



ОСНОВЫ
ПРОМЫШЛЕННОЙ
ЭЛЕКТРОНИКИ



На современном этапе
технической революции
все большее значение
приобретают вопросы
научной организации труда
и управления,
экономики
промышленного производства,
автоматизации
технологических процессов
с применением
электронных вычислительных машин,
психологии труда и др.
Сегодня каждый инженер,
независимо
от его узкой специализации,
должен не только владеть
основами знаний в этих отраслях,
но и быть информированным
о последних достижениях в них.
Именно эти вопросы
определяют тематику
«Библиотеки инженера».

Издательство «Техніка»
Киев
1976

**ОСНОВЫ
ПРОМЫШЛЕННОЙ
ЭЛЕКТРОНИКИ**

6Ф0.3
0-75

УДК 621.38

Основы промышленной электроники.
Исаков Ю. А., Платонов А. П.,
Руденко В. С., Сенько В. И.,
Трифонюк В. В., Юдин Е. Е.
«Техніка», 1976, 544 с.

В книге рассмотрены современные элементы и устройства промышленной электроники на основе полупроводниковых приборов и интегральных схем: усилители, генераторы, импульсные устройства, логические элементы, выпрямители, инверторы, преобразователи частоты, широтно-импульсные преобразователи, фильтры, стабилизаторы, широко применяющиеся в различных отраслях народного хозяйства.

Приведены эксплуатационные характеристики и параметры приборов. Даны методики и примеры инженерного расчета устройств промышленной электроники.

Рассчитана на инженерно-технических работников различных отраслей промышленности.

Табл. 38, ил. 283, библиогр. 70.

Рецензент канд. техн. наук
В. А. Сушко

Редакция литературы по энергетике,
электронике, кибернетике и связи

Заведующий редакцией инж.
Э. В. Божко

0 $\frac{30404-119}{M202(04)-76}$ 26-76

© Издательство «Техніка», 1976 г.

ПРЕДИСЛОВИЕ

В Основных направлениях развития народного хозяйства СССР в 10-й пятилетке, принятых на XXV съезде КПСС, предусмотрено как развитие фундаментальных научных исследований, так и решение прикладных проблем, непосредственно связанных с научно-техническим прогрессом, а также ускорение внедрения достижений науки и техники в производство.

Одной из прогрессивных областей науки и техники, развитию которой уделяется большое внимание, является электроника. Особое внимание обращается на разработку и внедрение в промышленность новых электронных автоматизированных устройств и систем в микроминиатюрном исполнении. С помощью таких систем осуществляется контроль, управление и регулирование различными производственными механизмами, устройствами и процессами в промышленности, а также отбор, обработка и передача информации широкого назначения.

Средства электронной техники в настоящее время практически применяются во всех отраслях народного хозяйства и выполняются в основном на базе полупроводниковых приборов и интегральных микросхем. Это дает возможность создавать отдельные функциональные узлы и устройства электронной аппаратуры в виде унифицированных, стандартных блоков, что позволяет автоматизировать процесс проектирования, повышать надежность проектируемой аппаратуры и облегчать ее эксплуатацию.

Характерной особенностью современной электронной техники, в том числе и ее отрасли — промышленной электроники, является широкая интеграция ранее почти не связанных областей науки и техники, таких как физика твердого тела, полупроводниковые приборы, микроэлектроника, теория и проектирование электрических и электронных цепей и устройств, конструирование электрон-

ных устройств, вычислительная техника и др. Это обуславливает одновременно интеграцию инженерных знаний, необходимость комплексной подготовки специалиста и систематическое повышение его квалификации.

Этим целям и посвящена данная книга, в которой излагаются основные вопросы, касающиеся устройств и систем промышленной электроники — физики процессов, анализа и методов расчета и проектирования. В предлагаемом пособии для инженеров авторы изложили материал, положив в основу только полупроводниковую технику. Основные разделы сопровождаются практическими примерами расчета конкретных схем и справочными данными.

При написании книги использовался опыт чтения курсов «Основы промышленной электроники», «Преобразовательная техника», «Мощные импульсные устройства» и др., читаемых авторами в Киевском политехническом институте.

В подготовке материалов книги принимали участие преподаватели и сотрудники кафедры энергетической электроники Киевского политехнического института. Авторы искренне им благодарны.

Авторы выражают глубокую благодарность канд. техн. наук Сушко В. А. за ценные замечания, данные им при рецензировании рукописи.

Отзывы и пожелания по книге просим направлять по адресу: 252601, Киев, 1, ГСП, Пушкинская, 28, издательство «Техніка».

Глава 1

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

1. КЛАССИФИКАЦИЯ ДИОДОВ

Полупроводниковый диод — это прибор, имеющий два внешних вывода и содержащий один p - n -переход. В зависимости от назначения и физических свойств полупроводниковые диоды классифицируются на ряд групп, каждой из которых присвоено определенное обозначение. В соответствии с ГОСТ 10862—72 маломощные полупроводниковые диоды имеют маркировку, состоящую из шести элементов.

Первый элемент (буквенный или цифровой) обозначает исходный материал, из которого изготовлен полупроводниковый элемент диода: Г или 1 — германий; К или 2 — кремний; А или 3 — арсенид галлия. Буквенные обозначения присваивают приборам, работающим при пониженных температурах (германиевые — до 60, кремниевые — до 85° С), а цифровые — приборам, работающим при повышенных температурах (германиевые — до 70, кремниевые — до 120° С).

Второй элемент (буквенный) обозначает тип прибора: Д — выпрямительные, универсальные и импульсные диоды; Ц — выпрямительные столбы и блоки; С — стабилитроны и стабисторы; А — сверхвысокочастотные диоды; В — варикапы; И — туннельные и обращенные диоды; Л — излучающие диоды.

Третий элемент (цифровой) характеризует назначение диода или его электрические свойства.

Диоды низкой и высокой частоты:

выпрямительные малой мощности (среднее значение прямого тока $I_{ср}$ менее 0,3 А) — 1; выпрямительные средней мощности ($I_{ср}=0,3 \dots 10$ А) — 2; универсальные (предельная частота $f_{макс}$ до 1000 МГц) — 4; импульсные с временем восстановления обратного сопротивления $t_{восст}$ более 150 нс — 5; от 30 до 150 нс — 6; от 5 до 30 нс — 7; от 1 до 5 нс — 8; менее 1 нс — 9.

Выпрямительные столбы:

малой мощности ($I_{cp} < 0,3 \text{ А}$) — 1; средней мощности ($I_{cp} = 0,3 \dots 10 \text{ А}$) — 2.

Выпрямительные блоки:

малой мощности ($I_{cp} < 0,3 \text{ А}$) — 3; средней мощности ($I_{cp} = 0,3 \dots 10 \text{ А}$) — 4.

Стабилитроны и стабилсторы:

малой мощности (рассеиваемая мощность $P_{\text{макс}} < 0,3 \text{ Вт}$) при напряжении стабилизации $U_{\text{ст}} < 10 \text{ В}$ — 1; $U_{\text{ст}} = 10 \dots 99 \text{ В}$ — 2; $U_{\text{ст}} = 100 \dots 199 \text{ В}$ — 3; средней мощности ($P_{\text{макс}} = 0,3 \dots 5 \text{ Вт}$) при $U_{\text{ст}} < 10 \text{ В}$ — 4; $U_{\text{ст}} = 10 \dots 99 \text{ В}$ — 5; $U_{\text{ст}} = 100 \dots 199 \text{ В}$ — 6; большой мощности ($P_{\text{макс}} = 5 \dots 25 \text{ Вт}$) при $U_{\text{ст}} < 10 \text{ В}$ — 7; $U_{\text{ст}} = 10 \dots 99 \text{ В}$ — 8; $U_{\text{ст}} = 100 \dots 199 \text{ В}$ — 9.

Сверхвысокочастотные диоды:

смесительные — 1; детекторные — 2; параметрические — 4; регулирующие (переключающие, ограничительные и модуляторные) — 5; умножительные — 6; генераторные — 7.

Варикапы:

подстроечные — 1, умножительные (варакторы) — 2.

Туннельные диоды:

усилительные — 1; генераторные — 2; переключающие — 3.

Обращенные диоды — 4.

Излучающие диоды:

инфракрасного диапазона — 1; видимого диапазона (светодиоды) с яркостью не более 500 кд/м^2 — 3; с яркостью более 500 кд/м^2 — 4.

Четвертый и пятый элементы (цифровые) обозначают порядковый номер разработки от 01 до 99 (за исключением стабилитронов и стабисторов). У стабилитронов, имеющих напряжение стабилизации от 1 до 9,9 В и от 10 до 99 В четвертый и пятый элементы обозначают напряжение стабилизации в вольтах, а у стабилитронов, имеющих напряжение стабилизации от 100 до 199 В — добавочное до 100 В. У стабисторов, имеющих напряжение стабилизации менее 1 В, четвертый и пятый элементы обозначают десятые и сотые доли вольта.

Шестой элемент (буквенный) обозначает разновидность данной группы приборов, отличающихся одним или несколькими параметрами, не являющимися классификационными. У стабилитронов и стабисторов шестой элемент указывает на последовательность разработки.

Выпрямительные диоды большой мощности ($I_{cp} > 10 \text{ А}$), которые называются силовыми вентилями, в соответствии с ГОСТ 10662—73 имеют маркировку, состоящую из четырех элементов.

Первый элемент — состоит из 1—3 букв. Первая буква В (вентиль) — указывает на принадлежность прибора к классу

силовых вентилях. Вторая буква — указывает на принадлежность вентиля к группе лавинных (Л) или высокочастотных (Ч). Вторая или третья буква В в первом элементе означает, что вентиль имеет водяное охлаждение.

Второй элемент (числовой) — соответствует предельному значению прямого тока в амперах, проходящего через вентиль при указанных в паспорте условиях эксплуатации.

Третий элемент (числовой) — определяет класс вентиля: число, характеризующее класс вентиля, равно предельному значению амплитуды повторяющегося напряжения в вольтах, деленному на 100.

Четвертый элемент (буквенный) — характеризует группу, к которой относится вентиль. Каждой группе, обозначаемой буквами А, Б, В и т. д., соответствует определенное падение напряжения на открытом вентиле при прохождении через него предельного прямого тока.

Маркировка полупроводниковых диодов дана для приборов, выпускаемых с 1964 г. Диоды, разработанные до 1964 г., имеют старую маркировку, которая приводится в соответствующих справочниках.

Условные обозначения диодов показаны на рис. 1.1.

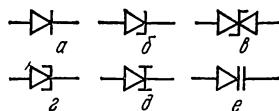


Рис. 1.1. Условные графические обозначения:

а — выпрямительных, универсальных, импульсных и СВЧ диодов, выпрямительных столбов и блоков; б — односторонних стабилитронов; в — двуханодных (двухсторонних) стабилитронов; г — туннельных диодов; д — обращенных диодов; е — варикапов.

2. ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ

Выпрямительные диоды, предназначенные для преобразования переменного тока пониженной частоты в постоянный, подразделяются на собственно выпрямительные диоды ($I_{ср} < 10$ А) и силовые вентили ($I_{ср} > 10$ А). Предельная рабочая частота выпрямительных диодов не превышает 5—20 кГц, а силовых вентилях 50—500 Гц. В настоящее время в нашей стране разработаны и серийно выпускаются силовые вентили типа ВЧ, работающие на частотах до 200 кГц.

Основой выпрямительного диода является полупроводниковая пластинка прямоугольной или круглой формы с *p-n*-переходом. На пластинку с двух сторон наносят металлические контакты, к которым присоединяют внешние электроды. Полученный вентильный элемент заключают в корпус, обеспечивающий необходимую механическую прочность и защиту от воздействия окружающей среды. Минимальная толщина полупроводниковой пластинки ограничена ее механической прочностью и, как правило, намного

больше требуемой толщины. Поэтому ширина базовой области p - n -перехода намного больше ширины эмиттерной. Для изготовления диодов в качестве исходного обычно используют полупроводник n -типа. Следовательно, базовая область диода имеет электронную электропроводность. Концентрация примесей в базе намного меньше, чем в эмиттере. Поэтому сопротивление базы намного больше, чем эмиттера и сравнимо по величине с сопротивлением p - n -перехода.

Необходимая площадь p - n -перехода зависит от допустимой величины тока, однако максимальная величина площади ограничена требованиями механической прочности полупроводниковой плас-

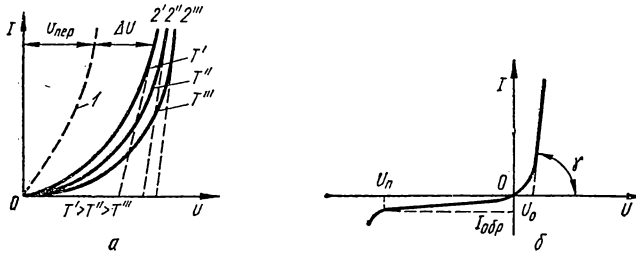


Рис. 1.2. Прямая ветвь ВАХ идеального p - n -перехода 1 и реального диода 2 (а) и полная ВАХ диода (б).

тинки, зависящими от свойств контактов металлических электродов и полупроводника, которые имеют отличающиеся коэффициенты линейного расширения. Поэтому в процессе эксплуатации при многократно повторяющихся циклах нагрева (за счет прохождения прямого тока) и остывания возможно растрескивание полупроводниковых пластинок большой площади из-за усталостных явлений.

Вольт-амперная характеристика и параметры выпрямительного диода отличаются от аналогичных у идеального p - n -перехода, что обусловлено влиянием ширины базовой области, свойств контактов и поверхности полупроводника и другими факторами. Это отличие иллюстрируется графиками ВАХ идеального p - n -перехода (кривая 1) и реального диода (кривая 2), показанными на рис. 1.2, а. Из рисунка видно, что прямые ветви ВАХ отличаются на величину ΔU , представляющую собой сумму падений напряжения на контактах U_k , в областях эмиттера U_ε и базы U_b : $\Delta U = U_k + U_\varepsilon + U_b$. Для приближенных расчетов можно пренебречь падениями напряжения в области эмиттера и на контактах, сопротивления которых намного меньше сопротивления базовой области r_b . С учетом этого допущения ВАХ диода (рис. 1.2, б) можно описать уравнением

$$I = I_{обр} [e^{(U - I r_b) / \varphi T} - 1], \quad (1-1)$$

которое справедливо лишь для небольших участков ВАХ, характеризующихся низкими значениями приложенного напряжения (прямого или обратного).

При повышении прямого напряжения потенциальный барьер p - n -перехода настолько снижается, что практически перестает влиять на прямой ток диода, значение которого в основном определяется сопротивлением базовой области. Следовательно, ток диода линейно зависит от напряжения. Этот участок прямой ветви ВАХ, называемый омическим, описывается приближенным уравнением

$$I = (U - U_0)/R_d,$$

где U_0 — напряжение отсечки, равное отрезку, отсекаемому на оси напряжений линейной частью характеристики; $R_d \equiv \text{ctg } \gamma$ — дифференциальное сопротивление, характеризующее наклон линейной части характеристики.

Сопротивление R_d возрастает при увеличении температуры. Об этом свидетельствует уменьшение угла наклона γ с повышением температуры. Параметры U_0 и R_d определяются из ВАХ диода или принимаются равными: $U_0 \approx (0,5 \dots 0,7) \varphi_0$ и $R_d \approx r_0$.

В кривой обратного тока диода $I_{\text{обр}}$ отсутствует участок насыщения, характерный для идеального p - n -перехода. Возрастание $I_{\text{обр}}$ при увеличении обратного напряжения обусловлено эффектами генерации и лавинного размножения носителей заряда в объеме p - n -перехода, а также влиянием токов поверхностных утечек. При этом уравнение для обратного тока имеет вид

$$I_{\text{обр}} = M(I_0 + I_r) + I_{\text{ут}},$$

где M — коэффициент лавинного размножения носителей заряда, зависящий от свойств полупроводниковых областей, образующих p - n -переход, а также от величины обратного напряжения; I_0 — ток насыщения, обусловленный генерацией носителей заряда за пределами области p - n -перехода; I_r — ток термогенерации, обусловленный генерацией носителей заряда в области p - n -перехода; $I_{\text{ут}}$ — ток утечки, обусловленный электропроводностью поверхности полупроводника.

Токи I_0 и I_r характеризуются экспоненциальной зависимостью от температуры, которую можно описать приближенными уравнениями

$$I_0(T) = I_0(T_0) e^{a(T-T_0)}; \quad I_r(T) = I_r(T_0) e^{b(T-T_0)},$$

где $I_0(T_0)$ и $I_r(T_0)$ — значения соответствующих токов при $T = 300$ К; a и b — коэффициенты, зависящие от температуры и свойств полупроводника. Для кремния в рабочем диапазоне температур $a \approx 0,13$, $b \approx 0,07$ 1°С. Ток $I_{\text{ут}}$ от температуры зависит слабо (по сравнению с I_0 и I_r). Поэтому его считают постоянным

во всем рабочем диапазоне температур. Для приближенных расчетов температурную зависимость обратного тока можно определить из эмпирического соотношения

$$I_{\text{обр}}(T) = I_{\text{обр}}(T_0) \cdot 2^{\frac{T-T_0}{(8-10)^\circ\text{C}}},$$

из которого видно, что обратный ток удваивается при повышении температуры на каждые 8—10° С.

Вольт-амперная характеристика используется для определения основных параметров диодов, к которым относятся:

прямой ток $I_{\text{пр. ср}}$ — среднее значение прямого тока, вызывающее допустимый нагрев диода при определенных условиях охлаждения;

прямое падение напряжения $U_{\text{пр. ср}}$ — среднее значение напряжения на диоде при прохождении прямого тока;

дифференциальное сопротивление R_d — отношение приращения напряжения на диоде к вызвавшему его малому приращению тока;

обратный ток $I_{\text{обр}}$ — ток, проходящий через диод при приложении к нему обратного напряжения $U_{\text{обр}}$;

предельный ток $I_{\text{пр. макс}}$ — максимально допустимое среднее значение прямого тока;

максимальное обратное напряжение $U_{\text{обр. макс}}$ — наибольшее мгновенное значение обратного напряжения, длительно прикладываемого к диоду и не вызывающего изменения его параметров;

диапазон частот Δf — частотный интервал, в пределах которого прямой ток не уменьшается ниже заданного уровня. Иногда приводят предельную частоту диапазона частот $f_{\text{макс}}$.

Выпрямительные диоды выходят из строя даже при кратковременных перенапряжениях, превышающих величину напряжения пробоя p - n -перехода. Этому недостатка лишены лавинные приборы, относящиеся к группе силовых вентиляей. У лавинных вентиляей, рассчитанных на токи 10—1000 А и напряжения до 2000 В, допустимая величина энергии, рассеиваемой в обратном направлении при перенапряжениях, составляет 0,2—1 Дж.

Выпрямительные столбы и блоки используются в высоковольтных выпрямителях и умножителях напряжения. Конструктивно они представляют собой одну или несколько групп специально подобранных диодов, последовательно соединенных между собой. Эти группы помещают в пластмассовый корпус и заливают полимеризующейся смолой. Выпрямительные столбы в отличие от выпрямительных блоков допускают последовательное и параллельное соединение. Вольт-амперные характеристики выпрямительных столбов и блоков по форме совпадают с ВАХ, а их параметры аналогичны параметрам выпрямительных диодов.

В табл. 1.1 приведены некоторые параметры выпрямительных диодов, силовых вентилях, выпрямительных столбов и блоков. Обозначения приборов в данной и последующих таблицах, выпускаемых в настоящее время, но разработанных до 1964 г., соответствуют ГОСТ 5461—59.

Таблица 1.1

Тип и обозначение прибора	$I_{пр. ср. А}$	$U_{пр. ср. В}$	$U_{обр. макс. В}$	$I_{обр. мА}$	$f_{макс. Гц}$
Кремниевые диоды малой мощности					
КД103А—КД105В	0,1—0,3	1—1,2	30—600	0,05—0,3	—
Д206—Д211	0,1	1	100—600	0,05	5000
Д217—Д218	0,1	0,7	800—1000	0,05	1000
Д226—Д226Е	0,3	1	400	0,3	50 000
Кремниевые диоды средней мощности					
Д202—Д205	0,4	1	100—400	0,5	50 000
Д214—Д215Б	2—10	1	100—200	3	1000
Д221—Д222	0,4	1	400—600	0,5	3000
Д229—Д230Б	0,3—0,4	1	200—400	0,05	1000
Д231—Д234БП	5—10	1—1,5	300—600	3	1000
Д242—Д248БП	5—10	1—1,5	100—600	3	1200
2Д201А—Г	5—10	1	100—200	3	—
КД202А—С	1—5	0,8	50—600	0,9	5000
КД203А—Д	10	1	600—1000	1,5	1000
КД206А—В	10	1,2	400—600	0,7	1000
2Д212А	1	1	200	0,05	100 000
2Д213А—Б	10	1—1,2	200	0,2	100 000
Кремниевые силовые вентиля					
В10—В500	10—500	1,35—2,2	100—3800	6—40	50—500
ВВ320—ВВ500	320—500	1,7—2,2	100—1400	40	50—500
ВЛ10—ВЛ320	10—320	1,35—1,6	400—1500	4—20	50—500
ВЛВ320—ВЛВ500	320—500	1,6—1,8	400—1500	20	50—500
ВЧ10—ВЧ200	10—200	0,7—1,2	100—1000	20	100 000
Кремниевые выпрямительные столбы					
Д1004—Д1011А	0,05—0,3	1,1—7	500—10 000	0,1	20 000
Кремниевые выпрямительные блоки					
КЦ401А—КЦ401Б	0,4—0,5	2,5	500	0,1	1 000
2Ц101А	10	8,3	700	0,01	20 000
2Ц103	10	10	2000	0,01	50 000

3. СТАБИЛИТРОНЫ И СТАБИСТОРЫ

Стабилитрон — это полупроводниковый диод, у которого на обратной ветви ВАХ имеется участок, расположенный в области электрического пробоя (рис. 1.3, а). Этот участок, характеризующийся слабой зависимостью напряжения от тока, является рабочим.

Для изготовления стабилитронов используют кремний, так как кремниевые *p-n*-переходы имеют небольшие обратные токи, не приводящие к саморазогреву полупроводника как в предпробойной области, так и в области электрического пробоя. Поэтому переход в область пробоя резкий, а рабочий участок, идущий практически

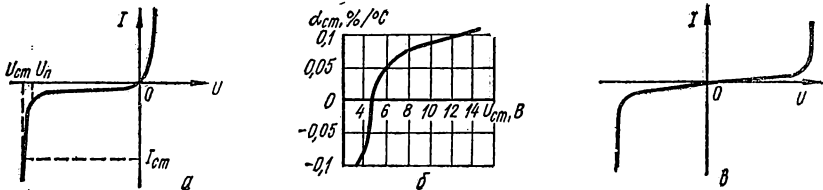


Рис. 1.3. Характеристики стабилитронов.

