0 при подаче на вход схемы импульса отрицательной полярности соответствующей амплитуды транзистор VT_3 закрывается. Потенциал его коллектора увеличивается и этот положительный перепад напряжения через форсирующий конденсатор C_2 поступает на базу транзистора VT_2, в результате чего транзистор VT_2 открывается. При открывании транзистора VT_2 транзистор VT_1 из насыщенного состояния переходит в активный режим работы (см. § 12.4), что сопровождается увеличением потенциала коллектора транзистора VT_1, а следовательно, и потенциала эмиттера транзистора VT_3. В силу этого транзистор VT_3 остается в закрытом состоянии даже после окончания входного сигнала. Таким образом, для запуска схемы на вход достаточно подать короткий импульс.

В дальнейшем в схеме протекает процесс перезарядки конденсатора C практически постоянным током и на выходе схемы генерируется линейно спадающее напряжение $u_{вых} = u_{к2}$ (рис. 12.12, *б*). С течением времени потенциалы коллекторов транзисторов VT_1 и VT_2 уменьшаются. Соответственно уменьшается разность потенциалов между коллектором и базой транзистора VT_2, а разность потенциалов между базой и эмиттером транзистора VT_3 увеличивается. Но пока $u_{бэ3} < U_{БЭ\ нас}$, транзистор VT_3 закрыт.

В момент времени t_1 коллекторное напряжение $u_{к2}$ настолько уменьшится, что $u_{бк2} = U_{БЭ\ нас}$ и транзистор VT_2 переходит в режим насыщения. При этом уменьшается коэффициент усиления генератора ЛИН, поскольку резистор R_6 шунтируется резисторами, включенными в базовую цепь транзистора VT_2. Это приводит к уменьшению скорости спада выходного напряжения. После момента времени t_1 напряжение на коллекторе транзистора VT_1 продолжает уменьшаться. В момент времени t_2 потенциал коллектора VT_1, а следовательно, и потенциал эмиттера VT_3 настолько уменьшаются, что разность потенциалов база — эмиттер VT_3 становится равной $U_{БЭ\ нас}$ и транзистор VT_3 открывается. При этом резко уменьшается напряжение $u_{к3}$, соответственно снижается потенциал базы транзистора VT_2 и он закрывается. Интервал времени (t_1, t_2) невелик, поскольку насыщение транзистора VT_2 и открывание транзистора VT_3 происходят почти одновременно. Поэтому за окончание рабочей стадии принимается момент времени t_2.

После закрывания транзистора VT_2 начинается стадия восстановления. При этом конденсатор C дозаряжается от источника питания через резистор R_6 и промежуток база — эмиттер насыщенного транзистора VT_1. Длительность стадии восстановления определяется соотношением $t_в = (3...5)R_6C$.

Коэффициент нелинейности и коэффициент использования напряжения источника питания определяются соотношениями (12.17), (12.18).

Фантастроны обеспечивают получение линейно изменяющегося напряжения с коэффициентом нелинейности 0,001...0,005 при длительности рабочей стадии до нескольких миллисекунд и коэффициенте использования напряжения источника питания 0,9. . .0,95.

§ 12.6. ГЕНЕРАТОРЫ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ ТОКА

В электронных приборах и прежде всего в электронно-лучевых трубках широко используется метод управления электронным потоком путем воздействия на него поперечного магнитного поля, создаваемого при протекании тока через катушку индуктивности. В большинстве случаев требуется обеспечить такие

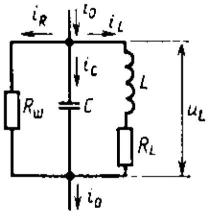


Рис. 12.13. Эквивалентная схема катушки индуктивности

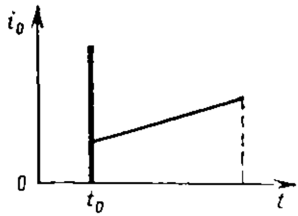


Рис. 12.14. Форма импульса тока

условия, при которых отклонение электронного потока, а следовательно, и магнитного поля изменялись бы по линейному закону. С точки зрения импульсной техники реализация такой задачи заключается в создании генераторов линейно изменяющегося тока, протекающего через катушку индуктивности.

Формирование линейно изменяющегося тока в идеальной катушке индуктивности не представляет особой сложности и реализуется, если к ней приложен импульс напряжения прямоугольной формы амплитудой U_m, тогда $i_L = \frac{1}{L}\int U_m\,dt = (U_m/L)t$. Гораздо сложнее решить эту задачу при использовании реальной катушки индуктивности, эквивалентная схема которой включает индуктивность L, сопротивление R_L и емкость C (рис. 12.13). Сопротивление R_L учитывает активные потери в катушке индуктивности, а емкость конденсатора C в основном обусловлена межвитковой емкостью, которая зависит от числа витков. Резистор $R_ш$ обычно включается параллельно катушке индуктивности для уменьшения длительности переходных процессов.

Определим напряжение u_L, которое должно быть приложено к катушке индуктивности, чтобы через нее протекал линейно изменяющийся ток $i_L = at$, где a — скорость нарастания тока. В соответствии со вторым законом Кирхгофа

$$u_L = L\frac{di_L}{dt} + R_L i_L = aL + aR_L t. \qquad (12.20)$$

Таким образом, напряжение u_L должно изменяться во времени по трапецеидальному закону. В момент начала протекания тока через катушку индуктивности оно должно скачком возрасти на величину aL, а затем нарастать по линейному закону со скоростью aR_L. Необходимо отметить, что для получения линейного закона изменения тока i_L следует обеспечить определенное соотношение между начальным скачком напряжения aL и скоростью нарастания напряжения aR_L, а именно: $\tau = aL/aR_L = L/R_L$. Отсюда следует, что при изменении скорости нарастания тока необходимо наряду с изменением скорости нарастания напряжения менять и первоначальный скачок напряжения.

Если на катушку индуктивности действует напряжение u_L, определяемое соотношением (12.20), то общий ток $i_0 = i_C + i_R + i_L$. Ток, протекающий через конденсатор C,

$$i_C = C\frac{du_L}{dt} = aLC\delta(t) + aR_LC,$$

где $\delta(t)$ — единичная функция.

Таким образом, общий ток i_0 генератора, обеспечивающего линейное изменение тока в катушке индуктивности,

$$i_0 = aLC\delta(t) + a\left(R_LC + \frac{L}{R_ш}\right) + a\left(1 + \frac{R_l}{R_ш}\right)t.$$

Как видно, ток i_0 имеет довольно сложную форму (рис. 12.14). В начальный момент времени t_0 ток должен изменяться как единичная функция $\delta(t)$ (первое слагаемое), т. е. иметь всплеск, длительность которого стремится к нулю. Значение тока при $t>t_0$ определяется постоянной составляющей (второе слагаемое), на которую накладывается линейно нарастающий ток. Сформировать такой формы ток на практике не удается из-за трудностей, связанных с получением первоначального всплеска, который необходим для быстрой зарядки конденсатора C. Поэтому реализуемый ток не содержит начального всплеска, что приводит к кратковременному отклонению закона изменения тока от линейности. Это искажение тем меньше, чем меньше емкость конденсатора C.