параллельно оси токов, не имеет области отрицательного сопротивления, характерной для теплового пробоя. Напряжение пробоя, являющееся напряжением стабилизации, зависит от параметров исходного полупроводника и технологии его обработки. У стабилитронов с низкоомной базой, работающих при напряжениях стабилизации до 3 В, пробой носит туннельный характер. В диапазоне напряжений от 3 до 7 В пробой определяется совместным действием туннельного и лавинного механизмов пробоя. У стабилитронов с высокоомной базой, работающих при напряжениях стабилизации свыше 7 В, пробой носит лавинный характер, так как *p-n*-переходы имеют значительную ширину, и поэтому напряженность электрического поля в них недостаточна для возникновения туннельного пробоя.

Прямая ветвь ВАХ стабилитрона практически не отличается от прямой ветви ВАХ выпрямительного диода.

К основным параметрам стабилитронов относятся:

Напряжение стабилизации $U_{ст}$ — падение напряжения на стабилитроне при прохождении заданного тока стабилизации. Для характеристики изменения $U_{ст}$ на рабочем участке в паспортных данных приводят допустимый разброс напряжения стабилизации $\Delta U_{ст}$ (в процентах).

Ток стабилизации $I_{ст}$ — ток, соответствующий напряжению стабилизации $U_{ст}$. В справочной литературе приводятся также зна-

чения минимального тока стабилизации $I_{\text{ст. мин}}$, соответствующего началу рабочего участка, и максимального тока стабилизации $I_{\text{ст. макс}}$, при котором рассеиваемая мощность не превышает допустимого значения.

Дифференциальное сопротивление $r_{\text{ст}}$ — сопротивление, характеризующее наклон рабочего участка. Величина $r_{\text{ст}} = \partial U_{\text{ст}} / \partial I_{\text{ст}}$ характеризует степень стабильности напряжения стабилизации при изменении тока стабилизации. В зависимости от величины $r_{\text{ст}}$ стабилитроны можно условно разделить на две группы: регулирующие (общего назначения), используемые в стабилизаторах и ограничителях постоянного и переменного напряжения, и опорные (прецизионные), которые служат источниками эталонного напряжения в схемах, где требуется высокая степень стабилизации напряжения.

Температурный коэффициент напряжения стабилизации $\alpha_{\text{ст}}$ представляет собой относительное изменение напряжения стабилизации, соответствующее изменению температуры на один градус при постоянном токе стабилизации:

$$\alpha_{\text{ст}} = \frac{\partial U_{\text{ст}}}{U_{\text{ст}}} \cdot \frac{1}{\partial T} \cdot 100\% \Big|_{I_{\text{ст}} = \text{const.}}$$

График, показанный на рис. 1.3, б, характеризует изменение $\alpha_{\text{ст}}$ в зависимости от величины напряжения стабилизации. Из графика видно, что в случае преобладания туннельного пробоя ($U_{\text{ст}} < 5,4$ В) $\alpha_{\text{ст}}$ отрицателен. Более высоковольтные стабилитроны, у которых преобладает лавинный пробой, имеют положительный $\alpha_{\text{ст}}$. На практике для снижения $\alpha_{\text{ст}}$ последовательно со стабилитроном, работающим в нормальном (обратном) направлении, включают один или несколько стабилитронов, работающих в прямом направлении. Это обусловлено тем, что прямая ветвь ВАХ стабилитрона имеет отрицательный температурный коэффициент напряжения. Вместо стабилитронов в прямом направлении могут быть включены выпрямительные диоды, у которых прямая ветвь ВАХ также имеет отрицательный температурный коэффициент напряжения, или терморезисторы, имеющие отрицательный температурный коэффициент сопротивления. Этот принцип используется при изготовлении прецизионных стабилитронов, у которых полупроводниковый элемент содержит три p - n -перехода: один рабочий, а два других, включенных последовательно с рабочим в прямом направлении, компенсирующие.

Максимально допустимая рассеиваемая мощность $P_{\text{макс}}$ — допустимое значение постоянной или средней рассеиваемой на стабилитроне мощности, при которой обеспечивается заданная надежность. Величина $P_{\text{макс}}$ при повышении температуры снижается по линейному закону.

Кроме перечисленных параметров, в справочниках часто приводятся максимальные значения прямого тока $I_{\text{пр. макс}}$ и падения напряжения при прохождении прямого тока $U_{\text{пр. макс}}$.

Для стабилизации низковольтных напряжений используется прямая ветвь ВАХ. Такие приборы, называемые стабилиторами, имеют напряжение стабилизации в диапазоне 0,3—1 В и характеризуются отрицательной величиной $\alpha_{\text{ст}}$.

Особую группу среди стабилитронов составляют двуханодные (двухсторонние) стабилитроны, которые имеют симметричную ВАХ (рис. 1.3, в). В двуханодных стабилитронах используется трехслойная симметричная *p-n*-структура. Принцип работы приборов основан на смыкании слоев объемного заряда, которое наступает при таком напряжении, когда граница области объемного заряда обратно включенного *p-n*-перехода доходит через базовую область до границы области объемного заряда прямо включенного *p-n*-перехода. При этом резко увеличивается ток через структуру, как при электрическом пробое. Напряжение смыкания (напряжение стабилизации) зависит от ширины и удельного сопротивления базовой области.

Двуханодные стабилитроны дополнительно характеризуются несимметричностью напряжения стабилизации $H_{\text{ст}}$, представляю-

Таблица 1.2

Тип стабилитрона	$U_{\text{ст}}$, В	$I_{\text{ст}}$, мА	$I_{\text{ст. мин}}$, мА	$I_{\text{ст. макс}}$, мА	$r_{\text{ст}}$, Ом	$\alpha_{\text{ст}}$, %/°С	$P_{\text{макс}}$, Вт
Односторонние							
Д808—Д811, Д813	7—14	5	1	33—20	6—18	0,07—0,095	0,28
Д814А—Д814Д	7—14	5	1	40—24	6—18	0,07—0,095	0,34
Д815А—Д815Ж	5,6—18	—	25—50	1400—450	0,6—3	0,045—0,11	8
Д816А—Д817ГП	22—150	50	5—10	230—50	7—50	0,12—0,14	5
Д818А—Д818Е	9	10	3	33	12	0,02	0,3
2С156А, 2С168А	5,6—6,8	10	3	55—45	10—46	0,05—0,0	0,3
КС196А—Г	9,6	—	3	20	18	—	0,2
2С920А—2С980А	120—180	—	2,5—5	42—28	100—220	0,16	5
КС133А—КС168А	3,3—6,8	10	3	81—45	28—65	0,02—0,1	0,3
КС191М, Н, П, Р	9,1	—	5	15	18	0,0005—0,005	0,15
КС211Б—КС211Д	11	10	5	33	15	0,005—0,02	0,28
КС620А—КС680А	120—180	20—50	2,5—5	28—33	150—330	0,2	5
СК1, СК2	5,6—300	25—2000	—	—	0,5—150	0,045—0,15	10—15
СКС-15	5,6—400	25—2000	—	—	—	—	—
СКТ-15	8—9	800—1600	—	—	—	—	—
Двуханодные							
ВКЛС-5	400—1500	5	—	—	—	—	—
ОНСК-7	1200—1799	—	—	—	—	—	—
ОНСК-9	1800—2599	—	—	—	—	—	—
ОНСК-15	400—900	16—33	—	123—225	—	—	15

щей разность напряжений стабилизации при двух равных по абсолютной величине и противоположных по знаку заданных токах стабилизации. Двуханодные стабилитроны выпускаются на рабочие напряжения до 5000 В при токах стабилизации до 1 А с допускаемым уровнем рассеиваемой энергии до 100 Дж. Они используются в устройствах преобразовательной техники для снижения перенапряжений любой полярности, в мощных ограничителях напряжения и т. д.

В табл. 1.2 приведены некоторые параметры стабилитронов.

4. УНИВЕРСАЛЬНЫЕ, ИМПУЛЬСНЫЕ И СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ДИОДЫ. ВАРИКАПЫ

В универсальных диодах, предназначенных для использования в схемах нелинейного преобразования электрических сигналов (выпрямление, детектирование и т. д.) в диапазоне частот до 1000 МГц, используются точечные *p-n*-переходы, размеры которых меньше характерной длины, определяющей физические процессы в *p-n*-переходе (например, толщина *p-n*-перехода). Точечные переходы имеют небольшую площадь. Поэтому универсальные диоды характеризуются малыми прямыми токами не более 150 мА и низкими значениями допустимой мощности рассеяния.

Для универсальных диодов характерны сравнительно низкие рабочие напряжения (до 150 В), что объясняется резким возрастанием обратного тока при повышении напряжения из-за существенного увеличения тока утечки и тока тер-

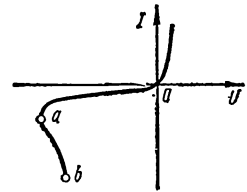


Рис. 1.4. ВАХ универсального диода.

Таблица 1.3

Тип универсального диода	$I_{пр. макс.}$ мА	$U_{обр. макс.}$ В	$I_{обр.}$ мА	$C_{пр.}$ пФ	$f_{макс.}$ МГц
Д2А—Д2И	8—50	10—150	0,1—0,25	1—2	150
Д9А—Д9М	15—40	10—100	0,06—1	1—2	40
Д10—Д10Б	3—8	10	0,1—0,2	1	100
Д11—Д14А	60	30—100	0,05—0,1	1	150
Д15—Д16	3—15	30—50	0,3—0,5	1	300
Д101—Д106А	100—150	30—100	0,03—0,1	0,5	600
Д223—Д223Б	20—50	50—150	0,0005—0,001	—	30
ГД402А—ГД402Б	25	15	0,1	0,5—0,8	100

могенерации. В области пробоя на обратной ветви ВАХ имеется участок ab с отрицательным сопротивлением (рис. 1.4).

Основными параметрами универсальных диодов (табл. 1.3) являются предельный ток $I_{пр. макс}$, максимальное обратное напряжение $U_{обр. макс}$, обратный ток $I_{обр}$, предельная частота $f_{макс}$ и проходная емкость $C_{пр}$, представляющая собой величину статической емкости между зажимами диода.

Импульсные диоды, работающие в режиме переключения в быстродействующих импульсных схемах (логические схемы, диодные ограничители и фиксаторы уровня и т. д.), должны обладать минимальной длительностью переходных процессов при включении и выключении.

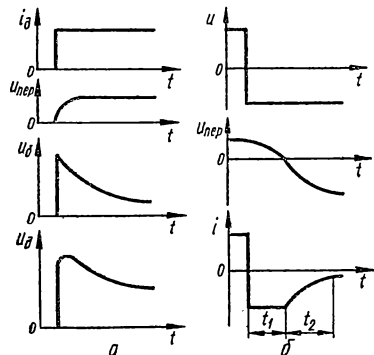


Рис. 1.5. Графики переходных процессов в диоде:
а — при включении; б — при выключении.

Процесс включения характеризуется установлением прямого падения напряжения на диоде. Из рис. 1.5, а видно, что в начальный момент включения на сопротивлении базы имеется значительное падение напряжения $U_б$, которое постепенно убывает вследствие уменьшения сопротивления базы $r_б$. Уменьшение $r_б$ обусловлено процессом накопления в базовой области диода неосновных носителей заряда, инжектируемых эмиттером. Напряжение на $p-n$ -переходе $U_{пер}$, как и обычно, увеличивается от нуля

до установившегося значения. Общее падение напряжения на диоде, являющегося суммой $U_б + U_{пер}$, изменяется в зависимости от соотношения между этими напряжениями. Длительность процесса включения снижается при уменьшении сопротивления базовой области и площади $p-n$ -перехода.

Выключается диод на практике двумя способами. При первом способе через диод после прекращения импульса прямого тока проходит ток обратного направления, вызванный послеинжекционной ЭДС, которая состоит из падения напряжения на открытом диоде и ЭДС Дембера, обусловленной различием подвижностей электронов и дырок. Послеинжекционная ЭДС постепенно уменьшается вследствие рассасывания накопленных в базе носителей заряда из-за рекомбинации, и обратный ток убывает до нуля.

При втором способе после подачи на диод импульса напряжения обратной полярности (рис. 1.5, б) некоторое время $p-n$ -переход остается в состоянии прямого включения вследствие того, что концентрация неравновесных носителей заряда, накопленных в базо-

вой области при прохождении прямого тока, отлична от нуля и скачком измениться не может. При этом через диод проходит обратный ток, величина которого зависит от внешнего напряжения и сопротивления цепи диода. Через некоторый промежуток времени t_1 избыточные носители заряда исчезают вследствие процесса рекомбинации и напряжение на p - n -переходе падает до нуля. С этого момента времени p - n -переход оказывается включенным в обратном направлении и сопротивление его возрастает. Обратный ток в течение промежутка времени t_2 уменьшается до стационарного значения. Время восстановления обратного сопротивления $t_{\text{восст}} = t_1 + t_2$ снижается с уменьшением толщины и площади базовой области, а также при увеличении крутизны импульса напряжения обратной полярности. Для уменьшения $t_{\text{восст}}$ следует снижать количество избыточных носителей заряда, накапливающихся в базовой области диода при протекании прямого тока.

Особую группу импульсных диодов, у которых эффект накопления отсутствует, составляют диоды Шоттки (диоды на «горячих» электронах), в которых используется выпрямляющий контакт металл—полупроводник. Основой диода является низкоомная полупроводниковая пластинка с электронной электропроводностью, на которой создается высокоомная пленка толщиной 1—1,5 мкм полупроводника n -типа. На поверхность пленки наносят металлический слой, служащий одновременно электрическим контактом. Если к такому переходу приложить внешнее напряжение, то практически все падение напряжения будет приходиться на узкую высокоомную область, напряженность электрического поля в которой достигает значительных величин (до 10^6 В/м). В результате электроны «разогреваются», т. е. приобретают энергию, достаточную для преодоления потенциального барьера перехода металл—полупроводник и переходят в металлический слой. Поскольку носители заряда при этом не накапливаются, то инерционность диодов Шоттки невелика и определяется только зарядной емкостью перехода и временем пролета электронов через слой высокоомного полупроводника.

Эффект накопления не всегда отрицателен и используется в диодах с накоплением заряда (ДНЗ), которые называют также накопительными диодами. В этих диодах в базовой области создается неравномерная по ширине базы концентрация примесей. В результате возникает электрическое поле, препятствующее накоплению носителей заряда в отдаленных от p - n -перехода областях базы. Поэтому при прохождении прямого тока основная часть избыточных носителей заряда накапливается вблизи p - n -перехода. Если к ДНЗ приложить обратное напряжение, то в течение времени t_1 (рис. 1.5, б) обратный ток, аналогично ранее рассмотренному, не изменяется.

К моменту окончания t_1 в базе остается незначительное количество избыточных носителей и поэтому процесс их рассасывания происходит за небольшой промежуток времени $t_2 \ll t_1$. Это свойство ДНЗ позволяет использовать их в качестве формирователей прямоугольных импульсов с очень крутыми фронтами.

К основным параметрам импульсных диодов (табл. 1.4) относятся: предельный ток $I_{пр. макс}$, максимальное обратное напряжение $U_{обр. макс}$, обратный ток $I_{обр}$, время восстановления обратного сопротивления $t_{восст}$, емкость диода C_d , максимальный импульс тока $I_{имп. макс}$, представляющий собой наибольшее значение тока в импульсе заданной длительности, которое не вызывает повреждения диода, а также импульсное прямое сопротивление $R_{имп. пр}$, являющееся отношением импульсного напряжения на диоде к вызвавшему его импульсу тока.

Таблица 1.4

Тип импульсного диода	$I_{пр. макс}$ мА	$U_{обр. макс}$ В	$I_{обр}$, мкА	$t_{восст}$, нс	C_d , пФ	$I_{имп. макс}$ мА	$R_{имп. пр}$ Ом
Д18	20	20	50	80	0,5	50	100
Д19—Д19Б	45—60	20—40	100	—	—	—	250—400
Д20	20	10	50	70	—	50	100
Д219А—Д220Б	20—50	50—100	1	400	15	500	50—75
Д310	500	20	100	300	15	800	3
Д311—Д312	20—80	30—100	100	50—500	1,5—3	250—500	20—30
ГД503А—ГД503Б	10—20	30	4	10	2,5—5	100—200	50—70
ГД507А	16—35	20	50	100	0,8	100	80
КД512А	10—20	15	5—100	1	1	100—200	—
КД514А	10	10	5	—	0,9	20—50	—

Сверхвысокочастотные (СВЧ) диоды используются в устройствах, работающих в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн. В зависимости от назначения диоды СВЧ разделяются на смесительные, предназначенные для преобразования СВЧ сигнала и сигнала гетеродина в сигнал промежуточной частоты; детекторные (видеодиоды), предназначенные для детектирования СВЧ колебаний, т. е. для преобразования импульса СВЧ колебаний (радиоимпульса) в импульс огибающей (видеоимпульс); параметрические, предназначенные для работы в усилителях СВЧ колебаний; регулирующие, предназначенные для работы в переключателях, ограничителях и модуляторах СВЧ колебаний; умножительные, используемые для умножения СВЧ колебаний; генераторные, предназначенные

для генерирования СВЧ колебаний. В качестве диодов СВЧ используются диоды с точечными $p-n$ -переходами, лавинно-пролетные (ЛПД), диоды Шоттки, ДНЗ, диоды Ганна и др.

К основным параметрам диодов СВЧ относятся: емкость, индуктивность, потери преобразования, добротность, чувствительность по току и др. Эти параметры характеризуют свойства диодов СВЧ при использовании их в конкретном классе схем.

Варикапы — это полупроводниковые диоды, в которых используется зависимость емкости от величины обратного напряжения. Варикапы предназначены для применения в качестве нелинейных конденсаторов с электрически управляемой величиной емкости. Разновидностью варикапов являются варакторы, предназначенные для умножения СВЧ сигналов.

Известно, что заряд и ширина $p-n$ -перехода изменяются в зависимости от величины и полярности внешнего напряжения. Кроме того, величина заряда избыточных носителей в базовой области также изменяется при изменении напряжения. Следовательно, диод можно охарактеризовать двумя емкостями: барьерной, отражающей изменение зарядов в $p-n$ -переходе, и диффузионной (зарядной), отражающей изменение зарядов в базовой области.

Диффузионная емкость, преобладающая при прямом включении диода, характеризуется сильной зависимостью от температуры и частоты и имеет низкую добротность. Поэтому варикапы используются при обратном включении, когда преобладает барьерная емкость. Значение барьерной емкости может быть определено из уравнения

$$C = \epsilon \epsilon_0 S / l$$

(S — площадь, а $l = f(U, \varphi_0)$ — ширина $p-n$ -перехода), из которого видно, что емкость зависит от свойств полупроводника, конструкции $p-n$ -перехода и приложенного напряжения.

Важной характеристикой варикапов является вольт-фарадная характеристика, представляющая собой зависимость емкости варикапа от величины обратного напряжения (рис. 1.6).

К основным параметрам варикапов (табл. 1.5) относятся: номинальная емкость $C_{\text{ном}}$ при обратном напряжении $U_{\text{обр}} = 4$ В; максимальная $C_{\text{макс}}$ и минимальная $C_{\text{мин}}$ емкости при минимальном и максимальном обратном напряжении; добротность Q , представляющая собой отношение реактивного сопротивления к полному

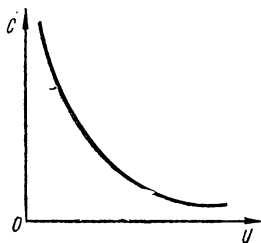


Рис. 1.6. Вольт-фарадная характеристика варикапа.

Таблица 1.5

Тип варикапа	$C_{\text{ном}}$, пФ	Q , не менее	$U_{\text{макс}}$, В
Д901А—Д901Е	22—44	25—30	45—80
Д902	6—12	30	25
2В102А—2В102Ж	14—37	40—100	45
2В103А—2В103Б	18—48	40—50	80
2В104А—2В104Д	90—192	100	45—80

Примечание. Для варикапов Д901А—Д902 $\text{ТКЕ} = 5 \cdot 10^{-4} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ (при $U_{\text{обр}} = 4\text{В}$).

сопротивлению потерь на заданной частоте; температурный коэффициент емкости ТКЕ, характеризующий отношение относительного изменения емкости при заданном напряжении к вызвавшему его абсолютному изменению температуры и др.

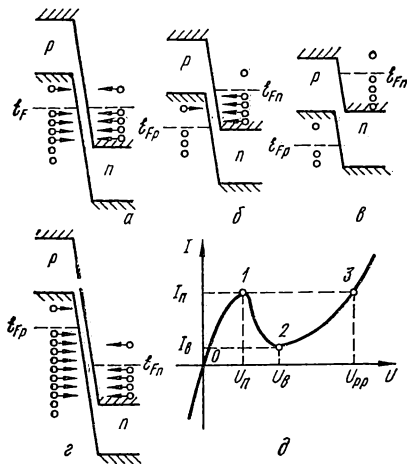


Рис. 1.7. Энергетические диаграммы туннельного диода:

$a - U = 0$; $б - U = U_{\text{П}}$; $в - U = U_{\text{В}}$;
 $г - U < 0$; $д - \text{ВАХ диода}$.

ального барьера p - n -перехода, через потенциальный барьер при достаточно малой ширине p - n -перехода и высокой напряженности электрического поля. При этом энергия электрона не изменяется. Иными словами, электрон как бы «туннелирует» («просачивается») через потенциальный барьер p - n -перехода.

На рис. 1.7, a показана энергетическая диаграмма p - n -перехода туннельного диода при отсутствии внешнего напряжения. Стрел-

5. ТУННЕЛЬНЫЕ И ОБРАЩЕННЫЕ ДИОДЫ

Туннельными называются диоды на основе вырожденных полупроводников, у которых туннельный эффект приводит к появлению на прямой ветви ВАХ участка с отрицательной дифференциальной проводимостью.

Сущность туннельного эффекта заключается в том, что имеется малая, но конечная вероятность перехода электрона, обладающего энергией, меньшей энергетической высоты потенци-

ками снабжены те электроны, которые могут перейти в смежный слой благодаря туннельному эффекту. Из рисунка видно, что вследствие взаимного перекрытия валентной зоны p -области и зоны проводимости n -области часть электронов этих зон находится на одинаковых энергетических уровнях. Уровень Ферми располагается в пределах соответствующих разрешенных зон, так как области p - и n -типа образованы вырожденными полупроводниковыми слоями. При этом количество электронов с энергией, превышающей энергию уровня Ферми, невелико. При отсутствии внешнего электрического поля встречные потоки туннелирующих электронов равны и общий ток через диод равен нулю.

Если к диоду приложить небольшое прямое напряжение, то высота потенциального барьера и степень перекрытия зон уменьшаются. При этом поток электронов, туннелирующих из n - в p -область практически не изменяется, а встречный поток значительно снижается (рис. 1.7, б). В результате возникает ток, направленный из p - в n -область, который возрастает при увеличении напряжения до максимального значения $I_{\text{п}}$ (участок 0—1 на рис. 1.7, д). При напряжении, равном $U_{\text{п}}$, уровень Ферми n -области совпадает с верхней границей валентной зоны p -области (рис. 1.7, б). При дальнейшем повышении прямого напряжения ток диода снижается до минимального значения $I_{\text{в}}$ из-за уменьшения количества туннелирующих электронов (участок 1—2 на рис. 1.7, д). Это обусловлено тем, что по мере снижения степени перекрытия зон уменьшается количество электронов в зоне проводимости n -области, энергия которых меньше верхней границы валентной зоны p -области. При напряжении, равном $U_{\text{в}}$, верхняя граница валентной зоны p -области совпадает с нижней границей зоны проводимости n -области (рис. 1.7, в). Последующее повышение напряжения приводит к увеличению прямого тока (участок 2—3 на рис. 1.7, д), что обусловлено снижением потенциального барьера p - n -перехода аналогично обычному диоду.

Если к туннельному диоду приложить обратное напряжение, то поток электронов, туннелирующих из n - в p -область практически не изменяется, а встречный поток вследствие повышения степени перекрытия зон возрастает (рис. 1.7, в). В результате обратный ток диода значительно увеличивается при небольшом повышении обратного напряжения. Изменение потока дырок в туннельном диоде происходит аналогично.

К основным параметрам туннельных диодов (табл. 1.6) относятся: пиковый ток $I_{\text{п}}$, ток впадины $I_{\text{в}}$, напряжение пика $U_{\text{п}}$, напряжение впадины $U_{\text{в}}$; напряжение раствора $U_{\text{рр}}$, отношение токов $I_{\text{п}}/I_{\text{в}}$; емкость диода $C_{\text{д}}$ и ряд других параметров.

Туннельные диоды применяются в усилителях, генераторах и ключевых устройствах.

Таблица 1.6

Тип туннельного диода	$I_{П}$, мА	$U_{П}$, мВ	$I_{П}/I_{В}$	$U_{рр}$, мВ	$C_{д}$, пФ
ИИ102А—ИИ102К	1,25—3,1	70—100	5	—	0,9—3,5
ИИ302А—ИИ302Г	1,7—17	60	3,5—4,5	—	80—200
ГИ304А—ГИ304Б	4,5—5,5	75	5	420	20
ГИ305А—ГИ305Б	9,1—11,1	85	5	430	30
ЗИ1101А—ЗИ1101И	1—5	0,16—0,18	5—6	—	1—10
ЗИ201А—ЗИ201Л	10—100	0,18—0,33	10	—	2,5—40
ЗИ301А—ЗИ301Г	1,4—12	180	8	650—1300	12—50

Обращенные — это полупроводниковые диоды, электропроводность которых при обратном напряжении значительно больше, чем при прямом, вследствие туннельного эффекта. Обращенные диоды отличаются от туннельных меньшей концентрацией примесей, вследствие чего при отсутствии внешнего напряжения энергетические зоны не перекрываются. Поэтому принцип работы обращенного диода при прямом напряжении аналогичен работе обычного. При обратном напряжении валентная зона p -области и зона проводимости n -области взаимно перекрываются. Поэтому прохождение обратного тока обусловлено туннельным эффектом.

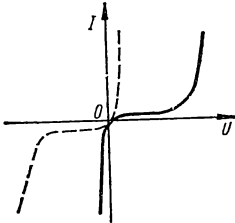


Рис. 1.8. ВАХ обращенного диода.

Вольт-амперная характеристика обращенного диода показана на рис. 1.8. В отличие от туннельного диода на прямой ветви ВАХ практически отсутствует максимум. Обратные ветви ВАХ обращенного и туннельного диодов совпадают. Для практических целей используют зеркальное отображение ВАХ, повернутое на 180° (на рис. 1.8 показано штрихами), т. е. считают обратную ветвь прямой, а прямую — обратной. При этом обращенные диоды имеют значительно меньшее падение напряжения в прямом направлении по сравнению

Таблица 1.7

Тип обращенного диода	$I_{П}$, мА	$U_{П}$, В	$U_{обр}$, В	$C_{д}$, пФ	$I_{обр}$, мА
АИ402Б—АИ402И	0,1—0,4	0,6	0,25	1—4	0,4—10
ГИ401А—ГИ401Б	0,2—0,5	0,33	0,09	2,4—5,6	2,5—5
ГИ403А	0,1—0,15	0,28—0,35	0,12—0,135	3	8

с обычными диодами, но обратное напряжение их также невелико (0,3—0,5 В).

Обращенные диоды используются в детекторах, смесителях и ключевых устройствах, работающих при малых сигналах. Основные параметры обращенных диодов приведены в табл. 1.7.

6. МОДЕЛИ ДИОДОВ

Широкое внедрение электронной техники практически во все отрасли народного хозяйства, повышение темпов научно-технического прогресса, усложнение электронных систем и устройств обусловили необходимость автоматизации процесса проектирования электронной аппаратуры с помощью ЭВМ. Машинное проектирование позволяет находить наиболее оптимальные с точки зрения технико-экономической эффективности решения, а также дает возможность анализировать сложные электронные устройства при любом сочетании внешних воздействий. Одной из важнейших задач проектирования является модификация существующих и создание новых эквивалентных схем (схемных моделей) элементов электронных устройств с целью упрощения и в то же время повышения точности расчетов.

Основой большинства схемных моделей является математическая модель, характеризующая физику процессов, происходящих в приборе. Схемная модель должна описываться простыми математическими выражениями, с достаточной точностью отражающими физические процессы в приборе, т. е. уравнения схемной модели должны быть по возможности точным отражением уравнений математической модели. Модель диода в общем виде является интерпретацией зависимости между током диода и приложенным напряжением.

Для построения идеализированной модели диода (рис. 1.9, а) используется уравнение вольт-амперной характеристики (ВАХ) p - n -перехода

$$I = I_0 (e^{U/\varphi_T} - 1).$$

В реальных диодах необходимо учитывать влияние сопротивления базовой области (при прямом включении), сопротивление поверхностных утечек (при обратном включении) и емкости p - n -перехода (в переходных процессах). Учет этих явлений с достаточной степенью точности отражается в модели Эберса—Молла, показанной на рис. 1.9, б, которая используется как в динамическом, так и в статическом режимах (в последнем случае из модели исключаются конденсаторы). Параметры модели Эберса—Молла — ток генератора $I = f(U_{\text{пер}})$, зависящий от напряжения на p - n -переходе

$U_{пер}$; барьерная $C_{бар}$ и диффузионная $C_{диф}$ емкости; сопротивление базы r_b и сопротивление утечки $r_{ут}$ — определяются математическим либо экспериментальным путем.

Кусочно-линейная модель диода (рис. 1.9, в) обладает простотой и наглядностью, однако имеет небольшую точность и не отражает зависимости между внешними электрическими параметрами диода

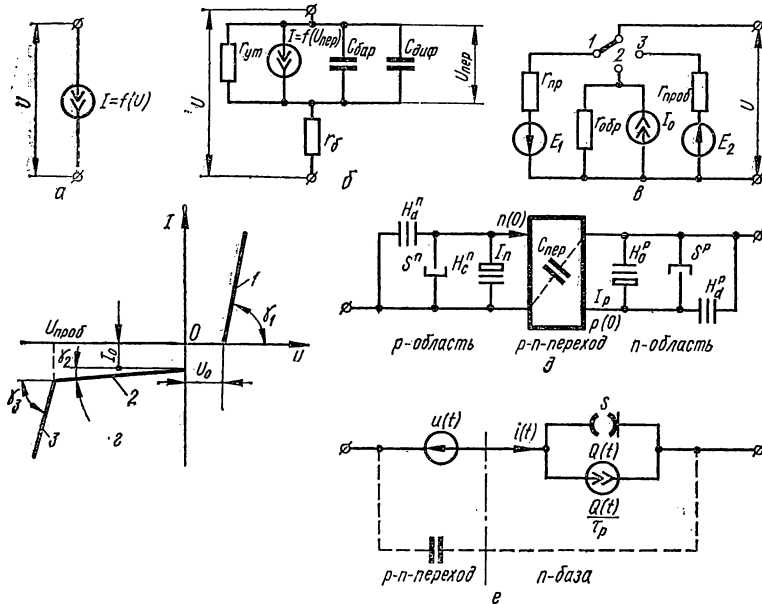


Рис. 1.9. Модели диодов:

а — идеализованная; б — Эберса—Молла; в — кусочно-линейная; г — линейризованная ВАХ диода; д — Линвилла; е — Бьюфоу—Спаркса.

и его физическими свойствами. Модель состоит из трех эквивалентных схем, характеризующих режим прямого включения (1), обратного включения (2) и электрического пробоя (3). Параметры модели определяют из линейризованной ВАХ диода (рис. 1.9, г) с помощью соотношений $r_{пр} \equiv \text{ctg } \gamma_1$; $r_{обр} \equiv \text{ctg } \gamma_2$; $r_{проб} \equiv \text{ctg } \gamma_3$; $E_1 = U_0$; $U_2 = U_{проб}$.

В модели Линвилла (рис. 1.9, д) полупроводниковая структура представляется в виде совокупности символических элементов, отражающих физические процессы в объеме и на поверхности полупроводника: сторанс S — элемент, характеризующий процесс накопления неосновных носителей заряда в соответствующей области полупроводника; диффузанс H_d — элемент, характеризующий про-

процесс диффузии неосновных носителей заряда; комбинанс H_c — элемент, характеризующий процесс рекомбинации неосновных носителей заряда. На рис. 1.9, d через $n(0)$ и $p(0)$ — обозначены избыточные концентрации неосновных носителей заряда на границах p - n -перехода, через $C_{пер}$ — емкость p - n -перехода. Символическим элементам модели соответствуют электрические величины: аналогом стокранса является емкость, диффузанса и комбинанса — электропроводность, избыточной концентрации неосновных носителей заряда — напряжение в узле. Параметры модели Линвилла определяются через физические параметры диода.

Модель Бьюфоу—Спаркса (зарядоуправляемая модель) базируется на методе заряда, устанавливающем связь между изменением во времени заряда неосновных носителей в базовой области и током, проходящим через диод:

$$i(t) = \frac{dQ(t)}{dt} + \frac{Q(t)}{\tau_p}, \quad (1-2)$$

где $Q(t)$ — заряд неосновных носителей; τ_p — время жизни неосновных носителей заряда (дырок) в базовой области n -типа.

Уравнению (1-2) соответствует модель, показанная на рис. 1.9, e .

Модели Эберса—Молла, Линвилла и Бьюфоу—Спаркса являются адекватными, так как базируются на одной математической модели. Они обладают одинаковой погрешностью и отличаются лишь степенью отражения физических процессов в диоде.

Глава 2

ТРАНЗИСТОРЫ

1. КЛАССИФИКАЦИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

Транзистор (TRANSfer resISTOR — преобразующий сопротивление) — это полупроводниковый прибор, имеющий три и более внешних выводов, предназначенный для усиления или генерации электрических сигналов, а также для коммутации электрических цепей. В зависимости от назначения и свойств транзисторы классифицируются на ряд групп.

По мощности рассеяния $P_{расс}$ (допустимое значение мощности потерь, рассеиваемой транзистором без применения дополнительного теплоотвода) различают транзисторы малой ($P_{расс} < 0,3$ Вт), средней ($0,3$ Вт $< P_{расс} < 1,5$ Вт) и большой ($P_{расс} > 1,5$ Вт) мощности.

По диапазону частот (в зависимости от значения предельно допустимой рабочей частоты f_a) различают низкочастотные ($f_a <$

< 3 МГц), среднечастотные ($3 \text{ МГц} < f_a < 30 \text{ МГц}$), высокочастотные ($30 \text{ МГц} < f_a < 300 \text{ МГц}$) и сверхвысокочастотные ($f_a > 300 \text{ МГц}$) транзисторы.

Особую группу транзисторов составляют лавинные, полевые и однопереходные.

В соответствии с ГОСТ 10862—72 транзисторы имеют маркировку, состоящую из шести элементов.

Первый элемент (буквенный или цифровой) обозначает исходный материал, из которого изготовлен полупроводниковый элемент транзистора: Г или 1 — германий, К или 2 — кремний, А или 3 —

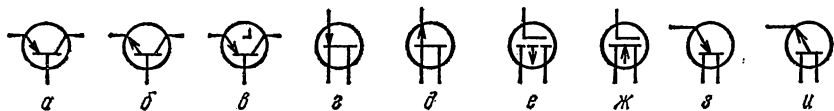


Рис. 2.1. Условные графические обозначения транзисторов:

а — *p-n-p*-типа; *б* — *n-p-n*-типа; *в* — лавинного *p-n-p*-типа; *г* — полевого с каналом *n*-типа; *д* — полевого с каналом *p*-типа; *е* — полевого с изолированным затвором обогащенного типа с *p*-каналом; *ж* — полевого с изолированным затвором обедненного типа с *n*-каналом; *з* — однопереходного с *n*-базой; *и* — однопереходного с *p*-базой.

арсенид галлия. Буквенные обозначения имеют приборы, работающие при пониженных температурах (германиевые — до 60, кремниевые — до 85° С), а цифровые — приборы, работающие при повышенных температурах (германиевые — до 70, кремниевые — до 120° С).

Второй элемент — буква Г — присваивается всем транзисторам, за исключением полевых, у которых вторым элементом является буква П.

Третий элемент (цифровой) характеризует мощность и диапазон частот транзистора:

$$\begin{array}{l} \text{малой мощности} \\ f_a < 3 \text{ МГц} - 1, 3 \text{ МГц} < f_a < 30 \text{ МГц} - 2, f_a > 30 \text{ МГц} - 3; \\ \text{средней мощности} \\ f_a < 3 \text{ МГц} - 4, 3 \text{ МГц} < f_a < 30 \text{ МГц} - 5, f_a > 30 \text{ МГц} - 6; \\ \text{большой мощности} \\ f_a < 3 \text{ МГц} - 7, 3 \text{ МГц} < f_a < 30 \text{ МГц} - 8, f_a > 30 \text{ МГц} - 9. \end{array}$$

Четвертый и пятый элементы (цифровые) обозначают порядковый номер разработки от 01 до 99.

Шестой элемент (буквенный) обозначает разновидность данной группы приборов, отличающихся одним или несколькими параметрами, не являющимися классификационными.

Условные графические обозначения транзисторов согласно ГОСТ 2.730—73 показаны на рис. 2.1 (обозначения транзисторов на чертежах должны выполняться линиями одинаковой толщины с линиями электрических связей; допускается вычерчивать обозначения транзисторов без окружностей, за исключением полевых и лавинных транзисторов).

2. ПРИНЦИП РАБОТЫ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Биполярный транзистор, полупроводниковый элемент которого содержит два $p-n$ -перехода, представляет собой трехслойную полупроводниковую структуру, созданную в одном кристалле путем введения акцепторной или донорной примеси. В зависимости от электропроводности исходного полупроводника различают $p-n-p$ и $n-p-n$ -транзисторы (рис. 2.2). Одна из крайних областей транзистора (например, левая) называется эмиттером, а прилегающий к ней $p-n$ -переход $j1$ — эмиттерным. Правая область называется коллектором, а прилегающий к ней $p-n$ -переход $j2$ — коллекторным. Центральная область, называемая базой, имеет значительно меньшую по сравнению с эмиттером и коллектором концентрацию примесных атомов.

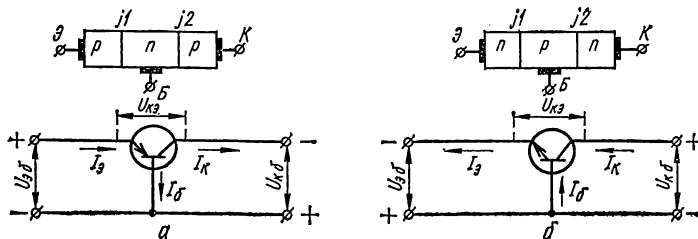


Рис. 2.2. Схематическое устройство и направления токов транзистора:

а — $p-n-p$ -типа; б — $n-p-n$ -типа.

Транзистор — прибор обратимый, т. е. эмиттер и коллектор можно поменять местами. Однако свойства транзистора при прямом (нормальном) и обратном (инверсном) включении различны, так как области эмиттера и коллектора отличаются размерами и электрофизическими свойствами. Полярности напряжений на электродах транзистора, соответствующие нормальному включению, показаны на рис. 2.2. При инверсном включении полярность напряжения на электродах транзистора противоположна.

Если к транзистору не приложено внешнее электрическое поле, то на его $p-n$ -переходах устанавливается состояние термодинамиче-

ского равновесия, характеризующееся равенством диффузионных и дрейфовых токов, проходящих через каждый из p - n -переходов. Поэтому общий ток транзистора равен нулю, а потенциальные барьеры обоих p - n -переходов имеют одинаковую высоту (рис. 2.3, а). Если на электроды транзистора подано внешнее напряжение с указанной на рис. 2.3, б полярностью (нормальное включение), то потенциальный барьер прямо включенного эмиттерного p - n -перехода снижается, а обратно включенного коллекторного p - n -перехода возрастает. При этом происходит инжекция дырок и их концентрация в базовой области вблизи эмиттерного p - n -перехода увеличивается. В результате образовавшейся неравномерной концентрации

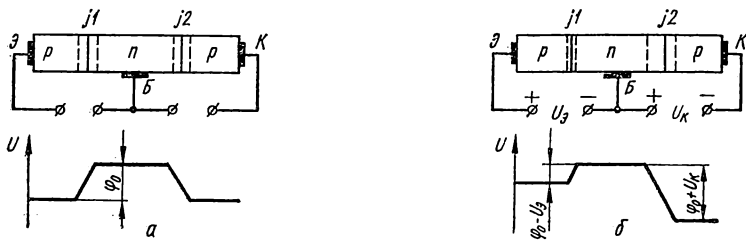


Рис. 2.3. Потенциальные диаграммы транзистора:
 а — внешнее электрическое поле отсутствует; б — транзистор включен в электрическую цепь.

неосновных носителей заряда (дырок) происходит их диффузия через базовую область к коллекторному p - n -переходу. Дырки, достигшие коллекторного перехода, перебрасываются его полем в область коллектора, увеличивая тем самым дрейфовый ток коллекторного перехода, и создают ток на выходе транзистора.

Если концентрация примесных атомов в базовой области однородна, то носители заряда в ней переносятся только за счет диффузии. Такие транзисторы получили название *бездрейфовых*. При неоднородном распределении примесных атомов в базовой области, концентрация которых велика у эмиттерного p - n -перехода и значительно уменьшается в направлении к коллекторному, возникает внутреннее электрическое поле, вызывающее дрейф неосновных носителей заряда в базовой области от эмиттера к коллектору. При определенной напряженности внутреннего электрического поля дрейф неосновных носителей заряда будет преобладать над диффузией. Поэтому такие транзисторы называют *дрейфовыми*.

Неосновные носители заряда (дырки), движущиеся в базовой области, частично рекомбинируют с электронами, вызывая приток электронов в базовую область от внешнего источника через базовый контакт. В результате возникает базовый ток, являющийся частью

эмиттерного. Доля электронной составляющей эмиттерного тока незначительна, так как дрейфовый ток эмиттерного $p-n$ -перехода намного меньше диффузионного из-за низкой концентрации основных носителей заряда (электронов) в базовой области.

У $n-p-n$ -транзисторов движение носителей заряда осуществляется аналогичным образом, но эмиттерный ток в основном обусловлен движением электронов.

3. СТАТИЧЕСКИЕ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРА

Различают четыре вида статических ВАХ транзистора: выходные $I_{\text{вых}} = f(U_{\text{вых}}) | I_{\text{вх}} = \text{const}$, управляющие (характеристики прямой передачи) $I_{\text{вых}} = f(I_{\text{вх}}) | U_{\text{вых}} = \text{const}$, входные $I_{\text{вх}} = f(U_{\text{вх}}) | U_{\text{вых}} = \text{const}$ и переходные (характеристики обратной передачи) $U_{\text{вх}} = f(U_{\text{вых}}) | I_{\text{вх}} = \text{const}$, из которых только два являются независимыми. Поэтому на практике обычно используют выходные и входные ВАХ.

Транзистор включается в электрическую цепь таким образом, что один из его электродов является входным, второй — выходным, а третий — общим относительно входа и выхода. В зависимости от этого различают три способа включения транзисторов (рис. 2.4):

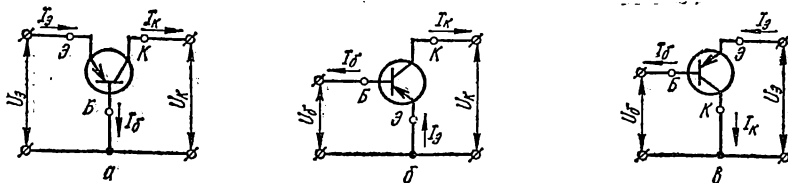


Рис. 2.4. Схемы включения транзисторов:

а — с общей базой (ОБ); *б* — с общим эмиттером (ОЭ); *в* — с общим коллектором (ОК).

с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ) и с общим коллектором (ОК). При любом способе включения в цепь входного электрода включают источник входного сигнала, а в цепь выходного электрода — нагрузку.

При включении транзистора по схеме ОБ статические ВАХ описываются зависимостями

$$I_{\text{к}} = f(U_{\text{к}}) | I_{\text{э}} = \text{const}; \quad (2-1)$$

$$I_{\text{э}} = f(U_{\text{э}}) | U_{\text{к}} = \text{const}. \quad (2-2)$$

Кривые семейства выходных ВАХ (рис. 2.5, *а*), определяемые из зависимости (2-1), практически параллельны оси напряжений.