Эквивалентная схема катушки индуктивности содержит LC-контур, в котором переходный процесс может носить различный характер — колебательный, апериодический, критический. На практике стремятся обеспечить критический режим работы. Если $R_l \ll \sqrt{L/C}$, то условие критического режима работы $R_ш = 0{,}5\sqrt{L/C}$.

Из изложенного следует, что существует два способа создания в реальной катушке индуктивности линейно изменяющегося тока. При первом к катушке прикладывается напряжение, форма которого соответствует выражению (12.20). При этом генератор напряжения должен иметь нулевое внутреннее сопротивление. При втором способе используется генератор тока с большим внутренним сопротивлением, который принудительно задает форму *тока, не зависящую от параметров катушки индуктивности.* На практике широко используется первый способ.

Для получения импульсов напряжения трапецеидальной формы используются генераторы ЛИН с положительной или отрицательной обратной связью, в которых для создания начального скачка напряжения в цепь обратной связи наряду с конденсатором включается резистор. Однако такой генератор имеет сравнительно высокое внутреннее сопротивление, что приводит к существенной нелинейности тока, протекающего через индуктивность. Поэтому используется усилительный каскад на мощном транзисторе, в эмиттерную или коллекторную цепь которого включается катушка индуктивности. Простейшая схема генератора линейно изменяющегося тока, реализующая этот способ, представлена на рис. 12.15.

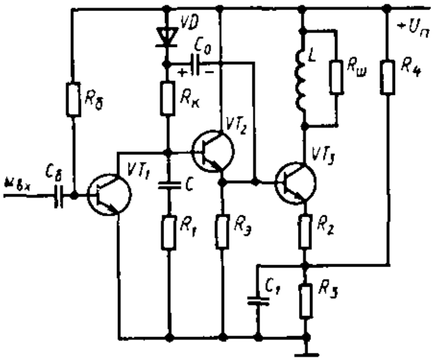


Рис. 12.15. Схема генератора линейно изменяющегося тока

Схема включает генератор трапецеидального напряжения на транзисторах VT_1, VT_2 и усилитель на транзисторе VT_3, *в коллекторную цепь которого включена катушка индуктивности* L. На приведенной схеме не указаны эквивалентные параметры катушки индуктивности R_r и C. Схема генератора трапецеидального напряжения отличается от схемы генератора ЛИН с положительной обратной связью (рис. 12.8) только наличием дополнительного резистора R_1. Поэтому элементы схемы выполняют такую же роль, что и в схеме генератора ЛИН.

Транзистор VT_1 в исходном состоянии открыт и насыщен, а транзистор VT_2 находится в активном режиме и через него протекает незначительный коллекторный ток $I_к(0)$. Вход транзистора VT_3 непосредственно подключен к выходу эмиттерного повторителя и на базе VT_3 имеется напряжение $U_{бэ}(0) = R_э I_к(0)$. Транзистор VT_3 также закрыт. Для обеспечения этого режима используется делитель из резисторов R_3, R_1. Потенциал эмиттера транзистора VT_3 $U_{эз}(0) = U_п R_3/(R_3 + R_1)$, и транзистор закрыт, если

$$U_{бэ}(0) = R_э I_к(0) < U_п \frac{R_3}{R_3 + R_1} + U_{отп}.$$

Параллельно резистору R_3 включают конденсатор C_1, стабилизирующий падение напряжения на нем при работе усилителя. Для уменьшения нелинейных искажений и увеличения входного сопротивления усилителя в эмиттерную цепь транзистора VT_3 включают резистор R_2 небольшого сопротивления, который создает отрицательную обратную связь.

При подаче на вход схемы прямоугольного импульса отрицательной полярности транзистор VT_1 закрывается и конденсатор начинает заряжаться практически постоянным током $I_0 = U_п/(R_к+R_1)$. На резисторе R_1 возникает скачок напряжения $U_{R_1} = I_0 R_1 = U_п R_1/(R_1+R_к)$. В дальнейшем при неизменном токе напряжение на резисторе остается постоянным, а напряжение на конденсаторе C увеличивается практически по линейному закону $u_C = \frac{U_п}{R_к C} t$. Таким образом, напряжение на резисторе $R_э$ без учета начального напряжения $U_{R_э} = R_э I_к(0)$ изменяется следующим образом:

$$U_{R_э} = K\left(U_п \frac{R_1}{R_к+R_1} + \frac{U_п}{R_к C} t\right),$$

где K — коэффициент усиления эмиттерного повторителя.

Такое же напряжение будет и на базе транзистора VT_3, который после подачи входного импульса начинает работать в режиме усиления. Как следует из соотношения (12.20), скачок трепецеидального напряжения и угол наклона можно изменять, регулируя сопротивления резисторов R_1 и $R_к$.

После окончания входного сигнала транзистор VT_1 открывается и в схеме протекает процесс восстановления исходного состояния. На выходе эмиттерного повторителя напряжение уменьшается, что приводит к закрыванию транзистора VT_3, после чего запасенная в индуктивности L энергия рассеивается в резисторе $R_ш$. Время рассеяния магнитного поля катушки $t_{рас} = (3...5)L/R_ш$.

В силу известных причин (см. § 12.3) зарядный ток не остается постоянным, что приводит к появлению нелинейности тока в катушке индуктивности. На нелинейность тока оказывают влияние также наличие определенной длительности фронта начального скачка напряжения на R_1, а также то, что выходной усилительный каскад имеет определенное внутреннее сопротивление. Все это вместе взятое приводит к тому, что коэффициент нелинейности тока, протекающего через катушку индуктивности, оказывается намного больше коэффициента нелинейности напряжения, формируемого генератором ЛИН, в особенности на начальном участке, и даже при использовании генераторов компенсационного типа составляет единицы процента.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Современное состояние схемотехники характеризуется прежде всего интенсивным развитием методов и техники обработки сигналов. Благодаря развитию вычислительной техники стала возможной реализация интегральных преобразований, в частности преобразований Фурье. Важное значение приобретает обработка цифровых сигналов. С увеличением быстродействия цифровых устройств стала возможной обработка широкополосных сигналов в реальном масштабе времени.

В радиолокации и радиосвязи имеет место тенденция использования все более сложных сигналов, характеризующихся большой базой. Общая идея формирования сложных сигналов состоит во внутриимпульсной модуляции. Корреляционная обработка таких сигналов с помощью цифровых согласованных фильтров позволяет существенно повысить отношение сигнал-шум.

Исследования в области новых методов обработки сигналов стимулируются развитием микроэлектроники. При разработке сверхбыстродействующих интегральных схем возникают схемотехнические проблемы, которые связаны с тем, что входящие в них элементы представляют собой электронные цепи с распределенными параметрами. Схемотехническое и топологическое проектирование таких схем возможно только на базе систем автоматизированного проектирования (САПР). Максимальное использование творческих способностей человека в современных САПР, работающих в интерактивном режиме, позволяет проектировать схемы с предельно достижимыми техническими характеристиками.

Параллельно с микросхемотехникой развиваются направления, связанные с использованием структур, осуществляющих генерирование, усиление, обработку, хранение сигналов, т. е. реализующих функции электронных цепей, но не являющихся таковыми в традиционном понимании. Это прежде всего интегральная оптика — раздел электронной техники, занимающийся разработкой, изготовлением и использованием устройств, в которых на единой подложке размещены генераторы и приемники света, волноводные структуры, способные управлять амплитудой или фазой световых волн, осуществлять фильтрацию.

Важно отметить, что смена элементной базы при построении схем управления и обработки сигналов не приведет к отказу от существующей дискретной элементной базы. Дискретные электронные приборы останутся эффективным средством решения многих задач радиотехники, вычислительной техники, автоматики. Более того, потребности в увеличении мощности генерируемых сигналов будут стимулировать разработку электронных приборов большой мощности.

ПРИЛОЖЕНИЕ

ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

Пример 1. Рассчитать схему усилителя ОЭ, работающего в режиме А (см. рис. 4.8, *а*), с коэффициентом усиления по напряжению 5...7 в частотном диапазоне 20 Гц...10^4 Гц.

Решение. Расчет линейного усилителя, обеспечивающего заданное усиление в рабочем диапазоне частот, заключается в расчете параметров цепи питания транзистора (см. § 4.3), а также входных и выходных *RC*-цепей, определяющих спад АЧХ усилителя в области низких и высоких частот (см. § 4.4). Выбор типа транзистора определяется многими причинами. К основным из них обычно относят: коэффициент $h_{21э}$, мощность рассеяния, рабочие напряжения и токи, температурную стабильность. Так как условия задачи не накладывают жестких ограничений на перечисленные параметры, то тип транзистора можно выбрать произвольно. Возьмем кремниевый транзистор КТ3102Б. Его максимальный ток коллектора составляет 50...60 мА, а максимальное напряжение на коллекторе 30 В. Поэтому при выборе рабочей точки на характеристике $I_к$ ($U_{кэ}$) следует иметь в виду, что ток и напряжение коллектора не должны превышать $0{,}7 I_{к\,max} \simeq 40$ мА и $0{,}7 U_{к\,max} = 20$ В. В этом случае можно получить максимальные амплитуды тока и напряжения для данного типа транзистора. Коэффициент $h_{21э} = 250$.

Зададим напряжение источника питания $U_п = 24$ В и проведем нагрузочную прямую (см. рис. 5.1) через точку $I_к = 40$ мА. Тогда рабочая точка в режиме А должна лежать приблизительно посредине нагрузочной кривой, определяемой уравнением $U_{кэ} = U_п - I_к (R_4 + R_3)$.

Порядок расчета.

1. Определим напряжение на коллекторе в рабочей точке $U_{кэ}^{(A)}$. Для этого запишем уравнение для $U_{кэ}$ в виде $U_{кэ}^{(A)} = U_п - U_к - U_э$, где $U_к = I_к R_4$, $U_э = I_к R_3$. Зададим $U_э = 2$ В, $U_{кэ}^{(A)} = 10$ В, тогда $U_к = 12$ В.

2. Из семейства кривых $I_к (U_{кэ})$ находим, что коллекторный ток $I_к^{(A)}$ в рабочей точке равен 20 мА. Соответственно мощность рассеяния равна 0,24 Вт, что согласно справочным данным не превышает допустимого значения для данного транзистора. Очевидно, что при большом значении $h_{21э}$ ток $I_к^{(A)} \simeq I_э^{(A)}$.

3. Находим сопротивление резистора в цепи коллектора: $R_4 = U_к / I_к^{(A)} = 12 \cdot 10^3 / 20 = 600$ Ом.

4. Находим сопротивление резистора в цепи эмиттера: $R_3 = U_э / I_э^{(A)} = 2 \cdot 10^3 / 20 = 100$ Ом.

5. Коэффициент усиления по напряжению в соответствии

с (4.11) и полученными значениями R_4 и R_3 равен $K_v = -R_4/R_3 = 6$.

6. Резисторы R_1 и R_2 должны быть выбраны таким образом, чтобы, с одной стороны, обеспечить заданный потенциал базы и, с другой — требуемую температурную стабильность усилителя. Входные характеристики $I_б(U_{бэ})$ транзистора КТ3012Б позволяют задать в рабочей точке напряжение на открытом переходе база — эмиттер: $U_{бэ}^{(A)} = 0{,}7$ В (типичное значение $U_{бэ}$ для кремниевых транзисторов составляет 0,6...0,7 В). Следовательно, для выбранной рабочей точки на нагрузочной прямой потенциал базы $U_б^{(A)} = U_э + U_{бэ}^{(A)} = 2 + 0{,}7 = 2{,}7$ В. С помощью делителя напряжения R_1R_2 задается потенциал базы, определяемый соотношением $U_б^{(A)} = U_пR_2/(R_1 + R_2)$ (см. § 4.3). Откуда следует $R_1/R_2 = (U_п - U_б^{(A)})/U_б^{(A)}$. Подставляя значения $U_б^{(A)}$ и $U_п$, получаем $R_1/R_2 \simeq 8$.

Как показано в § 4.3, высокая температурная стабильность рабочей точки достигается при относительно малых значениях R_1 и R_2. При этом сопротивление $R_{экв} = R_1R_2/(R_1 + R_2)$ шунтирует входное сопротивление транзистора по переменному току и, следовательно, сюда ответвляется часть переменного входного тока, что снижает коэффициент усиления. Поэтому $R_{экв}$ должно быть больше $R_{вх}$. Но так как в данном случае $R_1 = 8R_2$, то $R_{экв} \simeq R_2$ и, следовательно, должно выполняться условие $R_2 > R_{вх}$. Выбираем $R_2 = 20$ кОм, тогда $R_1 = 160$ кОм. В данной схеме нет необходимости в емкости, шунтирующей R_3, так как величина R_3 мала и падение переменного напряжения на нем мало.