Наличие небольшого наклона объясняется влиянием эффекта Эрли. В области напряжений, близких к напряжению электрического пробоя, наблюдается возрастание коллекторного тока, обусловленное увеличением коэффициента лавинного размножения носителей M . Выходные ВАХ в первом квадранте описываются уравнением

$$I_K = \alpha I_3 + I_{K0} + U_K/r_K, \quad (2-3)$$

где r_K — сопротивление коллекторного p - n -перехода;

$$\alpha = M\gamma\kappa \quad (2-4)$$

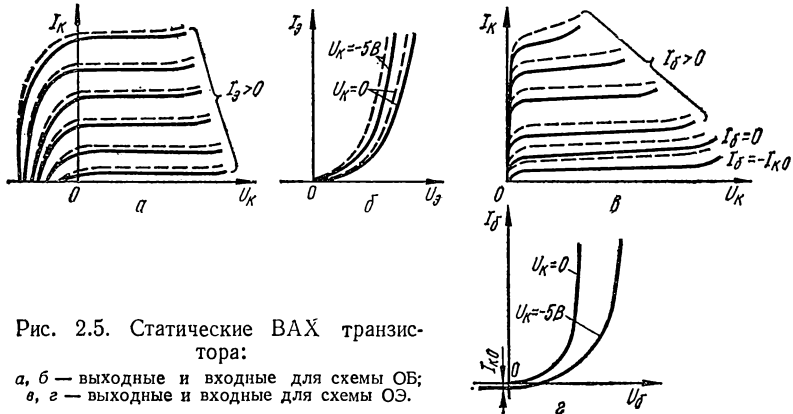


Рис. 2.5. Статические ВАХ транзистора:

$a, б$ — выходные и входные для схемы ОБ;
 $г, з$ — выходные и входные для схемы ОЭ.

— коэффициент передачи тока эмиттера; M — коэффициент лавинного размножения носителей заряда в коллекторном p - n -переходе; γ — коэффициент инжекции эмиттерного p - n -перехода; κ — коэффициент переноса носителей заряда, который показывает, какая часть инжектированных эмиттерным p - n -переходом носителей заряда достигает коллекторного p - n -перехода, т. е. коэффициент κ характеризует уменьшение количества носителей заряда за счет рекомбинации в базовой области.

Величина α меньше единицы, так как обычно $\kappa < 1$, $\gamma < 1$ и $M \approx 1$. Однако при коллекторных напряжениях, близких к напряжению лавинного пробоя коллекторного p - n -перехода, значение коэффициента M превышает единицу. Если выполняется неравенство $M > 1/(\gamma\kappa)$, то коэффициент α становится больше единицы.

Различают интегральный коэффициент передачи тока эмиттера α^* , связывающий полные токи коллектора I_K и эмиттера I_3 , и дифференциальный — α , связывающий приращения токов I_K и I_3 :

$$\alpha^* = \frac{I_K - I_{K0}}{I_3}; \quad \alpha = \frac{\partial I_K}{\partial I_3} = \alpha^* + I_3 \frac{\partial \alpha^*}{\partial I_3}, \quad (2-5)$$

где I_{K0} — обратный ток коллекторного p - n -перехода.

Из выражений (2-5) видно, что в зависимости от знака производной $\partial \alpha^* / \partial I_3$, дифференциальный коэффициент α может быть больше или меньше интегрального коэффициента α^* . На практике в ряде случаев пренебрегают зависимостью $\alpha^*(I_3)$ и считают, что $\alpha = \alpha^*$.

При повышении температуры выходные ВАХ смещаются, как показано штрихами на рис. 2.5, а, в область больших токов, что обусловлено возрастанием тока $I_{к0}$.

Кривые семейства входных ВАХ (рис. 2.5, б), определяемые из зависимости (2-2), образуют плотный пучок, что объясняется слабым влиянием коллекторного напряжения на ток эмиттера (входной ток). Поэтому в справочниках обычно приводят одну ветвь ВАХ, снятую при $U_k = 0$ или $U_k = -5$ В.

При включении транзистора по схеме ОЭ статические ВАХ описываются зависимостями

$$I_k = f(U_k) |_{I_3 = \text{const}}; I_3 = f(U_3) |_{U_k = \text{const}}.$$

Уравнение для выходных ВАХ схемы ОЭ (рис. 2.5, в) можно получить из (2-3), если заменить ток эмиттера током базы, найденным из соотношения $I_3 = I_k + I_6$:

$$I_k = I_6 \alpha / (1 - \alpha) + I_{к0} / (1 - \alpha) + U_k / [r_k (1 - \alpha)]. \quad (2-6)$$

Уравнение (2-6) можно привести к виду, аналогичному (2-5),

$$I_k = \beta I_6 + I_{к0}^* + U_k / r_k^*, \quad (2-7)$$

где $I_{к0}^* = (\beta + 1) I_{к0}$; $r_k^* = r_k / (\beta + 1)$; $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$ — коэффициент передачи тока базы.

Выходные ВАХ схемы ОЭ имеют больший наклон по сравнению с ВАХ схемы ОБ, что объясняется более сильным влиянием коллекторного напряжения на коэффициент передачи тока базы. По этой же причине резкое возрастание тока коллектора в предпробойной области происходит при более низких коллекторных напряжениях, чем в схеме ОБ. Следовательно, схема ОЭ характеризуется меньшим значением предельно допустимого коллекторного напряжения. Влияние температуры на выходные ВАХ схемы ОЭ сказывается сильнее, чем на ВАХ схемы ОБ, что обусловлено более быстрым увеличением тока $I_{к0}^*$ с повышением температуры и соответствующим возрастанием тока коллектора (штриховые кривые на рис. 2.5, в).

Если в уравнениях (2-3) и (2-7) пренебречь третьим слагаемым, то минимальное значение коллекторного тока $I_k = I_{к0}$ получается при $I_3 = 0$ (для схемы ОБ) или $I_6 = -I_{к0}$ (для схемы ОЭ). Следовательно, транзистор в схеме ОЭ в отличие от схемы ОБ управляется отрицательным входным током в диапазоне от 0 до $-I_{к0}$. На

практике часто пренебрегают вторым и третьим слагаемыми уравнений (2-3) и (2-7) и используют более простые приближенные выражения $I_K \approx \alpha I_E$ или $I_K \approx \beta I_B$.

Входные ВАХ схемы ОЭ (рис. 2.5, з) также расположены близко друг от друга и поэтому в справочниках приводят только одну ВАХ для $U_K = 0$ или $U_K = -5$ В. В отличие от схемы ОБ входные ВАХ схемы ОЭ более линейны.

ВАХ схемы ОК во многом сходны с ВАХ схемы ОЭ, так как в обеих схемах входным является ток базы, а выходные токи (I_E или I_K) отличаются незначительно. Поэтому в справочниках ВАХ схемы ОК обычно не приводятся. Для практических расчетов вместо них используют выходные ВАХ схемы ОЭ, заменяя ток коллектора на ток эмиттера. Входные ВАХ схемы ОК совпадают по форме с входными ВАХ схемы ОЭ, но сдвинуты по оси напряжений вправо на величину падения напряжения на коллекторном $p-n$ -переходе.

4. ДИНАМИЧЕСКИЙ РЕЖИМ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРА

Динамический — это режим работы транзистора, при котором в выходную цепь включено нагрузочное сопротивление (активное или комплексное).

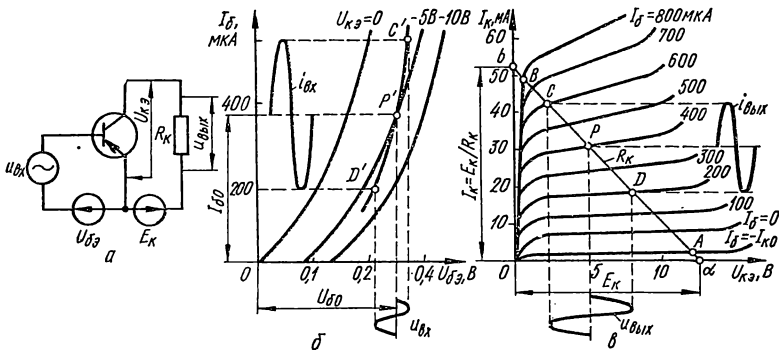


Рис. 2.6. Динамический режим работы транзистора:
а — схема ОЭ; б, в — входные и выходные ВАХ.

На рис. 2.6, а показана схема включения транзистора с общим эмиттером. Так как в цепь коллектора (выходную цепь) включен резистор нагрузки R_K , то напряжение на выходе транзистора $U_{кэ}$ оказывается меньшим ЭДС источника питания E_K и является функцией тока коллектора

$$U_{кэ} = E_K - I_K R_K. \quad (2-8)$$

Ток коллектора в свою очередь определяется не только током базы, как следует из уравнения (2-7), но и зависит также от напряжения $U_{кэ}$:

$$I_k = (E_k - U_{кэ})/R_k.$$

Следовательно, ток коллектора при наличии нагрузки является одновременно функцией тока I_b и напряжения $U_{кэ}$. Уравнение (2-8) совместно с уравнением (2-7) используется для построения динамической ВАХ транзистора, которое производится по точкам следующим образом. Вначале задаются токами базы и из уравнения (2-7) определяют соответствующие им значения тока коллектора. Затем на семействе статических выходных ВАХ откладывают величины $U_{кэ}$, определяемые из (2-8) при полученных значениях тока коллектора. Из отрезков, равных найденным значениям $U_{кэ}$, восстанавливают перпендикуляры для пересечения с соответствующими статическими ВАХ. Полученные точки пересечения лежат на динамической ВАХ транзистора, которая является нелинейной ввиду нелинейности статической ВАХ. На практике динамическую ВАХ представляют в виде прямой, построенной на семействе статических выходных ВАХ транзистора в соответствии с уравнением (2-8) при $I_k = 0$ (точка a) и $U_{кэ} = 0$ (точка b), как показано на рис. 2.6, $в$. Отрезок $ADPCB$ называют нагрузочной прямой или линией нагрузки. Положение точки P на линии нагрузки (точка покоя) зависит от исходного напряжения базы $U_{б0}$, которое называют напряжением смещения (рис. 2.6, $б$). Обычно отсчет изменений входного напряжения производят относительно величины $U_{б0}$. При комплексной нагрузке линия нагрузки имеет форму эллипса, который при расчетах заменяют прямой, совпадающей с большой осью эллипса.

Для построения динамической входной ВАХ определяют координаты точек пересечения линии нагрузки со статическими выходными ВАХ, переносят их на статические входные ВАХ и полученные точки соединяют между собой (отрезок $C'D'$ на рис. 2.6, $б$). На практике часто в качестве динамической входной ВАХ используют одну из статических входных ВАХ при $|U_k| > 0$, что обусловлено слабой зависимостью статических входных ВАХ от коллекторного напряжения, в результате чего они образуют довольно плотный пучок кривых.

Из показанных на рис. 2.6, $б$, $в$ построений видно, что при появлении на входе транзистора переменного напряжения $U_{вх}$ изменяется ток базы в пределах отрезка $C'D'$ динамической входной ВАХ. Этому соответствуют изменения коллекторного тока и напряжения в пределах отрезка CD линии нагрузки. В результате происходит усиление входного сигнала как по току, так и по напряжению.

Из рис. 2.6, б, в следует, что отношение двойных амплитуд выходного и входного напряжений $5,6 \text{ В} : 0,07 \text{ В} = 80$, а отношение двойных амплитуд выходного и входного токов $24 \text{ мА} : 0,4 \text{ мА} = 60$. Следовательно, входной сигнал усилен по мощности в 4800 раз.

В динамическом режиме транзистор может работать в одной из четырех областей, зависящих от полярности напряжений на эмиттерном и коллекторном p - n -переходах. В области отсечки ($U_э < 0$; $U_к < 0$) во входную цепь транзистора подается сигнал, обеспечивающий полное запираание прибора. Сопротивление транзистора велико и в выходной цепи протекает ток, являющийся обратным током эмиттерного и коллекторного p - n -переходов. Границе области отсечки соответствует точка *A* на линии нагрузки. При этом практически все напряжение источника питания приложено между коллектором и эмиттером транзистора, а потенциал базы положителен по отношению к эмиттеру и коллектору.

В области насыщения ($U_э > 0$; $U_к > 0$) во входную цепь транзистора подается сигнал, обеспечивающий полное открывание прибора. Сопротивление транзистора незначительно и выходной ток определяется величиной сопротивления нагрузки и внешним напряжением. Границе области насыщения соответствует точка *B* на линии нагрузки.

Активная область ($U_э > 0$; $U_к < 0$) является смежной по отношению к области отсечки и насыщения. В этой области транзистор работает как линейный усилитель входного сигнала.

Четвертая область, называемая инверсной активной или просто инверсной, характеризуется прямым включением коллекторного p - n -перехода и обратным эмиттерного ($U_э < 0$; $U_к > 0$).

5. ЗАВИСИМОСТЬ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРА ОТ РЕЖИМА РАБОТЫ И ТЕМПЕРАТУРЫ

Изменение режима работы транзистора (тока коллектора, коллекторного напряжения, частоты сигнала) и колебания температуры окружающей среды оказывают существенное влияние на основные параметры транзистора (рис. 2.7).

По мере повышения тока эмиттера при увеличении эмиттерного напряжения возрастает коэффициент инжекции γ из-за снижения высоты потенциального барьера эмиттерного p - n -перехода и уменьшения количества носителей заряда, рекомбинирующих в его объеме. При этом, как следует из уравнения (2-4), коэффициент α увеличивается до некоторого максимального значения. Дальнейшее повышение тока эмиттера приводит к увеличению концентрации неосновных носителей заряда (дырок) в базовой области, что вызы-

вает уменьшение коэффициента инжекции. В результате коэффициент α снижается, т. е. ухудшаются усилительные свойства транзистора. Зависимость α (I_3) при $U_K = \text{const}$ иллюстрируется рис. 2.7, а.

При повышении (по модулю) коллекторного напряжения ($I_3 = \text{const}$) расширяется коллекторный p - n -переход, вследствие чего

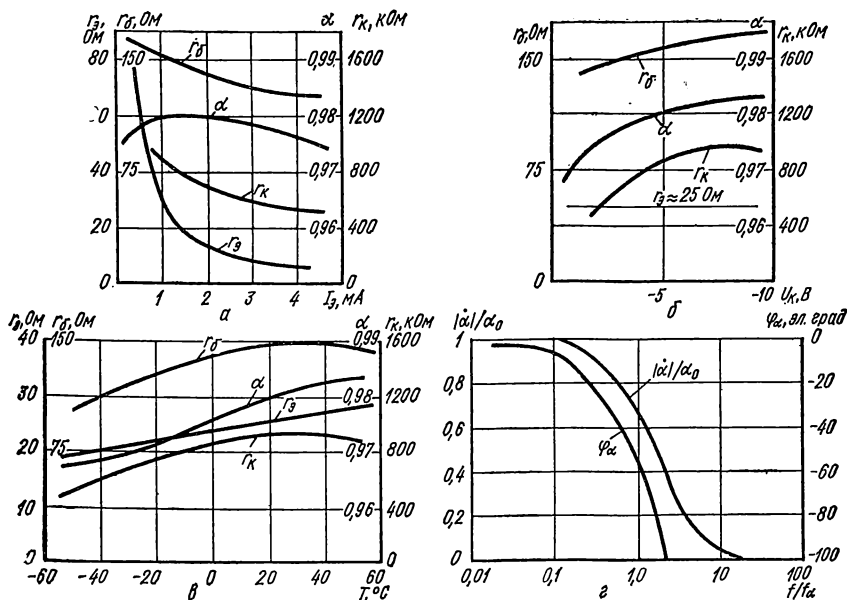


Рис. 2.7. Кривые зависимости параметров транзистора:

а — от тока эмиттера ($U_K = -5$ В); б — от коллекторного напряжения ($I_3 = 1$ мА); в — от температуры окружающей среды; г — от частоты сигнала.

ширина базовой области уменьшается. Такое явление называют эффектом Эрли или эффектом модуляции ширины базовой области. При этом вероятность рекомбинации носителей заряда в базовой области снижается и соответственно увеличивается коэффициент κ . Одновременно с ростом $|U_K|$ повышается роль эффекта ударной ионизации, что вызывает увеличение коэффициента M . В результате возрастает коэффициент α (рис. 2.7, б).

Зависимость коэффициента α от температуры показана на рис. 2.7, в. В области положительных температур коэффициент α увеличивается, а в области отрицательных — снижается. Это обусловлено возрастанием времени жизни носителей заряда при повышении температуры (с повышением температуры увеличивается

энергия носителей заряда и снижается вероятность их рекомбинации, в результате чего время жизни возрастает).

Влияние частоты усиливаемого сигнала на коэффициент α объясняется запаздыванием изменения тока коллектора от изменения тока эмиттера за промежуток времени τ_a , в течение которого инжектированные носители заряда, перемещаясь в базовой области, достигают коллекторного перехода: $\tau_a \approx \omega^2/(2D)$, где ω — ширина базовой области. Зависимость коэффициента передачи тока эмиттера от частоты определяется уравнением

$$\dot{\alpha} = \alpha_0 / (1 + j\omega/\omega_a), \quad (2-9)$$

где α_0 — коэффициент передачи тока эмиттера при $f = 0$, $\omega_a = 1/\tau_a = 2\pi f_a$; f_a — предельная частота коэффициента передачи тока эмиттера, на которой $|\dot{\alpha}|$ снижается до величины $\alpha_0/\sqrt{2}$.

Из уравнения (2-9) можно получить выражения, описывающие амплитудно-частотную (АЧХ) и фазочастотную (ФЧХ) характеристики транзистора для схемы ОБ (рис. 2.7, *з*), которые широко применяются на практике,

$$\dot{\alpha} = \alpha_0 / \sqrt{1 + (\omega/\omega_a)^2}; \quad \varphi_\alpha = -\text{arctg}(\omega/\omega_a), \quad (2-10)$$

где φ_α — угол фазового сдвига, характеризующий запаздывание изменения тока коллектора относительно тока эмиттера.

Частотная зависимость коэффициента передачи тока базы характеризуется уравнением, аналогичным (2-9),

$$\dot{\beta} = \beta_0 / (1 + j\omega/\omega_\beta),$$

где β_0 — коэффициент передачи тока базы при $f = 0$; $\omega_\beta = 2\pi f_\beta$; f_β — граничная частота коэффициента передачи тока базы, на которой $|\dot{\beta}|$ снижается до величины $\beta_0/\sqrt{2}$.

Величины f_a и f_β связаны между собой соотношением $f_\beta = f_a/(\beta_0 + 1)$. Отсюда следует, что схема ОБ более широкополосная, чем схема ОЭ.

Сопротивление эмиттерного p - n -перехода $r_s = \varphi_T/I_s$ характеризуется нелинейной зависимостью от тока эмиттера (рис. 2.7, *а*) и практически не зависит от коллекторного напряжения (рис. 2.7, *б*). При изменении температуры r_s линейно меняется приблизительно на $0,33\%/^\circ\text{C}$ (рис. 2.7, *в*).

Сопротивление коллекторного перехода r_k аналогично r_s изменяется обратно пропорционально току эмиттера (рис. 2.7, *а*), а при увеличении $|U_k|$ возрастает пропорционально $\sqrt{|U_k|}$ вследствие эффекта Эрли (рис. 2.7, *б*). Однако из-за влияния поверхностных утечек и эффекта ударной ионизации на кривой $r_k =$

$= f(|U_k|)$ наблюдается максимум и дальнейшее увеличение $|U_k|$ вызывает снижение величины r_k . Влияние температуры на величину r_k в отличие от r_s характеризуется дополнительными факторами, основным из которых является напряжение. Поэтому зависимость $r_k = f(T)$ является нелинейной и имеет максимум (рис. 2.7, в).

Сопротивление базы r_b при увеличении тока эмиттера уменьшается (рис. 2.7, а) из-за увеличения концентрации неосновных носителей заряда, накапливающихся в базовой области при протекании прямого тока (эффект модуляции сопротивления базы). Сопротивление базы обратно пропорционально ее ширине и поэтому возрастает при увеличении $|U_k|$ из-за эффекта Эрли (рис. 2.7, б). Температурные изменения r_b (рис. 2.7, в) обусловлены температурными изменениями удельной электропроводности полупроводника, которые зависят от концентрации примесей в базовой области.

Изменения обратного тока коллектора I_{k0} определяются причинами, аналогичными тем, которые вызывают изменения обратного тока полупроводникового диода.

В зависимости от режима работы и температуры изменяются и другие параметры транзистора: обратный ток эмиттерного p - n -перехода $I_{э0}$; емкости коллекторного C_k и эмиттерного C_s p - n -переходов; максимально допустимые напряжения между электродами транзистора ($U_{бэ. макс.}$, $U_{кб. макс.}$, $U_{эб. макс.}$); максимально допустимый ток коллектора $I_{к. макс.}$; максимально допустимая мощность $P_{к. макс.}$, рассеиваемая на коллекторе, и ряд других.

6. ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРА КАК АКТИВНОГО ЛИНЕЙНОГО ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКА

Транзистор является нелинейным элементом, так как его характеристики определяются нелинейными зависимостями между токами и напряжениями. Однако, если входной сигнал по амплитуде меньше по сравнению с постоянным напряжением, соответствующим точке покоя, то в некоторой области статических ВАХ связь между токами и напряжениями можно считать линейной с допустимой для практического использования степенью приближения. В этом режиме, называемом режимом малого сигнала, транзистор можно представить в виде четырехполюсника, основные свойства которого соответствуют общей теории электрических цепей. При этом транзистор считается линейным усилительным элементом.

Связь между входными (U_1, I_1) и выходными (U_2, I_2) переменными четырехполюсника можно описать шестью системами уравнений первого порядка. Наиболее широко применяется система

уравнений, в которой независимыми величинами являются входной ток I_1 и выходное напряжение U_2 :

$$U_1 = f_1(I_1, U_2); I_2 = f_2(I_1, U_2). \quad (2-11)$$

Если при малых изменениях независимых величин приращения зависимых величин разложить в ряд Тейлора и пренебречь членами второго и высших порядков, то уравнения (2-11) можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} \Delta U_1 &= \frac{\partial U_1}{\partial I_1} \Delta I_1 + \frac{\partial U_1}{\partial U_2} \Delta U_2; \\ \Delta I_2 &= \frac{\partial I_2}{\partial I_1} \Delta I_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} \Delta U_2. \end{aligned} \quad (2-12)$$

При замене приращений амплитудными значениями токов и напряжений и введении новых обозначений для частных производных система уравнений (2-12) преобразуется к следующей форме:

$$U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2; I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2. \quad (2-13)$$

Характеристические коэффициенты h при независимых переменных в системе уравнений (2-13) имеют определенный физический смысл:

$h_{11} = \left. \frac{\partial U_1}{\partial I_1} \right|_{U_2=0}$ — входное сопротивление в режиме малого сигнала при коротком замыкании на выходе четырехполюсника;

$h_{12} = \left. \frac{\partial U_1}{\partial U_2} \right|_{I_1=0}$ — коэффициент обратной связи по напряжению в режиме малого сигнала при холостом ходе на входе четырехполюсника;

$h_{21} = \left. \frac{\partial I_2}{\partial I_1} \right|_{U_2=0}$ — коэффициент передачи тока в режиме малого сигнала при коротком замыкании на выходе четырехполюсника;

$h_{22} = \left. \frac{\partial I_2}{\partial U_2} \right|_{I_1=0}$ — выходная проводимость в режиме малого сигнала при холостом ходе на входе четырехполюсника.