7. Температурная нестабильность рабочей точки, вызванная изменением напряжения $U_{бэ}(T)$ в данной схеме, существенно уменьшена благодаря отрицательной обратной связи по постоянному напряжению. Действительно, в данном случае относительное изменение потенциала базы из-за температурной зависимости $U_{бэ}(T)$ $\Delta U_б/U_б = \Delta U_{бэ}(T)/U_э$. Для кремниевых транзисторов $\Delta U_{бэ}(T) \simeq -2{,}5$ мВ/К.

При $U_э = 2$ В относительная нестабильность потенциала базы $\Delta U_б/U_б \simeq -1{,}25 \cdot 10^{-3}$ К$^{-1}$.

8. Емкость конденсатора C_1 определяется с помощью АЧХ RC-цепочки, образованной конденсатором C_1 и сопротивлением, эквивалентным параллельному соединению $R_{экв}$ и $R_{вх}$. Как показано в § 3.2, цепочка обладает свойствами фильтра верхних частот. Поэтому значение C_1 определяется из допустимого спада АЧХ цепи на частоте $f_{min} = 20$ Гц. Частотный коэффициент передачи рассматриваемой цепи $K(\omega) = \omega\tau/\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}$. Найдем значение $\tau = C_1(R_{экв} \| R_{вх})$ при условии, что при $\omega = \omega_{min} = 2\pi f_{min}$ частотный коэффициент передачи $K(\omega_{min}) = 1/\sqrt{2}$ и, следовательно, $\sqrt{2}\,\omega_{min}\tau = \sqrt{1 + (\omega_{min}\tau)^2}$, откуда $\omega_{min}\tau = 1$ и $C_1 \geqslant [\omega_{min}(R_{экв} \| R_{вх})]^{-1}$. Без большой ошибки можно считать $R_{экв} \| R_{вх} \simeq 10$ кОм (при условии, что $R_{вх} \leqslant 10$ кОм).

Тогда $C_1 \geqslant 10^{-3}/2\pi \cdot 20 \cdot 10 \simeq 10^{-6}$ Ф $= 1$ мкФ. Очевидно, что на высоких частотах ($f \gg f_{\min}$) искажения АЧХ можно не учитывать.

Пример 2. Рассчитать схему эмиттерного повторителя (см. рис. 4.24, *а*), работающего в линейном режиме в рабочей полосе частот 20 ... 10^4 Гц.

Решение. Выберем транзистор КТ3102Б. Как и в предыдущем примере, зададим напряжение источника питания $U_п = 24$ В и проведем нагрузочную прямую через точку $I_к = 40$ мА. Выберем рабочую точку в средней части нагрузочной характеристики: $U_{кэ}^{(A)} = 12$ В. Из кривых $I_к(U_{кэ})$ находим, что при этом $I_к^{(A)} \simeq I_э^{(A)} = 15$ мА. Мощность транзистора в рабочей точке (0,18 Вт) меньше допустимой. Как и в предыдущем примере, зададим $U_{бэ}^{(A)} = 0{,}7$ В.

1. Напряжение на эмиттере в рабочей точке $U_э^{(A)} = U_п - U_{кэ}^{(A)} = 24 - 12 = 12$ В. Будем считать, что резистора в цепи коллектора нет, т. е. $R_к = 0$. Поэтому $R_э = U_э^{(A)}/I_э^{(A)} = 12 \cdot 10^3/15 = 800$ Ом.

2. Найдем значения сопротивлений, образующих делитель R_1R_2, в цепи питания транзистора. Потенциал базы в рабочей точке $U_б^{(A)} = U_э^{(A)} + U_{бэ}^{(A)} = 12 + 0{,}7 = 12{,}7$ В. Имеем $R_1/R_2 = (U_п - U_б^{(A)})/U_б^{(A)} = (24 - 12{,}7)/12{,}7 = 0{,}9$. Зададим $R_2 = 10$ кОм, тогда $R_1 = 9$ кОм.

3. Значение C_1 находится из уравнения $C_1 \geqslant [\omega_{\min}(R_{экв} \| R_{вх})]^{-1}$. В данном случае $R_{экв} \simeq 4{,}7$ кОм, поэтому $R_{экв} \| R_{вх} \simeq 4{,}7$ кОм (при условии, что $R_{вх} \gg R_{экв}$). Тогда $C_1 \geqslant 10^{-3}/2\pi \cdot 20 \cdot 4{,}7 \simeq 2$ мкФ.

Пример 3. Рассчитать АЧХ n каскадно включенных одинаковых усилителей с резистивно-емкостными связями.

Решение. Считаем, что отдельные каскады независимы друг от друга, т. е. полностью исключено влияние выходного напряжения на входное. В этом случае частотный коэффициент передачи каскадного включения n усилителей в области нижних частот может быть записан на основании (4.14) в виде

$$\dot{K}_n(j\omega) = (-1)^n K_{n\,\max} \left(\frac{j\omega\tau_н}{1 + j\omega\tau_н} \right)^n =$$
$$= (-1)^n K_{n\,\max} \left[\frac{\omega\tau_н}{\sqrt{1 + (\omega\tau_н)^2}} \right]^n e^{j\varphi_n(\omega)},$$

где $\varphi_n(\omega) = -n \operatorname{arctg}(\omega\tau_н)$ — ФЧХ в области нижних частот каскадного соединения усилителей.

Нетрудно получить нижнюю граничную частоту $\omega_{нn}$ каскадного соединения усилителей. Как и для одиночного усилителя, она определяется из условия ослабления $K_n(\omega_{н,n})$ в $\sqrt{2}$ раз. Поэтому соответствующее уравнение имеет вид $\sqrt{2}(\omega_{нn}\tau_н)^n = (1 + (\omega_{нn}\tau_н)^2)^{-n/2}$, откуда следует, что $(\omega_{нn}\tau_н) = (2^{1/n} - 1)^{-1/2}$.

Рассмотрим каскадное соединение двух усилителей. При $n = 2$ имеем $\omega_{н2}\tau_н \simeq 1{,}55$ и, следовательно, нижняя граничная частота полосы пропускания каскадного соединения возрастает примерно в полтора раза. При $n=3$ она возрастает уже в два раза.

В области верхних частот АЧХ каскадного соединения усилителей на основании (4.15) может быть записана в виде $K_n(\omega)=K_{n\,\max}[1+(\omega\tau_в)^2]^{-n/2}$. Как и в предыдущем примере, найдем *уравнение для верхней частоты полосы пропускания* усилителя в виде $\omega_{вn}\tau_в=(2^{1/n}-1)^{1/2}$, откуда при $n=2$ имеем $\omega_{в2}\tau_в\simeq 0{,}644$. Таким образом, верхняя частота полосы пропускания двухкаскадного усилителя уменьшается и составляет 0,64 значения верхней частоты одного каскада. Но так как $\omega_в\gg\omega_н$, то можно сказать, что полоса пропускания двухкаскадного усилителя $\omega_{в2}\ldots\omega_{н2}$ уменьшается примерно в $1/0{,}64\simeq$ $\simeq 1{,}55$ раза. Следовательно, с увеличением числа каскадов АЧХ всего усилителя стремится к колоколообразной форме.

Пример 4. Определить влияние отрицательной обратной связи, охватывающей двухкаскадный усилитель с резистивно-емкостной связью, на его полосу пропускания.

Решение. Очевидно, что влияние ОС на полосу пропускания можно оценить, определив изменение верхней граничной частоты пропускания двухкаскадного усилителя при введении ОС. Запишем уравнение для частотного коэффициента передачи двухкаскадного усилителя в области высоких частот в виде $\dot{K}_2(j\omega)=K_{2\max}(1+jx)^{-2}$, где $K_{2\max}=K^2_{\max}$, $x=\omega\tau_в$ (см. пример 3). Найдем частотный коэффициент передачи $\dot{K}_{2o}(j\omega)$ усилителя, охваченного обратной связью с коэффициентом передачи $K_{ос}$. Для этого, подставив $\dot{K}_2(j\omega)$ в (4.17), получим $\dot{K}_{2o}(j\omega)=K_{2\max}[(1+ix)^2-K_{ос}K_{2\max}]^{-1}$.

В области средних частот, где можно пренебречь частотной зависимостью коэффициента передачи, $K_{2o}(\omega)$ имеет максимальное значение $K_{2o\max}=K_{2\max}(1-K_{ос}K_{2\max})^{-1}$. Поэтому относительный коэффициент передачи двухкаскадного усилителя, охваченного ОС, можно представить в виде $\dot{K}_{2o}(j\omega)/K_{2o\max}=$ $=(1-K_{ос}K_{2\max})(1-K_{ос}K_{2\max}-x^2+2jx)^{-1}$. Уравнение АЧХ усилителя с ОС есть модуль полученного уравнения: $K_{2o}(\omega):$ $:K_{2o\max}=(1-K_{ос}K_{2\max})[(1-K_{ос}K_{2\max}-x^2)^2+4x^2]^{-1/2}$.

Можно показать, что при $|K_{ос}K_{2\max}|\leqslant 1$ АЧХ усилителя в области верхних частот отличается от АЧХ аналогичного усилителя без ОС. Количественную оценку верхней граничной частоты $\omega_{в2}$ при ООС получим, задав $K_{ос}K_{2\max}=-1$. В этом случае ослабление коэффициента усиления в $\sqrt{2}$ раз приводит к уравнению для определения $x_в$: $(2-x_в^2)^2+4x_в^2=8$, откуда $x_в=\omega_{в2}\tau_в=\sqrt{2}$. Сравнивая это значение с полученным в предыдущем примере результатом $\omega_{в2}\tau_в\simeq 0{,}644$, приходим к выводу, что ООС при $K_{ос}K_{2\max}=-1$ приводит к увеличению верхней граничной частоты в $\sqrt{2}/0{,}64=2{,}2$ раза. Таким образом, рабочая полоса частот двухканального усилителя с ООС расширяется в 2,2 раза по сравнению с рабочей полосой усилителя без обратной связи. Если применить в усилителе более глубокую ООС ($|K_{oc}K_{2max}| > 1$), то полоса рабочих частот станет еще шире, но при этом нарушится равномерность АЧХ — появится подъем с относительным максимумом, равным $(1 + K_{oc}K_{2max})/2\sqrt{K_{oc}K_{max}}$.

Пример 5. Найти форму колебания на выходе линейного резонансного усилителя (см. рис. 4.11, *а*) при подаче на его вход однотонального модулированного колебания.

Решение. Запишем однотональное модулированное колебание в виде $u_{вх}(t) = U_m(1 + M\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$ (см. § 6.1). Частотный коэффициент передачи резонансного усилителя $\dot{K}(j\omega)$ (см. § 4.4) является отношением комплексных амплитуд на выходе и входе линейной цепи. Поэтому для определения формы колебания на выходе усилителя надо представить $u_{вх}(t)$ в виде спектрального разложения: $u_{вх}(t) = U_m\cos\omega_0 t + \frac{MU_m}{2}\times$ $\times\cos(\omega_0 - \Omega)t + \frac{MU_m}{2}\cos(\omega_0 + \Omega)t$. Тогда при условии настройки контура на резонансную частоту напряжение несущей частоты на выходе усилителя $u_{вых\,0}(t) = -U_m K_{max}\cos\omega_0 t$, напряжение нижней боковой частоты

$$u'_{вых}(t) = -\frac{MU_m}{2}\frac{K_{max}}{\sqrt{1+\xi^2}}\cos(\omega_0 - \Omega)t\,e^{j\varphi(\xi)},$$

напряжение верхней боковой частоты

$$u''_{вых}(t) = -\frac{MU_m}{2}\frac{K_{max}}{\sqrt{1+\xi^2}}\cos(\omega_0 + \Omega)t\,e^{-j\varphi(\xi)}.$$

Здесь $\xi = Q\frac{2\Omega}{\omega_0}$. Сумма гармонических составляющих дает результирующее напряжение на выходе усилителя:

$$u_{вых}(t) = -K_{max}U_m\left[1 + \frac{M}{\sqrt{1+\xi^2}}\cos(\Omega t - \varphi(\xi))\right]\cos\omega_0 t.$$

Как видно из полученного выражения, прохождение однотонального модулированного колебания через резонансный усилитель приводит только к изменению глубины модуляции цепи. На выходе она в $\sqrt{1+\xi^2}$ раз меньше, чем на входе. Форма огибающей не изменяется, а только отстает по фазе от огибающей колебания на входе. Если полоса пропускания контура больше или равна ширине спектра модулированного колебания (2Ω), то, очевидно, относительное ослабление боковых частот незначительно. При передаче через усилитель сложномодулированного сигнала возникает неравномерное ослабление спектральных составляющих — более высокие частотные составляющие ослабляются сильнее.

Пример 6. Рассчитать параметры транзисторного ключа на кремниевом эпитаксиально-планарном *n-p-n*-транзисторе КТ333А.

Решение. Из справочника «Транзисторы для аппаратуры широкого применения» (Под ред. Б. Л. Перельмана, 1981) находим параметры транзистора КТ333А: $U_п = 10$ В; $I_{к\,max} \leqslant 45$ мА (импульсный режим при $t_и \leqslant 20$ мкс); $I_{к\,max} \leqslant 20$ мА (постоянный ток); $I_{КБ\,0} \leqslant 0,4$ мкА; $h_{21э} \geqslant 90$; $U_{КЭ\,нас} \leqslant 0,2$ В; $U_{БЭ\,нас} \leqslant 0,8$ В; $C_К < 3,5$ пФ; $C_Э \leqslant 4$ пФ; $U_{пор} = 0,6$ В; $U_б^+ \leqslant 3,5$ В.