Система уравнений (2-13) носит название системы h -параметров. Иногда в литературе ее называют гибридной системой, так как независимыми переменными являются ток и напряжение. Достоинство системы h -параметров — сравнительная простота непосредственного измерения характеристических коэффициентов h . Обычно измеряют h -параметры транзистора, включенного по схеме ОБ, которая обладает минимальным входным и максимальным выходным сопротивлениями по сравнению со схемами ОЭ и ОК. Поэтому для создания режимов короткого замыкания на выходе и холостого хода на входе по переменному току в схеме ОБ необходимо подключать конденсатор на выходе и дроссель на входе транзистора,

Таблица 2.1

Сим- пол	Параметры четырехполосника			Физические параметры
	схема ОЭ	схема ОБ	схема ОК	
$h_{11э}$	1100 Ом	$\frac{h_{11б}}{1 + h_{21б}}$	$h_{11к}$	$r_б + \frac{r_э}{1 - \alpha}$
$h_{12э}$	$2,5 \times 10^{-4}$	$\frac{h_{11б}h_{22б}}{1 + h_{21б}} - h_{12б}$	$1 - h_{12к}$	$\frac{r_э}{(1 - \alpha)r_к}$
$h_{21э}$	50	$-\frac{h_{21б}}{1 + h_{21б}}$	$-(1 + h_{21к})$	$\frac{\alpha}{1 - \alpha}$
$h_{22э}$	25×10^{-6} См	$\frac{h_{22б}}{1 + h_{21б}}$	$h_{22к}$	$\frac{1}{(1 - \alpha)r_к}$
$h_{11б}$	$\frac{h_{11э}}{1 + h_{21э}}$	21,6 Ом	$-\frac{h_{11к}}{h_{21к}}$	$r_э + (1 - \alpha)r_б$
$h_{12б}$	$\frac{h_{11э}h_{22э}}{1 + h_{21э}} - h_{12э}$	$2,9 \times 10^{-4}$	$h_{12к} - \frac{h_{11к}h_{22к}}{h_{21к}} - 1$	$\frac{r_б}{r_к}$
$h_{21б}$	$-\frac{h_{21э}}{1 + h_{21э}}$	-0,98	$-\frac{1 + h_{21к}}{h_{21к}}$	$-\alpha$
$h_{22б}$	$\frac{h_{22э}}{1 + h_{21э}}$	$0,49 \times 10^{-6}$ См	$-\frac{h_{22к}}{h_{21к}}$	$\frac{1}{r_к}$
$h_{11к}$	$h_{11э}$	$\frac{h_{11б}}{1 + h_{21б}}$	1100 Ом	$r_б + \frac{r_э}{1 - \alpha}$
$h_{12к}$	$1 - h_{12э}$	≈ 1	≈ 1	$1 - \frac{r_э}{(1 - \alpha)r_к}$
$h_{21к}$	$-(1 + h_{21э})$	$-\frac{1}{1 + h_{21б}}$	-51	$-\frac{1}{1 - \alpha}$
$h_{22к}$	$h_{22э}$	$\frac{h_{22б}}{1 + h_{21б}}$	25×10^{-6} См	$\frac{1}{(1 - \alpha)r_к}$
α	$\frac{h_{21э}}{1 + h_{21э}}$	$-h_{21б}$	$\frac{1 + h_{21к}}{h_{21к}}$	0,98

Сим-вол	Параметры четырехполюсника			Физические параметры
	схема ОЭ	схема ОБ	схема ОК	
r_k	$\frac{1 + h_{21э}}{h_{22э}}$	$\frac{1}{h_{22б}}$	$-\frac{h_{21к}}{h_{22к}}$	2,04 МОм
$r_э$	$\frac{h_{12э}}{h_{22э}}$	$h_{11б} - \frac{h_{12б}}{h_{22б}}(1 + h_{21б})$	$\frac{1 - h_{12к}}{h_{22к}}$	10 Ом
$r_б$	$h_{11э} - \frac{h_{12э}}{h_{22э}} \times (1 + h_{21э})$	$\frac{h_{12б}}{h_{22б}}$	$h_{11к} + \frac{h_{21к}}{h_{22к}} \times (1 + h_{12к})$	590 Ом

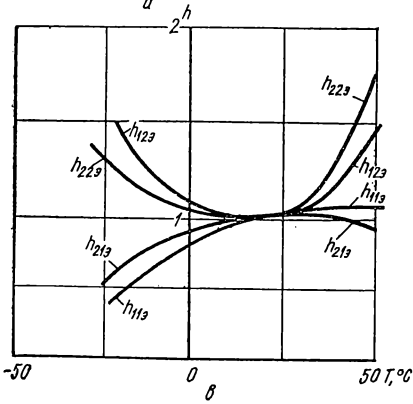
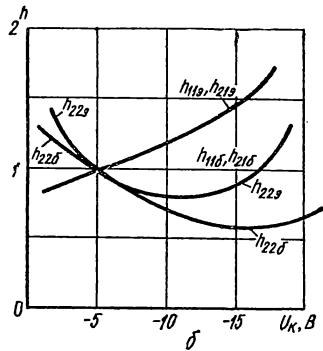
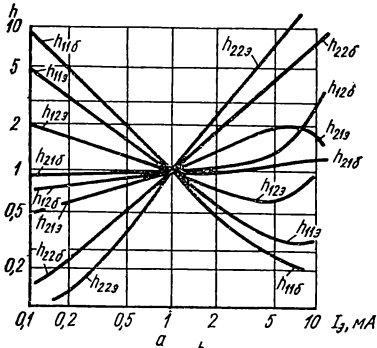


Рис. 2.8. Кривые типичных зависимостей h -параметров транзистора:

a — от тока эмиттера; $б$ — от коллекторного напряжения; $в$ — от температуры окружающей среды.

Таблица 2.2

Тип тран- зистора	Струк- тура	β	f_a , МГц	$U_{кз. макс.}$ В	$I_{к. макс.}$ мА	$P_{к. макс.}$ Вт
ГТ108А-Г	<i>p-n-p</i>	20—250	0,5—1	10	50	0,075
ГТ109А-И	<i>p-n-p</i>	20—250	1—5	6	20	0,03
ГТ115Г	<i>p-n-p</i>	60—150	1	—	30	0,05
ГТ310А-Д	<i>p-n-p</i>	20—180	80—160	10	10	0,02
ГТ308А-Г	<i>p-n-p</i>	20—200	—	20	50	0,15
ГТ309А-Е	<i>p-n-p</i>	20—180	40—120	10	10	0,05
ГТ311А-И	<i>n-p-n</i>	15—300	250—350	10—12	50	0,15
ГТ313А-Б	<i>p-n-p</i>	20—250	300—450	15	10	0,1
ГТ320А-В	<i>p-n-p</i>	20—250	80—160	9—12	150	0,2
ГТ321А-Е	<i>p-n-p</i>	20—200	60	40—50	$2 \cdot 10^3$	0,16
ГТ322А-Е	<i>p-n-p</i>	20—120	50—80	6—15	5	0,05
ГТ329Б	<i>n-p-n</i>	15	400	10	15	0,02
КТ301А-Ж	<i>n-p-n</i>	20—120	30—60	—	10	0,15
КТ312А-В	<i>n-p-n</i>	10—280	80—120	15—30	30	0,225
КТ315А-И	<i>n-p-n</i>	20—350	30—250	25—60	100—150	0,15
2Т317А-В	<i>n-p-n</i>	25—250	100	5	15	0,015
2Т318А-Е	<i>n-p-n</i>	30—280	350—430	10	20	0,015
КТ326Б	<i>n-p-n</i>	45—160	400	15	50	0,25
КТ333А-Е	<i>n-p-n</i>	30—280	350—450	10	25	0,015
КТ348А-Е	<i>n-p-n</i>	25—250	100	5	15	0,015
КТ379А-Г	<i>n-p-n</i>	50—100	—	10—60	30	0,025
ГТ402А-Б	<i>p-n-p</i>	30—150	0,5	25	500	0,6/4*
ГТ403А-Ю	<i>p-n-p</i>	20—150	$8 \cdot 10^{-3}$	30—60	1250	0,6
КТ602А-Б	<i>n-p-n</i>	20—80	150	100	75	0,85/2,8*
КТ603А-Е	<i>n-p-n</i>	10—200	—	10—30	300	0,5
КТ604Б	<i>n-p-n</i>	30—120	50	250	200	0,8/3*
КТ605А-Б	<i>n-p-n</i>	10—120	—	250	—	0,4
КТ608	<i>n-p-n</i>	40—160	100	60	400	0,5
ГТ701А	<i>p-n-p</i>	10	0,05	55	$12 \cdot 10^3$	—/50*
ГТ703Б	<i>p-n-p</i>	50—100	0,5	20	$3,5 \cdot 10^3$	1,6/15*
2Т704 А-Б	<i>n-p-n</i>	10—100	—	400—500	$2,5 \cdot 10^3$	—/15*
ГТ804А-В	<i>p-n-p</i>	20—150	10	100—190	$10 \cdot 10^3$	15
ГТ806Б	<i>p-n-p</i>	10	10	100	$20 \cdot 10^3$	—/30*
КТ801А-Б	<i>n-p-n</i>	13—100	10	60—80	1000	5
КТ802А	<i>n-p-n</i>	15—100	20	100	$5 \cdot 10^3$	—/50*
КТ803А	<i>n-p-n</i>	10—50	20	60	10^4	—/60*
КТ805А	<i>n-p-n</i>	15	20	160	$5 \cdot 10^3$	—/30*
КТ807А-Б	<i>n-p-n</i>	15—100	5	100	500	—/10*
2Т808А	<i>n-p-n</i>	10—50	7	120	$10 \cdot 10^3$	5/50*
КТ809А	<i>n-p-n</i>	15—100	5	400	$3 \cdot 10^3$	—/40*
1Т901А-Б	<i>p-n-p</i>	20—100	—	40—50	$10 \cdot 10^3$	—/15*
ГТ905А-Б	<i>p-n-p</i>	35—100	30	60—75	$3 \cdot 10^3$	1,2/6*
ГТ906А-Б	<i>p-n-p</i>	30—150	—	60—75	$10 \cdot 10^3$	—/15*
КТ902А	<i>n-p-n</i>	15	30	—	$5 \cdot 10^3$	—/30*
КТ903А-Б	<i>n-p-n</i>	15—180	30	60	$3 \cdot 10^3$	—/30*

Тип транзистора	Структура	β	f_{α} , МГц	$U_{кэ. макс.}$ В	$I_{к. макс.}$ мА	$P_{к. макс.}$ Вт
КТ904Б	<i>n-p-n</i>	—	400	60	800	—/5*
2Т908А-Б	<i>n-p-n</i>	8—60	50	60—100	$10 \cdot 10^3$	—/50*
КТ909А-Г	<i>n-p-n</i>	—	—	60	$2-4 \cdot 10^3$	—/25—50

* В числителе указана величина $P_{к. макс}$ без теплоотвода, в знаменателе — с теплоотводом.

которые обладают сравнительно небольшими значениями емкости и индуктивности соответственно. В паспортных данных транзисторов обычно приводят значения h -параметров, измеренных на частоте 1 кГц.

Между характеристическими параметрами разных схем включения и физическими параметрами транзистора существует однозначная связь, определяемая соотношениями, приведенными в табл. 2.1. В этой таблице в качестве примера даны численные значения характеристических и физических параметров маломощного транзистора при $I_э = 1,3$ мА. Так как направления токов в четырехполюснике и в схемах включения транзисторов (рис. 2.4) не совпадают, то математические величины коэффициентов передачи тока ($h_{21б}$ и $h_{21к}$) для схем ОБ и ОК имеют отрицательные значения, хотя это противоречит их физическому смыслу.

Система h -параметров широко применяется при расчете транзисторных устройств промышленной электроники. Однако она обладает недостатком — существенной зависимостью характеристических параметров от режима работы транзистора и температуры окружающей среды (рис. 2.8). На графиках рис. 2.8, *а*, *б* за единицу принято значение каждого характеристического параметра при $I_э = 1$ мА и $U_к = -5$ В, а на графиках рис. 2.8, *в* — при температуре $T = 25^\circ \text{C}$ ($I_э = 1$ мА, $U_к = -6$ В).

Типичные параметры ряда выпускаемых транзисторов приведены в табл. 2.2.

7. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Электрические свойства транзистора можно описать с помощью эквивалентных схем, представляющих собой электрические цепи с дискретными резисторами, конденсаторами, источниками тока и ЭДС. Эквивалентные схемы можно разделить на две группы: схемы замещения и моделирующие (модели транзисторов).

Схемы замещения базируются на уравнениях линейного активного четырехполюсника и состоят из четырех элементов (по числу характеристических параметров системы уравнений). Схемы замещения имеют Т- или П-образную конфигурацию с одним или двумя зависимыми генераторами тока или ЭДС.

На рис. 2.9 показана схема замещения транзистора для системы h -параметров. На параметры элементов схемы замещения аналогично характеристическим параметрам влияют схема включения транзистора, режим работы и температура окружающей среды. Достоинствами схем замещения являются их простота и возможность непосредственного измерения параметров элементов схем, недостатком является то, что они не отражают физических процессов, проходящих в транзисторе.

Моделирующие схемы составляются на основе анализа уравнений, описывающих физические процессы в транзисторе. Они должны

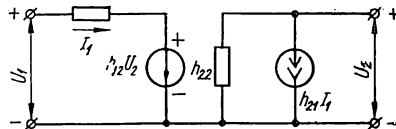


Рис. 2.9. Схема замещения транзистора.

содержать минимальное количество элементов; параметры их элементов должны измеряться достаточно просто; аналитические зависимости параметров элементов от температуры и режима работы должны быть простыми и удобными для расчетов; схемы должны отражать физические процессы, происходящие в транзисторе. Параметры элементов моделирующих схем приближенные, что обусловлено сложностью исходных математических уравнений и противоречивостью требований, предъявляемых к моделям. Модели транзистора базируются на математической модели, в которую на различных этапах разработки вводят определенные приближения.

Малосигнальные модели транзистора применяются для анализа работы транзисторных устройств при малых входных сигналах. На рис. 2.10, а, б показаны малосигнальные модели для двух схем включения транзистора (ОЭ и ОБ). При использовании транзистора для преобразования низкочастотных сигналов из моделей можно исключить конденсаторы C_k , C_k^* и C_3 .

Классическая модель Эберса — Молла для идеального транзистора (рис. 2.10, в) основана на суперпозиции нормального и инверсного режимов работы транзистора. Из рисунка видно, что p -переходы представлены в виде диодов, а их взаимодействие учтено генераторами токов. Выражения для токов I_1 и I_2 , инжектируемых диодами, можно получить из уравнений Эберса—Молла

$$\begin{aligned} I_1 &= a_{11} (e^{U_3/\varphi T} - 1) + a_{12} (e^{U_k/\varphi T} - 1); \\ I_k &= a_{21} (e^{U_3/\varphi T} - 1) + a_{22} (e^{U_k/\varphi T} - 1), \end{aligned} \quad (2-14)$$

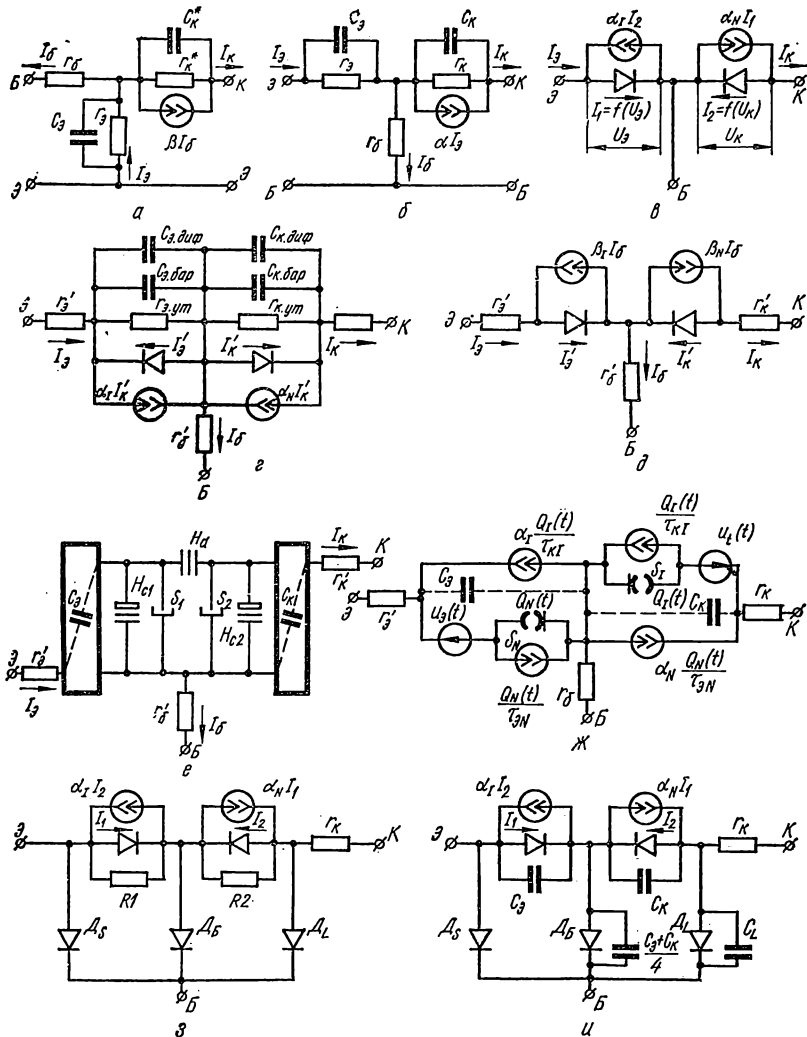


Рис. 2.10. Модели транзистора:

а, б — малосигнальная для схемы ОЭ и ОБ соответственно; в — Эберса—Молла; г — модифицированная Эберса—Молла; д — Агаханяна; е — Линнвилла; жс — Бьтфофу—Спаркса; з — IBIS; и — BIRD.

где $a_{11} = I_{\text{э0}}/(1 - \alpha_N \alpha_I)$; $a_{12} = \alpha_I I_{\text{к0}}/(1 - \alpha_N \alpha_I)$; $a_{21} = \alpha_N I_{\text{э0}}/(1 - \alpha_N \alpha_I)$; $a_{22} = I_{\text{к0}}/(1 - \alpha_N \alpha_I)$; α_N , α_I — коэффициенты передачи тока при нормальном и инверсном включении транзистора.

Из уравнений (2-14) с учетом рис. 2.9, имеем $I_1 = a_{11}(e^{U_{\text{э}}/\varphi_T} - 1)$; $I_2 = a_{22}(e^{U_{\text{к}}/\varphi_T} - 1)$.

Модифицированная модель Эберса—Молла, учитывающая особенности реальных транзисторов, показана на рис. 2.10, г. В эту модель дополнительно введены объемные сопротивления областей эмиттера, базы и коллектора ($r'_\text{э}$, $r'_\text{б}$, $r'_\text{к}$), сопротивления утечек обратно включенных p - n -переходов ($r_{\text{э. ут}}$, $r_{\text{к. ут}}$), барьерные и диффузионные емкости p - n -переходов ($C_{\text{бар}}$, $C_{\text{диф}}$).

Модель Агаханяна (рис. 2.10, д) отличается от модели Эберса—Молла тем, что в ней генераторы тока характеризуются полными токами эмиттера и коллектора. Эта модель дает более точное представление о физических процессах в транзисторе. Анализ транзисторных устройств с помощью модели Агаханяна приводит к значительно меньшей погрешности, особенно при анализе переходных процессов.

π -секционная модель Линвилла (рис. 2.10, е) удовлетворительно отражает физические процессы в транзисторе. Однако ее точность зависит от количества элементарных H_c - H_d - S -секций (π -секций). Например, модель Агаханяна и 10-секционная модель Линвилла характеризуются приблизительно одинаковой точностью, но для расчетов транзисторных устройств на основе модели Линвилла требуются большие затраты машинного времени (приблизительно на 2—3 порядка).

Зарядоуправляемая модель, предложенная Бьюфоу — Спарксом и развитая Келлером (рис. 2.10, ж), в отличие от других моделей очень удобна для изучения эффекта накопления носителей заряда в транзисторе, однако не вполне пригодна для анализа транзисторных устройств с помощью ЭЦВМ. Этот недостаток устраняется с помощью метода численной итерации, предложенного Гуммелем — Пуном.

Рассмотренные модели не всегда приемлемы для интегральных и мощных транзисторов, обладающих рядом специфических особенностей. Поэтому в настоящее время разработаны одно- и двухмерные модификации известных моделей, отражающие эти специфические особенности.

Разработанные французскими учеными модели IBIS (Identification Bidimensionnelle Statique) и BIRD (Bipolaire en Regime Dynamique), показанные на рис. 2.10, з, и, позволяют учесть ряд эффектов, наблюдающихся в интегральных и мощных транзисторах.

8. СОСТАВНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Составной транзистор (схема Дарлингтона) обладает повышенными значениями коэффициента передачи тока базы

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1\beta_2. \quad (2-15)$$

Если учесть, что $\beta_1 \gg 1$ и $\beta_2 \gg 1$, то

$$\beta \approx \beta_1\beta_2. \quad (2-16)$$

На практике для получения максимального значения коэффициента β транзистор $T2$ (рис. 2.11, а) выбирают более мощным с тем, чтобы его номинальный входной ток был равен номинальному выходному току транзистора $T1$. В случае применения однотипных транзисторов ($\beta_1 \approx \beta_2$) суммарный коэффициент β намного меньше

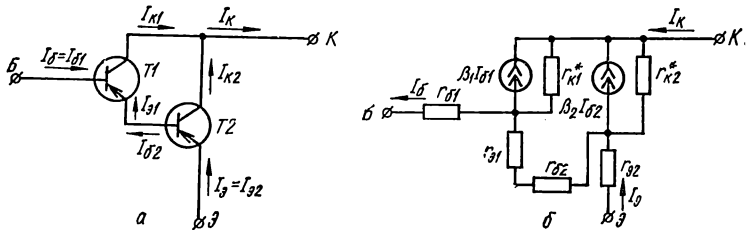


Рис. 2.11. Схемы составного транзистора:
а — включения; б — эквивалентная.