Определяем сопротивление резистора в коллекторной цепи

$$R_к = \frac{U_п - U_{КЭ\,нас}}{I_{К\,нас}} = \frac{10 - 0,2}{45 \cdot 10^{-3}} \approx 220 \text{ Ом}.$$

Из условия насыщения ключа определяем базовый ток:

$$I_б^+ > I_{Б\,гр} = \frac{I_{К\,нас}}{h_{21э}} = \frac{45 \cdot 10^{-3}}{90} = 0,5 \text{ мА}.$$

Выбираем $I_б^+ = 1$ мА. Принимаем $U_б^+ = 2,5$ В, тогда $R_б =$

$$= \frac{U_б^+ - U_{БЭ\,нас}}{I_б^+} = \frac{2,5 - 0,7}{1 \cdot 10^{-3}} = 1,8 \text{ кОм}.$$

Определяем базовый ток выключения, приняв $U_б^- = -1,7$ В:

$$I_б^- = \frac{U_б - U_{БЭ\,нас}}{R_б} = \frac{1,7 - 0,7}{1,8 \cdot 10^{-3}} \approx 0,55 \text{ мА}.$$

Рассчитываем время задержки включения:

$$t_{зд} = R_б (C_К + C_Э) \ln \frac{U_б^+ + U_б^-}{U_б^+ - U_{БЭ\,нас}} =$$

$$= 1,8 \cdot 10^3 \cdot 7,5 \cdot 10^{-12} \ln \frac{2,5 + 1,7}{2,5 - 0,7} \approx 10 \text{ нс}.$$

Время жизни неосновных носителей τ в сильной степени зависит от свойств материала базы. Примем $\tau \simeq 10^{-7}$ с. Длительность фронта

$$t_ф = \tau \ln \frac{h_{21э} I_б^+}{h_{21э} I_б^+ - I_{К\,нас}} = 10^{-7} \ln \frac{90 \cdot 10^{-3}}{90 \cdot 10^{-3} - 45 \cdot 10^{-3}} = 70 \text{ нс};$$

время рассасывания носителей

$$t_{рас} = \tau_{нас} \ln \frac{I_б^+ + I_б^-}{I_б^- + I_{К\,нас}/h_{21э}} =$$

$$= 0,8 \cdot 10^{-7} \ln \frac{10^{-3} + 0,55 \cdot 10^{-3}}{0,55 \cdot 10^{-3} + \frac{45 \cdot 10^{-3}}{90}} \approx 30 \text{ нс},$$

длительность спада

$$t_{сп} = \tau \ln \frac{I_б^- + I_{К\,нас}/h_{21э}}{I_б^-} =$$

$$= 10^{-7} \ln \frac{0,55 \cdot 10^{-3} + 45 \cdot 10^{-3}/90}{0,55 \cdot 10^{-3}} \approx 65 \text{ нс}.$$

Пример 7. Рассчитать триггер Шмитта на транзисторах (см. рис. 9.12) при следующих параметрах: $U_{срб}=3$ В; $U_{от}=1$ В; $U_{п}=10$ В.

Решение. Выбираем транзистор КТ333А, параметры которого приведены в примере 6. Принимая коллекторный ток транзистора VT_2 равным $I_{к2}=10$ мА, определяем суммарное сопротивление резисторов

$$R_{к2}+R_э=\frac{U_п-U_{КЭ\,нас}}{I_{к2}}=\frac{10-0,2}{10\cdot 10^{-3}}=980 \text{ Ом}.$$

Из соотношения (9.8) находим

$$R_э=\frac{U_{срб}+U_{БЭ\,нас}}{U_п}(R_{к2}+R_э)=\frac{3+0,7}{10}980=360 \text{ Ом}.$$

Следовательно, $R_{к2}=980-R_э=980-360=620$ Ом.

Из соотношения (9.10) находим

$$R_{к1}=\frac{U_п}{U_{от}-U_{БЭ\,нас}}R_э=\frac{10}{1-0,7}360=12 \text{ кОм}.$$

Из условия насыщения транзистора VT_2 определяем ток базы

$$I_{б2}>I_{Б\,гр}=\frac{I_{К\,нас}}{h_{21э}}=\frac{10\cdot 10^{-3}}{90}=0,1 \text{ мА}.$$

Падение напряжения на резисторе R_2

$$U_{R2}=U_{БЭ\,нас}+U_{Rэ}=0,7+360\cdot 10\cdot 10^{-3}=4,4 \text{ В}.$$

Ток через резистор R_2 находим из условия $I_{R2}>I_{б2}$: $I_{R2}=0,2$ мА. Тогда

$$R_2=U_{R2}/I_{R2}=4,4/(0,2\cdot 10^{-3})=22 \text{ кОм}.$$

Сопротивление резистора R_1 рассчитаем из соотношения $U_п=(R_{к1}+R_1)(I_{б2}+I_{R2})+U_{R2}$:

$$R_1=\frac{U_п-U_{R2}}{I_{б2}+I_{R2}}-R_{к1}=\frac{10-4,4}{0,1\cdot 10^{-3}+0,2\cdot 10^{-3}}-12\cdot 10^3=6,4 \text{ кОм}.$$

Емкость ускоряющего конденсатора C_1 определяем из условия $C_1\simeq\frac{\tau}{R_1}=\frac{10^{-7}}{6,4\cdot 10^3}=15$ пФ (см. § 7.5).

Сопротивление резистора R_3—из условия $R_3>10R_э$: $R_3=5$ кОм.

Пример 8. Рассчитать мультивибратор на транзисторах (см. рис. 10.1) при следующих параметрах: $U_m=9$ В; $t_и=100$ мкс; $t_{пз}=20$ мкс; $t_ф\leqslant 3$ мкс.

Решение. Выбираем транзистор КТ333А, параметры которого приведены в примере 6, что обусловлено тем, что он, как показал расчет (см. пример 6), обеспечивает время переключения порядка 10^{-7} с.

Определяем напряжение источника питания $U_п=(1,1\,\ldots\,1,2)U_m=10$ В. Выбираем коллекторный ток транзисторов в режиме насыщения $I_{к1}=I_{к2}=10$ мА. Рассчитываем сопротивления резисторов:

$$R_{к1}=R_{к2}=\frac{U_п-U_{КЭ\,нас}}{I_{к1}}=\frac{10-0{,}2}{10\cdot 10^{-3}}=980\ \text{Ом}.$$

Далее рассчитываем сопротивления резисторов R_1, R_2, исходя из условия насыщения транзисторов VT_1 и VT_2 в открытом состоянии: $-I_{б1}>I_{Б\,гр}=\frac{I_{к1}}{h_{21э}}$, откуда $\frac{U_п-U_{БЭ\,нас}}{R_1}>\frac{U_п-U_{КЭ\,нас}}{h_{21э}R_{к1}}$,

$$R_1<\frac{U_п-U_{БЭ\,нас}}{U_п-U_{КЭ\,нас}}h_{21э}R_{к1}=\frac{10-0{,}7}{10-0{,}2}\cdot 90\cdot 980=83{,}7\ \text{кОм}.$$

Принимаем $R_1=R_2=60$ кОм.