величины, определяемой из выражений (2-15) или (2-16). Это обусловлено снижением коэффициента β_2 по сравнению с величиной β_1 , так как ток эмиттера $I_{э2} \gg I_{э1} = I_{б2}$.

Воспользовавшись эквивалентной схемой (рис. 2.11, б), можно определить другие параметры составного транзистора.

Сопротивление эмиттера определяют из выражения

$$r_э = r_{э2} + (r_{э1} + r_{б2})/(1 + \beta_2) = (2r_{э1} + r_{б2})/(1 + \beta_2).$$

В качестве сопротивления базы используют сопротивление базы транзистора $T1$: $r_б \approx r_{б1}$.

Уравнение для сопротивления коллектора имеет вид $r_к^* = r_{к2}^* \parallel [r_{к1}/(1 + \beta_2)]$ (символ \parallel означает параллельное соединение сопротивлений). Величина коллекторного сопротивления составного транзистора меньше, чем сопротивление одного транзистора.

Обратный ток коллектора составного транзистора $I_{к0}^* = I_{к02}^* + (1 + \beta_2) I_{к01}^*$ имеет повышенное значение.

Частотные свойства составного транзистора определяются частотными свойствами обоих транзисторов. Предельная частота коэф-

коэффициента передачи тока эмиттера в схеме ОБ близка к f_a более высокочастотного транзистора (если $f_{a1} \neq f_{a2}$), а граничная частота коэффициента передачи тока базы в схемах ОЭ и ОК меньше f_β более низкочастотного транзистора (если $f_{\beta1} \neq f_{\beta2}$).

Составные транзисторы используют в схемах, где требуются повышенные значения входного сопротивления, коэффициентов усиления и пониженные значения выходного сопротивления.

9. ЛАВИННЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Лавинным называется транзистор, в котором используется режим лавинного размножения носителей заряда в коллекторном $p-n$ -переходе. Лавинные транзисторы работают в предпробойной области ВАХ коллекторного $p-n$ -перехода. При этом увеличение количества носителей заряда в коллекторном $p-n$ -переходе, вызываемое эффектом ударной ионизации, приводит к увеличению коэффициента передачи тока эмиттера $\alpha = M\alpha_0$, где $\alpha_0 = \gamma\kappa$ — значе-

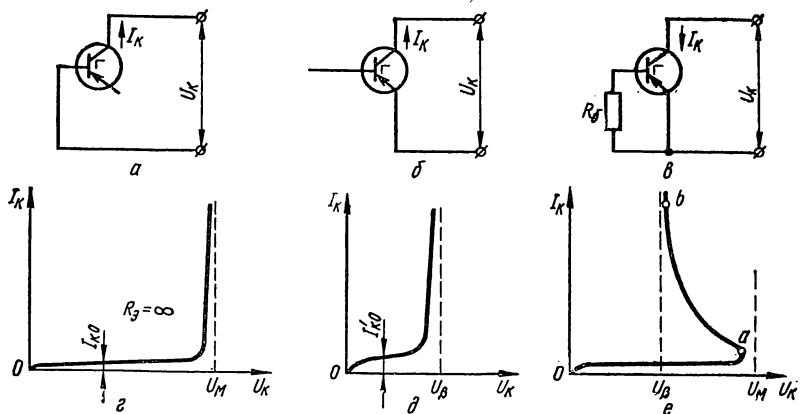


Рис. 2.12. Схемы включения и ВАХ лавинного транзистора: а, г — при оборванном эмиттере; б, д — при оборванной базе; в, е — при включенном в цепь базы резисторе R_G .

ние коэффициента α без учета эффекта ударной ионизации. Значение коэффициента M определяется из уравнения

$$M = [1 - (U/U_M)^n]^{-1},$$

где U_M — напряжение лавинного пробоя коллекторного $p-n$ -перехода; n — коэффициент, зависящий от свойств полупроводниковых слоев, образующих коллекторный $p-n$ -переход (изменяется от 2 до 6). У лавинных транзисторов значение M не превышает 5—10.

При включении транзистора по схеме с оборванным эмиттером (рис. 2.12, а) ВАХ транзистора представляет собой ВАХ коллекторного p - n -перехода, работающего в режиме лавинного пробоя (рис. 2.12, з). В схеме с оборванной базой (рис. 2.12, б) пробой происходит при напряжении $U_\beta < U_M$ (рис. 2.12, д), которое определяется из уравнения

$$U_\beta = U_M \sqrt[n]{1 - \alpha_0}$$

Если в цепь базы включен резистор R_β (рис. 2.12, в), то на ВАХ появляется участок ab с отрицательным дифференциальным сопротивлением (рис. 2.12, е). При малых значениях тока коллектора

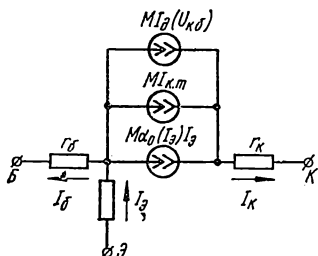


Рис. 2.13. Модель лавинного транзистора.

сопротивление r_ϵ намного больше R_β . Поэтому свойства схемы рис. 2.12, в близки к свойствам схемы рис. 2.12, а и при напряжении U'_M , близком к величине U_M , возникает лавинный пробой, сопровождающийся увеличением тока коллектора. В результате уменьшается сопротивление эмиттера до значения $r_\epsilon \ll R_\beta$. В этом режиме свойства транзистора аналогичны свойствам в режиме с оборванной базой и при напряжении U'_β , близком к U_β , резко возрастает ток коллектора. Форма ВАХ зависит от соотношения между R_β , r_ϵ и R_ϵ , включаемых в цепь эмиттера, а также от сопротивления нагрузки.

Лавинные транзисторы широко применяются в импульсных устройствах. В настоящее время выпускаются лавинные транзисторы типов ГТ338А-ГТ338В. В качестве лавинных используют также некоторые обычные транзисторы (КТ312В, КТ315Г, КТ603, ГТ311Ж, ГТ313, ГТ320 и др.).

Эквивалентная схема лавинного транзистора показана на рис. 2.13. Схема содержит источники, параметры которых зависят от тока эмиттера I_ϵ , теплового $I_{к,т}$ и генерационного I_δ токов коллекторного перехода, а также сопротивления соответствующих областей транзистора.

10. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Принцип работы полевого транзистора основан на использовании носителей заряда одного наименования, движение которых осуществляется через канал с изменяющейся посредством поперечного электрического поля проводимостью. Различают полевые транзисторы с p - n -переходом и с изолированным затвором.

Конструкция транзистора с управляющим p - n -переходом показана на рис. 2.14, а. Основой прибора является полупроводниковая пластинка с электропроводностью n -типа. На верхней и нижней плоскостях пластинки создаются области с электропроводностью p -типа, которые электрически соединяются между собой омическими контактами, образуя единый электрод — затвор (З).

Область полупроводника с электропроводностью n -типа, расположенная между областями с электропроводностью p -типа, называется каналом. На торцы полупроводниковой пластинки наносят

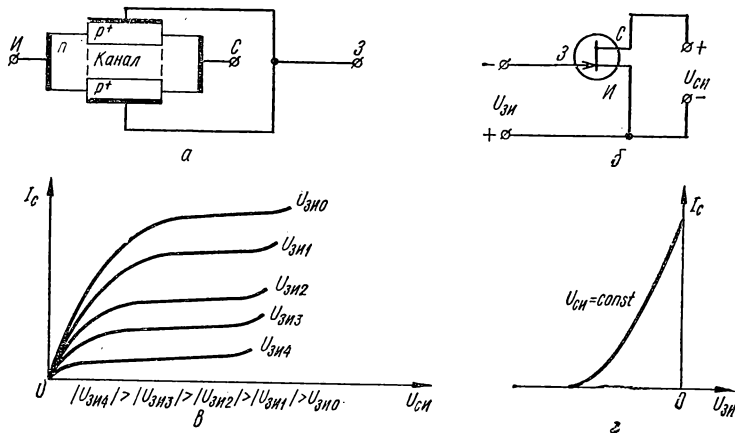


Рис. 2.14. Полевой транзистор с p - n -переходом:
 а — схематическая конструкция; б — схема включения; в — выходные ВАХ;
 г — сток-затворная ВАХ.

омические контакты, образующие два других электрода, к которым подключают источник питания и нагрузку (рис. 2.14, б). Контакт, к которому подключается отрицательный полюс источника питания, называется истоком (И), а второй — стоком (С). Если конструкция транзистора симметрична, то исток и сток можно менять местами. Ток транзистора в этом случае изменит направление на обратное. Если исходная полупроводниковая пластинка имеет дырочную электропроводность, то получают полевой транзистор с каналом p -типа.

У полевого транзистора основные носители заряда движутся через канал, поперечное сечение которого регулируется p - n -переходом. Для этой цели на затвор подается отрицательное относительно истока напряжение (рис. 2.14, б), которое является обратным для p - n -переходов. Так как концентрация примесных атомов в p -области намного больше, чем в n -области, то при увеличении обратного

напряжения p - n -переходы расширяются практически за счет n -области. В результате сечение канала и, следовательно, его проводимость уменьшаются, что вызывает уменьшение тока, проходящего через канал.

Если при постоянном напряжении на затворе увеличивать напряжение между стоком и истоком $U_{СИ}$, то ток стока I_C возрастает. При этом повышается падение напряжения в канале, которое способствует увеличению обратного напряжения на p - n -переходе, вызывая тем самым сужение канала.

При некотором напряжении $U_{СИ\text{нас}}$, называемом напряжением насыщения, канал настолько сужается, что дальнейшее повышение $U_{СИ}$ не вызывает увеличения тока I_C и кривые семейства стоковых ВАХ идут практически параллельно оси напряжений (рис. 2.14, в). Сток-затворная характеристика транзистора показана на рис. 2.14, г.

Полевые транзисторы с изолированным затвором разделяются на две группы: со встроенным (рис. 2.15, а) и с индуцированным (рис. 2.15, б) каналом p - или n -типа. Так как изоляция между затвором, выполненным в виде металлического слоя, и полупроводником осуществляется с помощью тонкой диэлектрической пленки, то такие приборы называют МДП-транзисторами (металл — диэлектрик — полупроводник) или МОП-транзисторами (если изолятором является пленка окисла SiO_2).

Структуры полевых транзисторов с изолированным затвором изготавливаются на полупроводниковой пластинке p - или n -типа, называемой подложкой.

Для полевых транзисторов со встроенным каналом характерны два рабочих режима: обогащения и обеднения. Для транзистора с каналом p -типа в режиме обогащения на затвор подается отрицательный потенциал, способствующий увеличению концентрации дырок в канале, т. е. уменьшению сопротивления канала. Ток стока по мере повышения по модулю напряжения на затворе возрастает. Режим обеднения наступает при положительном напряжении на затворе. При этом происходит вытеснение дырок из канала и его сопротивление падает, в результате чего ток стока уменьшается с ростом напряжения на затворе. ВАХ полевого транзистора со встроенным каналом p -типа показаны на рис. 2.15, в, г.

У полевых транзисторов с индуцированным каналом p -типа при положительном или равном нулю напряжении на затворе ток стока практически отсутствует, так как оба p - n -перехода включены встречно. При отрицательном напряжении на затворе приповерхностный слой обогащается дырками, т. е. образуется индуцированный канал, обладающий повышенной проводимостью, через который начинает проходить ток стока. Увеличение (по модулю)

напряжения на затворе вызывает повышение тока стока. ВАХ полевого транзистора с индуцированным каналом p -типа приведены на рис. 2.15, δ , ϵ .

Основными параметрами полевых транзисторов являются:

начальный ток стока $I_{C \text{ нач}}$ — ток стока при напряжении между затвором и истоком $U_{зи} = 0$ и при напряжении на стоке, равном или большем напряжения насыщения $U_{си \text{ нае}}$;

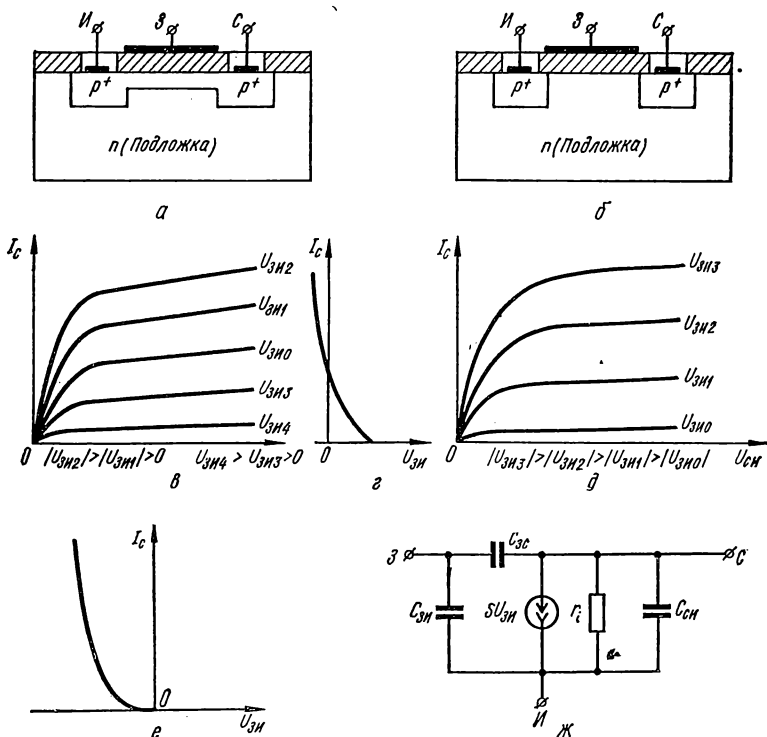


Рис. 2.15. Полевые транзисторы с изолированным затвором: α , β — схематические конструкции; ϵ — ϵ — вольт-амперные характеристики; жс — модель.

остаточный ток стока $I_{C \text{ ост}}$ — ток стока при напряжении $U_{зи}$, большем напряжения отсечки;

напряжение отсечки $U_{зи \text{ отс}}$ — напряжение между затвором и истоком транзистора с p - n -переходом или с изолированным затвором, работающего в режиме обеднения, при котором ток истока достигает заданного низкого значения;

пороговое напряжение $U_{зи\text{ пор}}$ — напряжение между затвором и истоком транзистора с изолированным затвором, работающего в режиме обогащения, при котором ток стока достигает заданного низкого значения;

крутизна характеристики S — отношение изменения тока стока к изменению на затворе при коротком замыкании по переменному току на выходе транзистора в схеме с общим истоком.

Кроме указанных параметров, полевые транзисторы характеризуются максимально допустимыми значениями постоянного тока стока $I_{C\text{ макс}}$, прямого тока затвора $I_{з(пр)\text{ макс}}$, напряжений между электродами $U_{си\text{ макс}}$, $U_{зи\text{ макс}}$, $U_{зс\text{ макс}}$, рассеиваемой мощности $P_{\text{ макс}}$ и другими параметрами. Некоторые параметры полевых транзисторов приведены в табл. 2.3.

Таблица 2.3

Вид полевого транзистора	$I_{C\text{ макс}}$, мА	S , мА/В	$U_{зи\text{ отс}}$, В
КП101Г—КП101Е	2—5	0,15—0,3	5—10
КП102Е—КП102Л	0,18—6,0	0,25—1,3	2,8—10
КП103Е—КП103М	0,3—12	0,4—4,4	0,4—7
КП301Б	15	1	30
КП303 А—И	0,5—5	1—6	30

Полевые транзисторы являются универсальными приборами и применяются в широком классе устройств промышленной электроники.

Эквивалентная схема полевого транзистора показана на рис. 2.15, *жс*. На схеме конденсаторы C с соответствующими индексами характеризуют величины емкостей между электродами транзистора; r_i представляет собой внутреннее сопротивление транзистора; $SU_{зи}$ является генератором тока.

11. ОДНОПЕРЕХОДНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Однопереходный транзистор (ОПТ) представляет собой полупроводниковый прибор с одним $p-n$ -переходом, содержащий три внешних электрода. Схематическая конструкция ОПТ показана на рис. 2.16, *а*. Эмиттером транзистора является область с дырочной электропроводностью, имеющая высокую концентрацию примесных атомов, базой — области исходного полупроводника, расположенные по обе стороны эмиттера и имеющие электронную электропроводность. Исходный полупроводник характеризуется

однородной концентрации примесных атомов. Поэтому сопротивления базовых областей пропорциональны их длине. Обычно длина нижней базы l_1 намного меньше длины верхней базы l_2 . Следовательно, базовые области имеют различные значения сопротивлений. Если к контактам базовых областей подключить внешнее напряжение с указанной на рис. 2.16, а полярностью, то возникающие на базовых областях падения напряжения пропорциональны их длине.

Напряжение на p - n -переходе является разностью между напряжением эмиттера $U_э$ и падением напряжения на нижней базе $U_{б1}$. Если напряжение эмиттера отрицательно или положительно, но

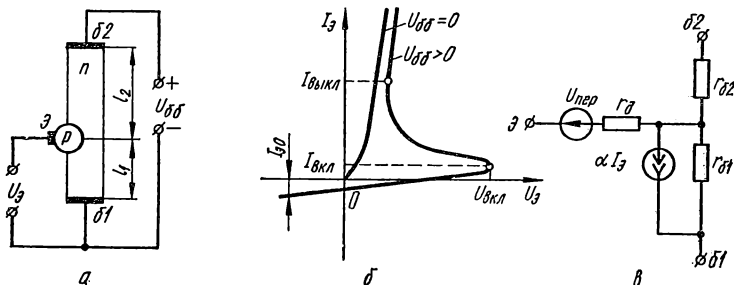


Рис. 2.16. Однопереходный транзистор:

а — схематическая конструкция; б — ВАХ; в — эквивалентная схема.

не превышает величину $U_{б1}$, то p - n -переход оказывается включенным в обратном направлении и в цепи эмиттера проходит ток $I_{э0}$, являющийся обратным током p - n -перехода (рис. 2.16, б).

При повышении положительного напряжения $U_э$ значение $|I_{э0}|$ уменьшается до нуля. Этому моменту соответствует равенство напряжений эмиттера $U_э$ и нижней базы $U_{б1}$. В случае дальнейшего роста напряжения $U_э$ на p - n -переходе появляется положительное напряжение и увеличивается ток, протекающий в цепи эмиттера (рис. 2.16, б).

При достижении эмиттерным током некоторого критического значения $I_{вкл}$ становится ощутимым эффект накопления носителей заряда в области нижней базы, вызывающий уменьшение ее сопротивления. В результате происходит снижение величины $U_{б1}$ и тем самым повышается положительное напряжение на p - n -переходе. При этом потенциальный барьер p - n -перехода снижается и количество инжектированных носителей заряда возрастает, что в свою очередь вызывает увеличение тока эмиттера и дальнейшее уменьшение сопротивления нижней базы. Этот процесс развивается

лавинообразно и сопровождается уменьшением напряжения эмиттера при увеличении тока эмиттера. На ВАХ транзистора появляется участок отрицательного сопротивления (рис. 2.16, б).

Участок характеристики с отрицательным сопротивлением оканчивается при полном насыщении области нижней базы носителями заряда, когда ее сопротивление перестает меняться. В дальнейшем величина тока эмиттера ограничена сопротивлениями $p-n$ -перехода, контактов и внешней цепи. На ВАХ этому соответствует переход в область насыщения, которая характеризуется увеличением тока эмиттера при повышении эмиттерного напряжения. При уменьшении

напряжения U_{66} ВАХ транзистора сдвигается влево и при $U_{66} = 0$ совпадает по форме с ВАХ диода.

Основными параметрами ОПТ (табл. 2.4) являются межбазовое сопротивление r_{66} ; токи включения $I_{вкл}$ и выключения $I_{выкл}$; допустимая мощность, рассеиваемая прибором P ; внутреннее отношение напряжений η , характеризующееся отношением разности между напряжением включения $U_{вкл}$ и падением напряжения на $p-n$ -переходе к межбазовому напряжению U_{66} .

Таблица 2.4

Тип одно-переходного транзистора	r_{66} , кОм	η
КТ117А	4—7,5	0,5—0,7
КТ117Б	4—7,5	0,65—0,85
КТ117В	6—9	0,5—0,7
КТ117Г	6—9	0,65—0,85

Примечание. Для приборов КТ117А-Г $I_{вкл} = 20$ мкА, $I_{выкл} = 1$ мА, $P = 300$ мВт.

Эквивалентная схема ОПТ показана на рис. 2.16, в. На схеме r_{61} и r_{62} — сопротивления базовых областей; источник напряжения $U_{пер}$ характеризует падение напряжения на $p-n$ -переходе, имеющем дифференциальное сопротивление r_d ; источник тока αI_s является результатом накопления носителей заряда в нижней базе.

ОПТ применяются в качестве ключевых элементов, в генераторах, делителях частоты и т. д.

Глава 3 ТИРИСТОРЫ

1. КЛАССИФИКАЦИЯ ТИРИСТОРОВ

Тиристор — это полупроводниковый прибор с тремя и более $p-n$ -переходами, предназначенный для преобразования электрического тока, в вольт-амперной характеристике которого имеется участок отрицательного дифференциального сопротивления. Тиристор

торы являются ключевыми приборами, т. е. могут длительное время находиться в одном из устойчивых состояний равновесия: прибор включен или прибор выключен.

В зависимости от числа внешних электродов различают тиристоры диодные (динисторы), имеющие два электрода, триодные (три-нисторы), имеющие три электрода, тетродные, имеющие четыре электрода.

В зависимости от способности пропускать ток в одном или двух направлениях тиристоры разделяются на однопроводящие и двухпроводящие (симметричные тиристоры или симисторы).

По мощности тиристоры делятся на маломощные ($I_{\text{ср}} < 0,3 \text{ А}$), средней мощности ($I_{\text{ср}} < 10 \text{ А}$) и силовые ($I_{\text{ср}} > 10 \text{ А}$).

В соответствии с ГОСТ 10862—72 тиристоры малой и средней мощности имеют маркировку, состоящую из шести элементов.

Первый элемент обозначает исходный материал, из которого изготовлен тиристор (например, К или 2 — кремний).

Второй элемент обозначает тип тиристора: Н — диодные, У — триодные.

Третий элемент характеризует тип и мощность тиристора:

Диодные

малой мощности — 1, средней мощности — 2;

Триодные

незапираемые малой мощности — 1, средней мощности — 2;

запираемые малой мощности — 3, средней мощности — 4;

симметричные незапираемые малой мощности — 5, средней мощности — 6.

Четвертый и пятый элемент обозначает порядковый номер разработки от 01 до 99.

Шестой элемент (буквенный) обозначает разновидность данной группы тиристоров, отличающихся одним или несколькими параметрами, не являющимися классификационными.

Силовые тиристоры согласно ГОСТ 14069—72 имеют маркировку, состоящую из четырех элементов.

Первый элемент состоит из 1—4 букв, указывающих: первая — на принадлежность тиристоров к классу силовых (Т); вторая — на принадлежность тиристора к группе лавинных (Л), симметричных (С), высокочастотных (Ч), импульсных (И), с повышенным быстродействием (Б), с улучшенными динамическими свойствами (Д); третья — Л (лавинный) — присваивается специализированным тиристорам, относящимся также к группе лавинных (например, ТЧЛ — тиристор высокочастотный лавинный); вторая—четвертая буква В означает, что тиристор имеет водяное охлаждение. При наличии нескольких конструктивных исполнений тиристора одного типа буквенная часть первого элемента дополняется цифрой.

Таблица 3.1

Параметр	Цифровое обозначение									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
du/dt , не менее, В/мкс		20	50	100	200	500	1000	—	—	—
$t_{\text{выкл}}$, не более, мкс	не нормируется	250	150	100	70	50	30	20	15	12
di/dt не менее, А/мкс		20	40	70	100	200	400	600	800	1000

Второй элемент (числовой) соответствует предельному значению прямого тока в амперах, проходящего через тиристор, при указанных в паспорте условиях эксплуатации.

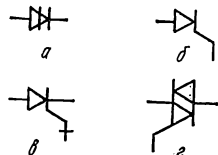


Рис. 3.1. Условные графические обозначения тиристор:

а — диодистора; б — триодного; в — запираемого; г — симметричного.

Третий элемент (числовой) определяет класс прибора. Число, характеризующее класс тиристора, равно предельному значению амплитуды повторяющегося напряжения в вольтах, деленному на 100.

Четвертый элемент состоит из трех цифр, характеризующих: первая — допустимую величину скорости нарастания прямого напряжения du/dt ; вторая — время выключения $t_{\text{выкл}}$; третья — допустимую величину скорости нарастания прямого тока di/dt (табл. 3.1).

Система графических обозначений тиристор, соответствующая ГОСТ 2.730—73, показана на рис. 3.1.

2. ПРИНЦИП РАБОТЫ ТИРИСТОРА

Основой наиболее простого из семейств тиристор является четырехслойная полупроводниковая структура $p1-n1-p2-n2$ -типа (рис. 3.2). Крайние области структуры называются эмиттерами, а центральные — базами. Электрод, присоединенный к $p1$ -эмиттеру, называют анодом A , а к $n2$ -эмиттеру — катодом K . Базы тиристора отличаются толщиной и концентрацией примесных атомов. К одной из баз, имеющей более высокую концентрацию примеси и меньшую толщину (обычно $p2$ -база), присоединяют управляющий электрод $УЭ$.

При отсутствии внешнего напряжения на p - n -переходах тиристора устанавливается состояние термодинамического равновесия, при котором токи диффузии и дрейфа, проходящие через каждый p - n -переход, взаимно уравновешиваются. Поэтому общий ток тиристора равен нулю. Потенциальные барьеры всех p - n -переходов имеют одинаковую высоту (рис. 3.2, а).

Если на электроды тиристора подано внешнее прямое напряжение (плюсом к аноду и минусом к катоду), то эмиттерные p - n -переходы $j1$ и $j3$ оказываются включенными в прямом направлении, а центральный — в обратном. При этом потенциальная диаграмма тиристора изменяется (рис. 3.2, б). В результате происходит инжек-

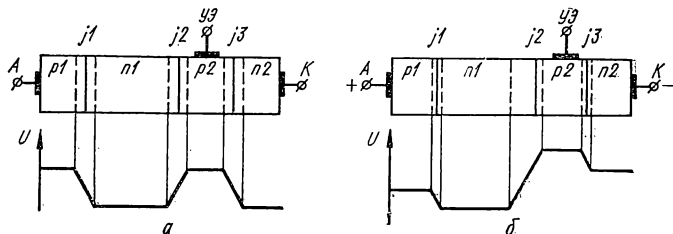


Рис. 3.2. Схематическое устройство и потенциальные диаграммы тиристора при отсутствии (а) и наличии (б) внешнего напряжения.

ция основных носителей заряда в базы прибора. Дырки, инжектированные из $p1$ -эмиттера диффундируют через $n1$ -базу к коллекторному p - n -переходу и перебрасываются его полем в область $p2$ -базы, а затем движутся через p - n -переход $j3$ к катоду. Аналогичным образом происходит встречное движение электронов, инжектированных из $n2$ -эмиттера. При этом через тиристор проходит небольшой ток, зависящий от внешнего напряжения, который в основном обусловлен инжекцией эмиттерных p - n -переходов, рекомбинацией носителей заряда в базах, термогенерацией носителей заряда в базах и в объеме обратного включенного p - n -перехода $j2$, а также эффектом лавинного размножения носителей заряда в объеме p - n -перехода $j2$. Величина этого тока определяется уравнением

$$I = I_{к0}/(1 - \alpha_1 - \alpha_2), \quad (3-1)$$

где $I_{к0}$ — обратный ток коллекторного p - n -перехода; α_1 — коэффициент передачи дырочного тока через $n1$ -базу; α_2 — коэффициент передачи электронного тока через $p2$ -базу.

Если к управляющему электроду тиристора, присоединенному к $p2$ -базе, приложено положительное относительно катода

напряжение, то в цепи УЭ протекает ток управления I_y , увеличивающий общий ток тиристора, и происходит снижение потенциального барьера p - n -перехода $j3$. При этом уравнение (3-1) преобразуется к виду

$$I = (I_{к0} + \alpha_2 I_y) / (1 - \alpha_1 - \alpha_2). \quad (3-2)$$

Тиристор находится в состоянии низкой проводимости (выключенное состояние) до тех пор, пока $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$. Следует отметить, что не все носители заряда, инжектируемые эмиттерными p - n -переходами, участвуют в создании электрического тока. Часть носителей заряда накапливается в базовых областях у границ коллекторного p - n -перехода, снижая тем самым его потенциальный барьер.

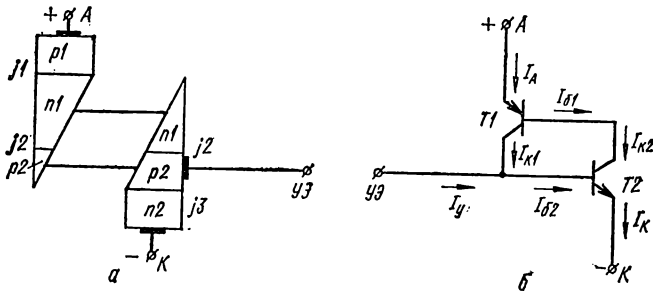


Рис. 3.3. Двухтранзисторная модель тиристора.

Повышение внешнего напряжения или тока управления вызывает увеличение количества носителей заряда, инжектируемых эмиттерными p - n -переходами, возрастание коэффициентов α_1 и α_2 и дальнейшее уменьшение потенциального барьера коллекторного p - n -перехода. Это, в свою очередь, приводит к увеличению тока тиристора. При достижении внешним напряжением критической величины $U_{вкл}$ коллекторный p - n -переход переходит в режим насыщения, при котором напряжение на нем становится равным или большим нуля. Ток через тиристор скачком возрастает до величины, зависящей от внешнего напряжения и сопротивления нагрузки, что соответствует включенному состоянию прибора. Значение $U_{вкл}$ уменьшается при увеличении тока управления.

Для описания принципа работы тиристора можно использовать модель, состоящую из двух и более транзисторных секций, охваченных цепью положительной обратной связи.

На рис. 3.3, а, б изображена модель тиристора в виде двух транзисторных секций $p1$ - $n1$ - $p2$ - и $n1$ - $p2$ - $n2$ -типа, полученных из $p1$ - $n1$ - $p2$ - $n2$ -структуры, которая условно «разрезана». Из рис. 3.3, б

видно, что положительный ток управления, поданный в $p2$ -базу тиристора, вызывает увеличение базового тока $I_{б2}$ $n1$ - $p2$ -транзистора $T2$. В результате возрастает ток коллектора $I_{к2}$, который является базовым током $I_{б1}$ $p1$ - $n1$ - $p2$ -тиристора $T1$. Это, в свою очередь, приводит к увеличению тока коллектора $I_{к1}$ и к дальнейшему возрастанию базового тока $I_{б2}$. Этот процесс носит лавинообразный характер и завершается переходом обоих транзисторов в режим насыщения, что соответствует включенному состоянию тиристора.

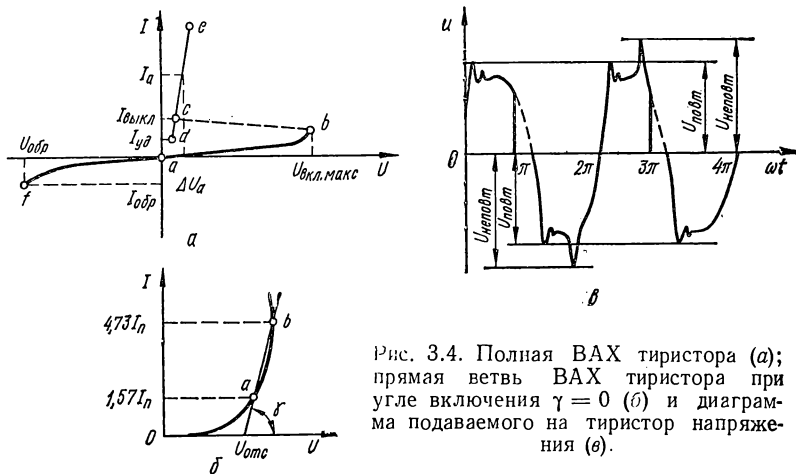


Рис. 3.4. Полная ВАХ тиристора (а); прямая ветвь ВАХ тиристора при угле включения $\gamma = 0$ (б) и диаграмма подаваемого на тиристор напряжения (в).

Вольт-амперную характеристику, изображенную на рис. 3.4, а, можно условно разделить на четыре участка. На участке ab к выключенному тиристорному приложено прямое напряжение, сумма $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$, сопротивление коллекторного p - n -перехода велико и через тиристор протекает ток обратно включенного p - n -перехода $j2$. На участке bc происходит лавинообразный процесс включения тиристора. Этот участок характеризуется отрицательным дифференциальным сопротивлением благодаря росту тока и одновременному уменьшению сопротивления коллекторного p - n -перехода. Участок de — рабочий. Переход с участка bc на de характеризуется выполнением равенства $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$. На участке af к тиристорному приложено обратное напряжение (плюсом к катоду и минусом к аноду). Форма участка af сходна с обратной ветвью ВАХ диода. Выключение тиристора, т. е. перевод его с участка de на участок ab или af производится при снижении тока нагрузки

до величины, меньшей тока удержания $I_{уд}$, или приложении обратного напряжения.

Из ВАХ можно определить основные статические параметры тиристора.

Прямой ток I_a — среднее значение тока, проходящего через включенный тиристор и вызывающего допустимый его нагрев при определенных условиях эксплуатации. Прямой ток и другие параметры статической ВАХ измеряют в однофазной однополупериодной схеме выпрямления, работающей на активную нагрузку, при частоте синусоидального тока 50 Гц, угле проводимости $\lambda = 180^\circ$ и максимально допустимой температуре полупроводникового элемента. Величина I_a ограничивается допустимым с точки зрения КПД падением напряжения на тиристоре при прохождении прямого тока, а также максимально допустимой температурой полупроводникового элемента, которая зависит от нагрева, вызываемого прохождением I_a .

Прямое падение напряжения ΔU_a — напряжение на тиристоре при прохождении прямого тока. Этот параметр зависит от прямого тока, температуры и конструкции тиристора и используется для подбора параллельно включаемых тиристоров и определения мощности потерь.

Предельный ток I_n — максимально допустимое среднее за период значение прямого тока тиристора при максимально допустимой температуре полупроводникового элемента и определенных условиях охлаждения.

Ударный ток $I_{a, уд}$ — максимально допустимая амплитуда импульса тока синусоидальной формы длительностью 10 мс в режиме аварийной перегрузки при заданной начальной температуре полупроводникового элемента, прохождение которого вызывает превышение максимально допустимой температуры полупроводникового элемента.

Значение интеграла $\int i^2 dt$ — максимально допустимое значение интеграла квадрата тока аварийной перегрузки по времени при заданной начальной температуре полупроводникового элемента. При воздействии тока аварийной перегрузки последующее приложение напряжения к тиристору допускается только после снижения температуры полупроводникового элемента до величины, равной или меньшей максимально допустимого значения.

Напряжение отсечки $U_{отс}$ — напряжение, равное отрезку, отсекаемому на оси напряжения прямой, проходящей через две точки прямой ab ветви ВАХ с ординатами, равными 1,57 и 4,73 предельного тока (рис. 3.4, б).

Дифференциальное сопротивление R_d — отношение приращения напряжения на тиристоре к вызвавшему его малому приращению

щению тока через тиристор. Величина R_d пропорциональна котангенсу угла наклона прямой, проходящей через две точки прямой ветви ВАХ (ab) (рис. 3.4, б) ($R_d \equiv \operatorname{ctg} \gamma$).

Ток выключения $I_{\text{выкл}}$ — минимальный прямой ток, необходимый для поддержания тиристора во включенном состоянии непосредственно после его включения при снятии импульса управления.

Ток удержания $I_{\text{уд}}$ — минимальный прямой ток при разомкнутой цепи управления, при прохождении которого тиристор остается во включенном состоянии.

Максимальное напряжение включения $U_{\text{вкл. макс}}$ — наименьшее прямое напряжение на выключенном тиристоре, при котором происходит включение тиристора при разомкнутой цепи управления.

Максимальное обратное напряжение $U_{\text{обр}}$ — напряжение, соответствующее области загиба обратной ветви ВАХ.

Повторяющееся напряжение $U_{\text{повт}}$ — максимальное мгновенное значение прямого или обратного напряжения с учетом всех повторяющихся переходных напряжений (рис. 3.4, в), являющееся функцией устройства. Это напряжение учитывают при подборе последовательно включаемых тириستоров.

Неповторяющееся напряжение $U_{\text{неповт}}$ — максимальное мгновенное значение любого неповторяющегося переходного напряжения (рис. 3.4, в), определяемое внешней по отношению к устройству причиной (например, грозовые или внутренние перенапряжения в питающей сети).

Ток утечки $I_{\text{ут}}$ и обратный ток $I_{\text{обр}}$ — токи, протекающие через выключенный тиристор при приложении прямого или обратного напряжения.

3. КОММУТАЦИОННЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТИРИСТОРАХ

Коммутационные процессы можно разделить на две группы: включения и выключения.

На практике тиристоры включают с помощью импульсов управления либо прямым напряжением, величина которого превышает напряжение включения (для динисторов).

Процесс включения можно разбить на три этапа (рис. 3.5, а). Этап задержки t_z состоит из собственного времени задержки t_0 и времени накопления критического заряда $t_{\text{нак}}$. В течение промежутка времени t_0 инжектированные носители заряда диффундируют к коллекторному p - n -переходу, заряжая его емкость. Величина $t_0 \ll t_{\text{нак}}$ и не зависит от параметров импульса управления. В течение промежутка времени $t_{\text{нак}}$ в базах тиристора у границ p - n -перехода j_2 происходит накапливание избыточных носителей заряда и небольшое увеличение тока тиристора вследствие

возрастания коэффициента передачи электронного тока α_2 , обусловленного наличием тока управления. Поэтому длительность этапа накопления и этапа задержки в целом зависит от параметров импульса управления.

Регенеративный этап $t_{рег}$ характеризуется лавинообразным уменьшением напряжения на тиристоре и соответствующим возрастанием прямого тока. Переход от этапа задержки к регенератив-

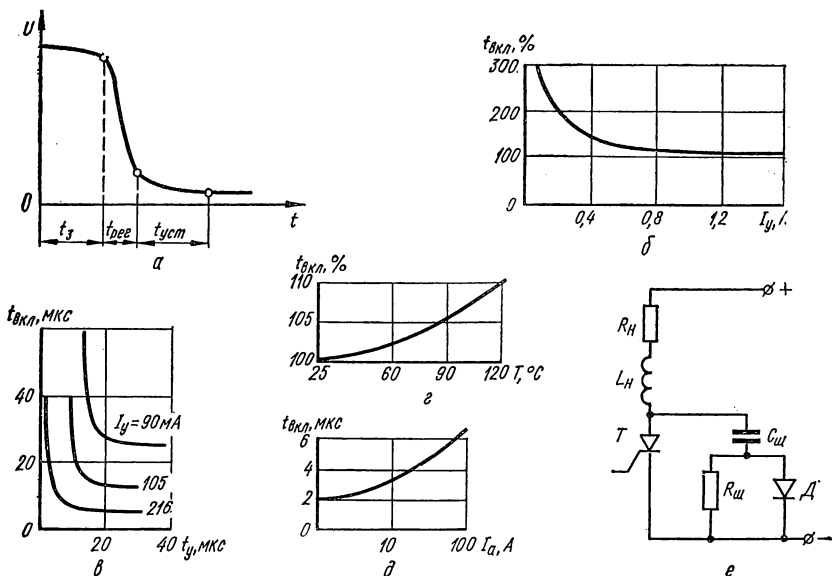


Рис. 3.5. Изменение напряжения на тиристоре в процессе включения (а); графики зависимости времени включения от амплитуды (б) и длительности (в) тока управления, температуры полупроводникового элемента (г) и прямого тока (д); схема шунтирующего контура (е).

ному обусловлен увеличением суммы $\alpha_1 + \alpha_2$ до значений, превышающих или равных единице. В течение промежутка времени $t_{рег}$ происходит дальнейшее накопление избыточных носителей заряда в базах и снижение потенциального барьера p - n -перехода $j2$. В конце этапа регенерации коллекторный p - n -переход переходит в режим насыщения, что соответствует включению тиристора. Длительность импульса управления должна быть больше длительности этапа задержки, так как в противном случае возможно самопроизвольное выключение тиристора после прекращения импульса управления.

Этап установления стационарного тока $t_{уст}$ характеризуется двумя процессами — накоплением носителей заряда в $n1$ -базе тиристора и распространением включенной области по всей площади тиристорной структуры.

Первый процесс обусловлен тем, что в конце этапа регенерации ток, проходящий через тиристор, близок к номинальному, определяемому внешним напряжением и сопротивлением цепи тиристора, но сопротивление $p1-n1-p2-n2$ -структуры сравнительно велико, что объясняется влиянием сопротивления $n1$ -базы, которое постепенно уменьшается благодаря увеличению концентрации носителей заряда, накапливаемых в области $n1$ -базы. Поэтому в течение промежутка времени $t_{уст}$ происходит увеличение проводимости тиристора и уменьшение на нем падения напряжения. Однако в тиристорной структуре выделяется значительная мощность потерь, зависящая от длительности этапа $t_{уст}$ и сопротивления тиристора, которая может вызвать перегрев структуры.

Второй процесс обусловлен тем, что в конце этапа регенерации во включенное состояние переходит часть тиристорной структуры, расположенная под управляющим электродом и в его окрестности, что объясняется неравномерным влиянием тока управления из-за продольного сопротивления базовой области $p1-n1-p2-n2$ -структуры. Поэтому остальная часть тиристорной структуры включается через значительный промежуток времени, так как скорость распространения «волны включения» по площади структуры составляет около 0,1 мм/мкс. Это явление, называемое эффектом di/dt , приводит к повышенным значениям плотности тока в локальной области тиристорной структуры и может вызвать разрушение полупроводникового элемента, вызванное перегревом и возникновением теплового пробоя локальной области структуры.

На практике время включения определяют как промежуток времени между моментом подачи импульса управления и моментом времени, когда падение напряжения на тиристоре снижается до 10% от напряжения включения при активном характере нагрузки в цепи тиристора. Время включения обратно пропорционально величине тока управления (рис. 3.5, б), длительности импульса управления (рис. 3.5, в) и скорости его нарастания; пропорционально температуре полупроводникового элемента (рис. 3.5, г) и прямому току (рис. 3.5, д); увеличивается при индуктивном характере нагрузки вследствие уменьшения скорости нарастания прямого тока; уменьшается при увеличении амплитуды и скорости нарастания прямого напряжения (du/dt). Однако при высоких значениях du/dt возможно самопроизвольное включение тиристора из-за емкостных токов $p-n$ -переходов. Причем наиболее существенное влияние оказывает емкость обратно включенного коллекторного $p-n$ -перехода

С2, с учетом влияния которой ВАХ тиристора описывается уравнением

$$I = \frac{i_{к0} + \alpha_2 I_y + C_2 \frac{\partial U_C}{\partial t} - \alpha_2 I_{ш}}{1 - \alpha_1 - \alpha_2}, \quad (3-3)$$

где $I_{ш}$ — ток, проходящий через технологический шунт эмиттерного $p-n$ -перехода $j3$; U_C практически равно прямому напряжению.

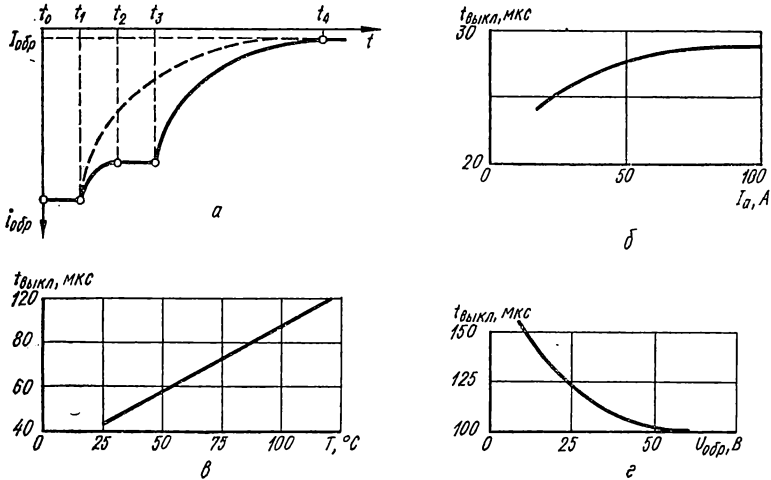


Рис. 3.6. Изменение тока тиристора в процессе выключения (а); графики зависимости времени выключения от амплитуды прямого тока (б), температуры полупроводникового элемента (в) и амплитуды обратного напряжения (г).