Находим емкость конденсатора C_1 из соотношения (10.1)

$$C_1=\frac{t_и}{R_1\ln\frac{2U_п-U_{БЭ\,нас}-U_{КЭ\,нас}}{U_п-U_{БЭ\,нас}}}=\frac{100\cdot 10^{-6}}{60\cdot 10^{3}\ln\frac{20-0{,}7-0{,}2}{10-0{,}7}}=$$
$$=2300\ \text{пФ}$$

и емкость конденсатора C_2 из соотношения (10.2)

$$C_2=\frac{t_{пз}}{R_2\ln\frac{2U_п-U_{БЭ\,нас}-U_{КЭ\,нас}}{U_п-U_{БЭ\,нас}}}=\frac{20\cdot 10^{-6}}{60\cdot 10^{3}\ln\frac{20-0{,}7-0{,}2}{10-0{,}7}}=$$
$$=460\ \text{пФ}.$$

Расчетная длительность фронта $t_ф=(3\ \ldots\ 5)R_{к2}C_2=5\cdot 980\cdot 460\cdot 10^{-12}=2{,}2$ мкс меньше заданной.

Пример 9. Рассчитать мультивибратор на логических элементах (см. рис. 10.5) со следующими параметрами: $U_m\geqslant 2$ В; $t_и=50$ мкс; $t_{пз}=100$ мкс; $t_ф<1$ мкс.

Решение. Исходя из требуемой амплитуды импульса $U_m=U^1-U^0$ и среднего времени задержки распространения сигнала $t_{зд\,р\,ср}<t_ф$, выбираем ИС ТТЛ 155ЛА1, состоящую из двух элементов 4И-НЕ (Справочник по интегральным микросхемам /Под ред. Б. В. Тарабрина. М., Энергия, 1981). Параметры ИС: $U_п=5$ В; $U^1\geqslant 2{,}4$ В; $U^0\leqslant 0{,}4$ В; $U_{пор}=1{,}2$ В, $t^{1,0}_{зд\,р}\leqslant 15$ нс; $t^{0,1}_{зд\,р}\leqslant 29$ нс; $I^0_{вх}\leqslant -1{,}6$ мА; $I^1_{вх}\leqslant 40$ мкА.

Используя соотношения (10.3) и формулу $t_{пз}=C_2(R_2+r_{вых})\ln\frac{U^1-U^0}{U_{пор}}$ при условии $R_1>r_{вых}$, $R_2>r_{вых}$, рассчитаем постоянные времени:

$$R_1C_1=\frac{t_и}{\ln\frac{U^1-U^0}{U_{пор}}}=\frac{50\cdot 10^{-6}}{\ln\frac{2{,}4-0{,}4}{1{,}2}}=100\cdot 10^{-6}\ \text{с},$$

$$R_2C_2=\frac{t_{пз}}{\ln\frac{U^1-U^0}{U_{пор}}}=\frac{100\cdot 10^{-6}}{\ln\frac{2{,}4-0{,}4}{1{,}2}}=200\cdot 10^{-6}\ \text{с}.$$

Выбираем $R_1 = R_2 = 10$ кОм. Тогда $C_1 = 10$ нФ, $C_2 = 20$ нФ. При включении ИС необходимо все четыре входа каждого элемента объединить. Используем диоды КД513А.

Пример 10. Рассчитать одновибратор с эмиттерной связью (см. рис. 10.8) на транзисторах при следующих параметрах: $U_m = 9$ В; $t_и = 50$ мкс; $t_в \geq 30$ мкс; $t_ф \leq 1$ мкс; $C_н = 20$ пФ.

Решение. Выбираем транзистор КТ333А, параметры которого приведены в примере 6. Из условия $I_{к2} < I_{к\,max} = 20$ мА определяем коллекторный ток транзистора VT_2: $I_{к2} = 10$ мА.

Исходя из обеспечения режима насыщения $I_{б2} > I_{Б\,гр} = I_{к2}/h_{21э} = 10 \cdot 10^{-3}/90 = 0,1$ мА, определяем базовый ток VT_2: $I_{б2} = 0,2$ мА.

Суммарное сопротивление резисторов

$$R_{к2} + R_э = \frac{U_п - U_{КЭ\,нас}}{I_{к2}} = \frac{10 - 0,2}{10 \cdot 10^{-3}} = 980 \text{ Ом.}$$

Из условия $R_{к2} > R_э$ выбираем $R_{к2} = 900$ Ом, $R_э = 80$ Ом.

Задаемся током делителя R_2R_3 $I_{23} = 1$ мА. Тогда суммарное сопротивление резисторов $R_2 + R_3 = U_п/I_{23} = 10/10^{-3} = 10$ кОм При закрытом транзисторе VT_1

$$\frac{R_3}{R_2 + R_3} U_п - R_э (I_{к2} + I_{б2}) < U_{БЭ\,нас}$$

и

$$R_3 < \frac{U_{БЭ\,нас} + R_э (I_{к2} + I_{б2})}{U_п} (R_2 + R_3) =$$

$$= \frac{0,7 + 80 (10 + 0,2) \cdot 10^{-3}}{10} 10 \cdot 10^3 = 560 \text{ Ом.}$$

Выбираем $R_3 = 400$ Ом. Тогда $R_2 = 10 \cdot 10^3 - 400 = 9,6$ кОм,

$$R_1 = \frac{U_п - U_{БЭ\,нас} - R_э (I_{к2} + I_{б2})}{I_{б2}} = \frac{10 - 0,7 - 80 \cdot (10 + 0,2) \cdot 10^{-3}}{0,2 \cdot 10^{-3}} =$$

$$= 42,5 \text{ кОм.}$$

Емкость конденсатора

$$C_1 = \frac{t_и}{(R_1 + R_э) \ln \dfrac{2U_п - U_{БЭ\,нас} - R_э (I_{к2} + I_{б2})}{U_п - U_{БЭ\,нас}}} =$$

$$= \frac{50 \cdot 10^{-6}}{(42,5 + 0,08) \cdot 10^3 \ln \dfrac{20 - 0,7 - 80 (10 + 0,2) \cdot 10^{-3}}{10 - 0,7}} = 1600 \text{ пФ.}$$

Рассчитываем

$$R_{к1}=\frac{t_2}{(3\ldots5)C_1}=\frac{30\cdot10^{-6}}{5\cdot1600\cdot10^{-12}}=3{,}75\ \text{кОм}.$$

Определяем коллекторный ток транзистора VT_1

$$I_{к1}=\frac{U_п-U_{КЭ\,нас}}{R_{к1}+R_э}=\frac{10+0{,}2}{(3{,}78+0{,}08)\cdot10^3}=2{,}7\ \text{мА}.$$

Для обеспечения насыщенного состояния транзистора VT_1 в открытом состоянии необходимо, чтобы

$$I_{б1}\geqslant I_{к1}/h_{21э}=2{,}7\cdot10^{-3}/90=0{,}03\ \text{мА}.$$

Такой ток обеспечивает делитель R_2R_3, поскольку $I_{23}=1$ мА $\gg$ $\gg I_{б1}=0{,}03$ мА.

Расчетная длительность фронта импульса $t_ф=(3\ldots5)C_нR_{к2}=$ $=5\cdot20\cdot10^{-12}\cdot900=0{,}1$ мкс меньше той, которая требуется по условиям задачи.

Пример 11. Рассчитать симметричный мультивибратор (см. рис. 10.21) и одновибратор (см. рис. 10.23) на операционном усилителе при следующих параметрах: $U_m^{\pm}=10$ В; $t_и=$ $=50$ мкс; $t_ф=1$ мкс.

Решение. При выборе конкретного типа операционного усилителя для построения симметричного мультивибратора исходим из того, что он должен обеспечивать необходимую скорость нарастания выходного напряжения $dU_{вых}/dt=U_m/t_ф=10$ В/мкс и амплитуду импульса $U_m<U_п$. Из справочника «Аналоговые интегральные микросхемы» (Кудряшов Б. П., Назаров Ю. В., *Тарабрин Б. В. и др.*, 1981) *выбираем операционный усилитель* К140УД11, имеющий следующие параметры: $U_п\leqslant\pm18$ В; $I_{вх}=500$ нА; $K=25\cdot10^3$; $U^+_{вых}=U^-_{вых}=12$ В при $U_п=15$ В; $dU_{вых}/dt=15\ldots25$ В/мкс; $R_{вых}=2$ кОм; $R_{вх}=1$ МОм.

Такой усилитель обеспечивает $U_m^{\pm}=10$ В при $U_п=\pm13$ В. Скорость изменения выходного напряжения, которую обеспечивает такой усилитель, выше требуемой, поэтому длительность фронта генерируемых импульсов может быть меньше 1 мкс.

Из условий $R_1\ll R_{вх}$; $R_2+R_3\gg R_{вых}$; $R_2+R_3=20$ кОм; $R_2=10R_3$ выбираем $R_1=100$ кОм; $R_2=18$ кОм; $R_3=2$ кОм.

Емкость конденсатора C_1 можно рассчитать из соотношения

$$C_1=\frac{t_и}{R_1\ln\dfrac{R_2+2R_3}{R_2}}=\frac{50\cdot10^{-6}}{100\cdot10^3\ln\dfrac{18\cdot10^3+2\cdot2\cdot10^3}{18\cdot10^3}}=2500\ \text{пФ}.$$

В схеме одновибратора (см. рис. 10.23) примем полученные значения сопротивлений резисторов ($R_1=100$ кОм; $R_2=18$ кОм; $R_3=2$ кОм). Тогда емкость конденсатора

$$C_1=\frac{t_и}{R_1\ln\dfrac{R_2+R_3}{R_2}}=\frac{50\cdot10^{-6}}{100\cdot10^3\ln\dfrac{18\cdot10^3+2\cdot10^3}{18\cdot10^3}}=5000\ \text{пФ}.$$

Время восстановления

$$t_{в} = R_1 C_1 \ln \frac{R_2 + 2R_3}{R_2 + R_3} =$$

$$= 100 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-9} \ln \frac{18 \cdot 10^3 + 2 \cdot 2 \cdot 10^3}{18 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3} = 50 \text{ мкс}.$$

Максимальная частота повторения импульсов $f = \frac{1}{t_{и} + t_{в}} = \frac{1}{50 \cdot 10^{-6} + 50 \cdot 10^{-6}} = 10$ кГц. Амплитуда входных импульсов

$$U_{m\,вх} > u_{R3} = U_m \frac{R_3}{R_2 + R_3} = 10 \frac{2 \cdot 10^3}{18 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3} = 1 \text{ В}.$$

Используем диод КД513А.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Баскаков С. И.** Радиотехнические цепи и сигналы.— М.: Высшая школа, 1988.—432 с.
2. **Гоноровский И. С.** Радиотехнические цепи и сигналы.— М.: Радио и связь, 1986.—512 с.
3. **Манаев Е. И.** Основы радиоэлектроники.— М.: Радио и связь, 1985.—504 с.
4. **Гольденберг Л. М.** Импульсные устройства.— М.: Радио и связь, 1981.—224 с.
5. **Фролкин В. Т., Попов Л. Н.** Импульсные устройства.— М.: Сов. радио, 1980.—368 с.
6. **Ерофеев Ю. Н.** Импульсная техника.— М.: Высшая школа, 1989.—527 с.
7. **Степаненко И. П.** Основы микроэлектроники.— М.: Сов. радио, 1980.—424 с.
8. **Пасынков В. В., Чиркин Л. К.** Полупроводниковые приборы.— М.: Высшая школа, 1987.—479 с.
9. **Расчет** электронных схем. Примеры и задачи/Г. И. Изъюрова, Г. В. Королев, В. А. Терехов и др.— М.: Высшая школа, 1987.—335 с.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

ОГЛАВЛЕНИЕ

Учебное издание

Быстров Юрий Александрович,
Мироненко Игорь Германович

**ЭЛЕКТРОННЫЕ ЦЕПИ
И УСТРОЙСТВА**

Заведующий редакцией *В. И. Трефилов*
Редактор *Е. В. Вязова*
Младшие редакторы *С. А. Пацева, В. В. Пащенкова*
Художественный редактор *Т. М. Скворцова*
Технические редакторы *Е. В. Фельдман, Г. А. Фетисова*
Корректор *В. В. Кожуткина*

ИБ № 7391

Изд. № ЭР—480. Сдано в набор 05.12.88. Подп. в печать 15.05.89. Т—07801. Формат 60×90$^1/_{16}$. Бум. кн.-журн. Гарнитура литературная. Печать высокая. Объем 18,0 усл. печ. л. 18,0 усл. кр.-отт. 16,68 уч.-изд. л. Тираж 40 000 экз. Заказ № 389. Цена 85 коп.

Издательство «Высшая школа», 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени МПО «Первая Образцовая типография» Государственного комитета СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113054, Москва, Валовая, 28.