Из уравнения (3-3) видно, что емкостный ток при повышенной скорости нарастания прямого напряжения способствует включению тиристора при меньших по сравнению с номинальным напряжением включения.

Для предотвращения самопроизвольных включений тиристора при высоких значениях du/dt используют шунтирующие контуры (рис. 3.5, е), параметры которых выбирают из соотношений

$$R_{ш} = U_a / I_{выкл}; \quad C_{ш} = L_n / R_{ш}^2,$$

где L_n — индуктивность нагрузки.

Выключаются тиристоры в основном с помощью изменения полярности внешнего напряжения. На рис. 3.6, а показана диа-

грамма изменения тока тиристора в процессе его выключения. В момент времени t_0 напряжение на тиристоре меняет знак. Так как избыточная концентрация носителей заряда, накопленных в базах прибора, скачком измениться не может, то его сопротивление по-прежнему невелико. При этом через тиристор протекает обратный ток, величина которого зависит от внешнего напряжения и сопротивления нагрузки. На интервале $t_0—t_1$ происходит рассасывание избыточных носителей заряда. Ток тиристора на этом интервале практически не изменяется. В момент времени t_1 концентрация носителей заряда у p - n -перехода $j\bar{z}$ становится равновесной, и он выходит из режима насыщения. На интервале $t_1—t_2$ происходит увеличение обратного напряжения на p - n -переходе $j\bar{z}$, его сопротивление возрастает и ток тиристора уменьшается, как показано штриховой линией на рис. 3.6, а. Однако у большинства тиристорov p - n -переход образован $p2$ - и $n2$ -областями с высокой концентрацией примесей и имеет небольшое напряжение лавинного пробоя. Поэтому в момент времени t_2 пробой p - n -перехода $j\bar{z}$ и ток тиристора не изменяется. На интервале $t_2—t_3$ происходит дальнейшее рассасывание избыточных носителей заряда. В момент времени t_3 концентрация носителей заряда у p - n -перехода $j\bar{l}$ становится равновесной и он выходит из режима насыщения. На интервале $t_3—t_4$ происходит увеличение обратного напряжения на p - n -переходе $j\bar{l}$, его сопротивление возрастает и ток тиристора уменьшается до установленного значения.

Промежуток времени $t_0—t_4$ называется временем обратного восстановления $t_{o.в}$. В конце $t_{o.в}$ в широкой базе тиристора имеется значительная концентрация избыточных носителей заряда, которая может вызвать самопроизвольное включение тиристора, если к нему приложить прямое напряжение. Поэтому время выключения $t_{\text{выкл}}$, характеризующее способность тиристора блокировать вновь приложенное прямое напряжение, больше времени $t_{o.в}$, что обусловлено необходимостью полного рассасывания избыточных носителей заряда из широкой базы прибора. Время выключения увеличивается с возрастанием амплитуды и длительности импульса прямого тока (рис. 3.6, б), с ростом температуры полупроводникового элемента (рис. 3.6, в), а также при увеличении амплитуды и скорости нарастания вновь приложенного прямого напряжения; уменьшается при снижении скорости убывания прямого тока перед выключением; уменьшается при увеличении амплитуды обратного напряжения до 50 В (рис. 3.6, г).

4. ПАРАМЕТРЫ ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ ТИРИСТОРА

Основные статические параметры цепи управления тиристора определяют из диаграммы управления (рис. 3.7), характеризующей область токов и напряжений сигнала управления, при которых происходит включение тиристора. Границами диаграммы управления являются ВАХ цепи управляющего электрода, снятые при максимальной (кривая 1) и минимальной (кривая 2) температурах полупроводникового элемента, а также кривые максимально допустимых значений мощности потерь цепи управляющего электрода $\Delta P_{у. макс}$, которые зависят от относительной длительности импульса

$$t_{отн} = t_y/T \cdot 100\%,$$

где t_y — длительность импульса управления; T — период повторения импульсов в силовой цепи.

На рис. 3.7 кривые $\Delta P_{у. макс}$ показаны для различных значений $t_{отн}$. Заштрихованные области на диаграмме управления характеризуют диапазон токов и напряжений сигнала управления, которые могут вызывать включение тиристора при определенной температуре полупроводникового элемента. Нагруженные кривые

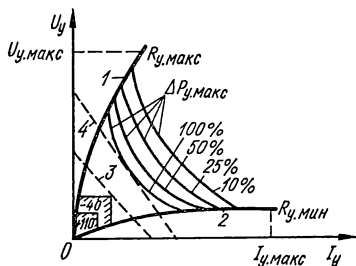


Рис. 3.7. Диаграмма управления тиристора.

системы управления (кривые 3 и 4) для обеспечения надежного включения и исключения перегрева полупроводникового элемента не должны пересекать область возможного включения (заштрихованная область) и кривую максимально допустимой мощности потерь $\Delta P_{у. макс}$. На диаграмме управления через $U_{у. макс}$ и $I_{у. макс}$ обозначены максимально допустимые значения напряжения и тока сигнала управления, не вызывающие повреждения тиристора.

На практике для управления тиристорами чаще используют импульсы различной формы, что способствует повышению КПД и снижению мощности и габаритных размеров системы управления. При выборе параметров импульсов управления необходимо стремиться к возможно коротким импульсам с минимальной длительностью переднего фронта и максимальной допустимой амплитудой тока, что способствует уменьшению времени включения, мощности потерь и повышению стойкости тиристора к повышенным значениям di/dt . Однако следует отметить, что минимально допустимая длительность импульса управления $t_{у. мин}$ зависит от параметров тиристора и полного сопротивления нагрузки.

При активной и активно-емкостной нагрузке минимально допустимая длительность импульсов управления зависит только от параметров тиристора и не превышает 2—10 мкс. При активно-индуктивной нагрузке величина $t_{у. мин}$ возрастает и может достигать единиц миллисекунд, что приводит к усложнению системы управления и ухудшению ее показателей. Для уменьшения влияния индуктивности нагрузки L_n в этом случае параллельно тиристорам включают шунтирующие контуры (рис. 3.5, е).

Следует отметить, что на параметры тиристоров оказывают существенное влияние полное сопротивление системы управления и постоянная составляющая импульсов управления. Наличие отрицательного напряжения на управляющем электроде при прямом напряжении на силовых электродах тиристоров малой и средней мощности повышает напряжение включения, стойкость тиристоров к повышенным значениям du/dt , уменьшает время выключения и повышает помехозащищенность. Наличие положительного напряжения на управляющем электроде приводит к увеличению тока утечки и обратного тока и вызывает дополнительный нагрев полупроводникового элемента.

Если система управления соединяется с управляющим электродом через разделительный конденсатор или импульсный трансформатор, то после прекращения импульса управления в цепи управляющего электрода будет протекать отрицательный ток, обусловленный энергией, накопленной в конденсаторе или трансформаторе. При этом возрастает значение тока выключения и возможно самопроизвольное выключение тиристора. Если между управляющим электродом и катодом включен резистор, то увеличивается напряжение включения, возрастают токи выключения и удержания, снижается время выключения и повышается стойкость тиристора к повышенным значениям du/dt .

5. РАЗНОВИДНОСТИ ТИРИСТОРОВ

В настоящее время на базе четырехслойной $p-n-p-n$ -структуры, рассмотренной выше, разработаны и широко применяются другие тиристоры, имеющие специализированное назначение вследствие определенных преимуществ и ограничений их параметров.

Динисторы — приборы, отличающиеся отсутствием управляющего электрода. Поэтому их включают с помощью повышения напряжения до значения, превышающего напряжение включения либо имеющего высокую скорость нарастания (du/dt). Принцип работы, характеристики и параметры динисторов аналогичны триодным тиристорам. Динисторы применяются в устройствах автоматики и телемеханики, вычислительной техники и т. д.

Симметричные тиристоры (рис. 3.8, а) можно представить в виде двух $p-n-p-n$ -секций, включенных встречно-параллельно (рис. 3.8, б). Эти секции включаются поочередно в зависимости от полярности приложенного напряжения. Принцип работы каждой секции аналогичен работе обычной четырехслойной $p-n-p-n$ -структуры. Выключается секция при изменении полярности напряжения. ВАХ симметричного тиристора изображена на рис. 3.8, в. Из рисунка видно, что симметричные тиристоры могут пропускать электрический ток в двух направлениях.

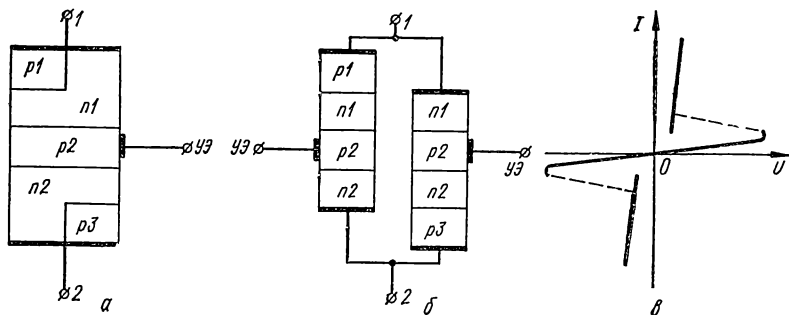


Рис. 3.8. Симметричный тиристор:
а — схематическое устройство; б — модель; в — вольт-амперная характеристика.

В зависимости от конструкции полупроводникового элемента симметричные тиристоры можно включать с помощью положительных, отрицательных или биполярных импульсов управления. Используются симметричные тиристоры для регулирования мощности переменного тока, в преобразователях для реверсивных приводов и т. д.

Лавинные тиристоры — приборы, которые благодаря специальной конструкции полупроводникового элемента могут выдерживать кратковременные перенапряжения. Эквивалентная схема лавинного тиристора представляет собой обычную четырехслойную $p-n-p-n$ -структуру, зашунтированную лавинным транзистором (рис. 3.9, а). Прямая ветвь ВАХ лавинного тиристора является резульатом сложения ВАХ четырехслойной структуры (кривая 1) и транзистора (кривая 2), к которым приложено одно и то же напряжение (рис. 3.9, б). Прибор конструируется таким образом, чтобы напряжение загиба коллекторной характеристики транзистора было больше напряжения включения четырехслойной структуры. Поэтому при перенапряжении происходит лавинный пробой транзистора, а через четырехслойную структуру протекает небольшой ток. Для того чтобы ток транзистора не стал током управления

четырёхслойной структуры, он удален от пути прохождения тока через тиристорную структуру соответствующим выбором продольных сопротивлений полупроводниковых областей r_1, r_2, r_3 .

При обратном напряжении такая структура не выдерживает перенапряжений, поэтому на практике используется пятислойная структура (рис. 3.9, в), имеющая лавинную характеристику как в прямом, так и в обратном направлениях (рис. 3.9, г). В объеме сконструированного таким образом прибора рассеивается энергия,

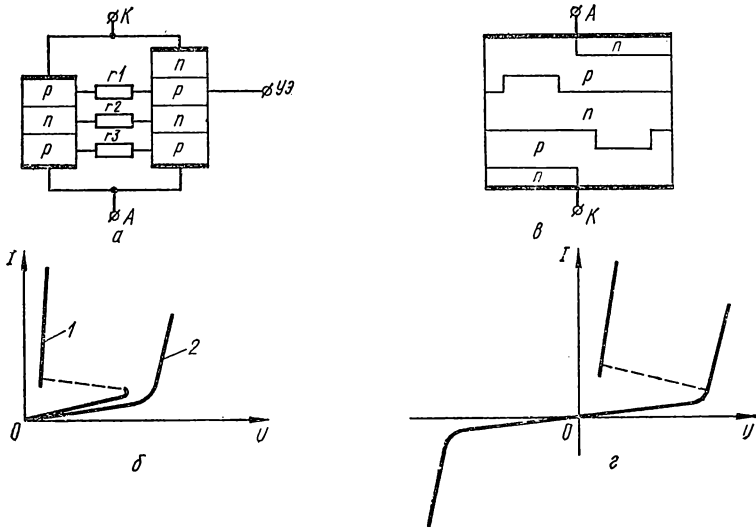


Рис. 3.9. Лавинный тиристор:

а — модель; б — прямая ветвь ВАХ; в — схематическое устройство; г — вольт-амперная характеристика.

допустимая величина которой зависит от амплитуды, длительности и скважности импульсов перенапряжения. Используя лавинные тиристоры, можно исключить применение специальных средств защиты.

Запираемые тиристоры — приборы, которые в отличие от обычных тиристоров можно выключать по цепи управления. Конструктивно запираемые тиристоры отличаются большей площадью управляющего электрода (рис. 3.10, а). Процесс включения запираемого тиристора аналогичен включению обычного тиристора, выключение обусловлено тем, что при подаче отрицательного импульса управления снижаются коэффициенты передачи тока, в результате чего перестает выполняться условие $\alpha_1 + \alpha_2 \geq 1$ и прибор выключается.

Применяя запираемые тиристоры, можно упростить системы преобразования тока, так как при этом не требуются специальные средства искусственной коммутации для выключения тиристорov. Однако их использование ограничено малым коэффициентом усиления при выключении

$$K_v = I_a / I_y^{(-)},$$

где $I_y^{(-)}$ — отрицательный ток управления.

Кроме того, при прямых токах, больших критического значения $I_{a,кр}$ (рис. 3.10, б), коэффициент K_v падает до нуля. Это объясняется возрастанием (при увеличении прямого тока) падения напряжения на продольном сопротивлении области базы, препятствующим

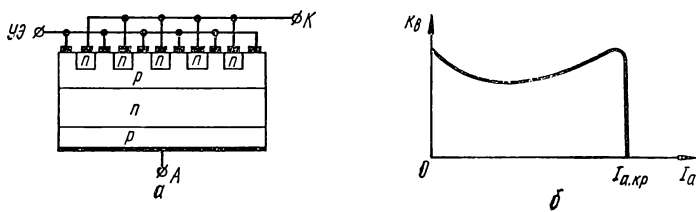


Рис. 3.10. Запираемый тиристор:
а — схематическое устройство; б — график зависимости коэффициента за-
пираания от тока.

щего прохождению тока управления. В результате в областях тиристора, удаленных от управляющего электрода, выключение не происходит.

Тиристоры с повышенным быстродействием — приборы, предназначенные для применения в устройствах повышенной и высокой частоты, которые должны обладать улучшенными динамическими параметрами ($t_{вкл}$, $t_{выкл}$, du/dt , di/dt). Однако создание универсальных приборов, у которых были бы улучшены динамические параметры при сохранении удовлетворительных статических параметров, затруднительно. Поэтому разработаны группы специализированных тиристорov, у которых улучшена часть динамических параметров. К ним относятся высокочастотные тиристоры (ТЧ), импульсные (ТИ), динамические (ТД) и быстродействующие (ТБ).

Динамические параметры улучшаются путем применения оптимальной конструкции и технологии изготовления тиристорov. Для получения малых времен включения уменьшают толщину базовых областей и увеличивают время жизни неосновных носителей заряда. Для уменьшения времени выключения необходимо уменьшать время жизни неосновных носителей заряда и уменьшать толщины базовых

Таблица 3.2

Тип тиристора	$\tau_{\text{п}}$, А	$U_{\text{повт.}}$, В	$\Delta U_{\text{а}}$, В	$I_{\text{уп.}}$, $I_{\text{обр.}}$, МА	$I_{\text{а, уд}}$, А	$\int I^2 dt$, А ² с · 10 ⁶	du/dt , В/мкс	di/dt , А/мкс	$t_{\text{вкл.}}$, с	$t_{\text{выкл.}}$, с	$I_{\text{у}}$, А	$U_{\text{в}}$, В
Т10-Т500	10— 500	50— 1400	0,75— 1,4	5— 50	100— 7000	2—180	20— 1000	10— 1000	15— 30	25— 250	0,2—0,6	5—8
Т6-10	10	100	—	6	—	0,2	20—	20—	6	30—	0,003—	2—4
Т11-10—Т11-80	10— 80	1600— 1300	2,7	20	150— 1200	0,112— 7,2	50— 200	200— 40	20	150— 250	0,15 0,3	7
ТВ320—ТВ1000	320— 1000	50— 1000	0,9— 1	10	—	—	—	—	20— 25	70	0,3—0,4	7—10
ТС2-10—ТС2-80	10— 80	100— 1100	2	5— 10	110— 330	—	50— 1000	20— 70	20	250	0,2—0,25	5—7
ТС10—ТС150	10— 150	50— 1000	0,75— 1,4	20	100— 1000	2—6	20—	10	20	70	0,42	10
ТЛ100—ТЛ250	100— 250	300— 1000	0,7— 1,1	10— 15	2000— 2500	20—31,5	100	20	15	80	0,4	8
ТЛВ-320	320	400— 1000	0,9	15	1500	До 11	—	—	—	—	0,4	8
ТЧ10—ТЧ125	10— 125	100— 1200	0,6— 1,4	—	170— 1700	До 20	100	100	3—6	7,5— 10,5	1,2—2	2—2,5
ТЧЛ10—ТЧЛ320	10— 320	100— 1200	—	—	—	—	100	100	10	20—	—	—
ТИ800—ТИ1600	800— 1600	300— 600	—	—	—	—	100—	150—	3—10	20—	1,5	4
ТБ160—ТБ400	160— 400	300— 1200	2— 2,1	—	2300— 4500	80—245	200— 50—	300— 200	5	30— 25	0,5	6
ТЛ20—ТЛ500	20— 500	100— 1600	0,95— 2,25	6— 15	300— 4500	0,45— 101,25	1000— 1000	20— 70	5—20	20— 100	0,45—0,6	4—5

областей. Улучшению динамических параметров способствует также увеличение площади управляющего электрода и другие специальные меры.

В табл. 3.2 приведены некоторые параметры основных типов тиристоров.

Глава 4

ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

1. КЛАССИФИКАЦИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ И ИХ ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Термин микроэлектроника отражает современную тенденцию создания электронной аппаратуры: микроминиатюризацию и интеграцию — уплотнение компоновки монтажа за счет объединения функций элементов и узлов в одном твердом теле. Микроминиатюризация достигается путем предельного уменьшения массогабаритных показателей элементов электронных устройств и потребляемой ими мощности. Микроминиатюризация подразделяется на дискретную и интегральную.

Дискретная микроминиатюризация не решает «проблемы количества» (проблемы уменьшения большого числа элементов) и является переходящим явлением, которое уступает место интегральной микроминиатюризации, осуществляемой путем применения интегральных схем и целых функциональных устройств, которые позволяют производить интеграцию и микроминиатюризацию электронных устройств не за счет лучшего физического воспроизведения методов классической схемотехники, а за счет создания приборов с локальными физическими средами, выполняющими необходимые функции проще и надежнее на основе физических свойств твердого тела.

Под интегральной схемой (ИС) подразумевается устройство, создаваемое единым технологическим циклом и состоящее из электрически связанных между собой компонентов, выполняющих функции транзисторов, диодов, резисторов и конденсаторов, объединенных на общей подложке и заключенных в общий корпус. Технологическим признаком интегральных схем является одновременное создание всех или части компонентов и межкомпонентных связей на одном и том же оборудовании. Классификация интегральных схем показана на рис. 4.1.

Одним из главных признаков классификации интегральных схем является тип подложки. Различают активные и пассивные подложки. У первых (обычно это полупроводниковые материалы) часть или все компоненты выполняются внутри подложки. При

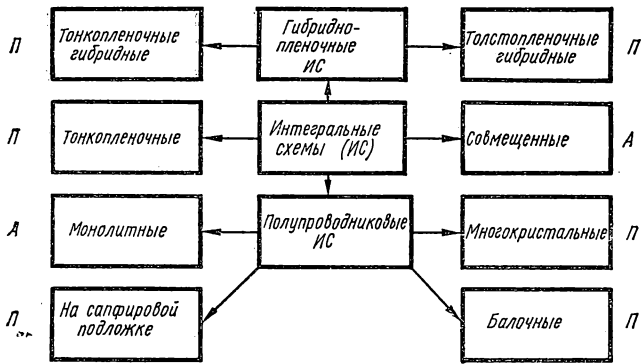


Рис. 4.1. Общая классификация интегральных схем.

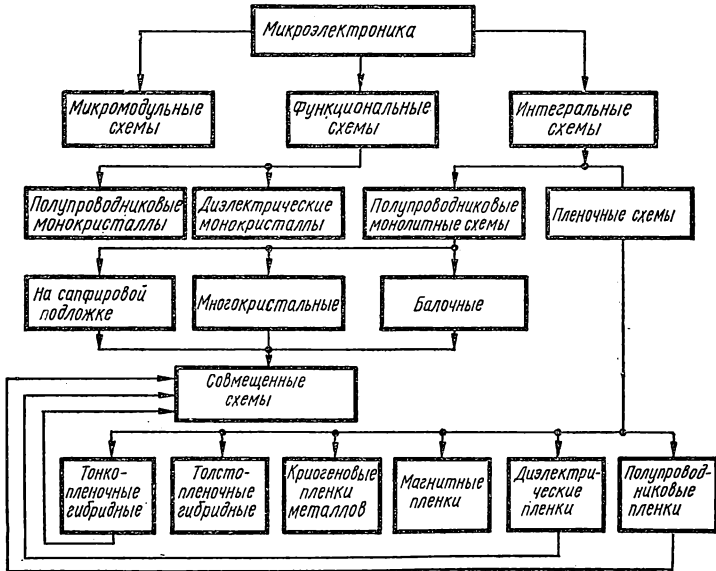


Рис. 4.2. Основные направления развития микроэлектроники и конструктивно-технологическая классификация интегральных схем.

этом достигается большая степень интеграции, но ограничивается диапазон номинальных значений компонентов и их изоляция. У вторых (обычно это диэлектрический материал) компоненты размещаются на поверхности подложки. В этом случае достигается изоляция компонентов и возможность варьирования их параметров. Конструктивно-технологическая классификация интегральных схем показана на рис. 4.2.

Полупроводниковые интегральные (твердые) схемы выполняются на одной или нескольких монокристаллических пластинках. Первые называют монокристаллическими интегральными схемами, вторые — многокристаллическими.

Последние позволяют использовать различные полупроводниковые материалы и таким образом оптимизировать электрические характеристики отдельных компонентов.

К твердым интегральным схемам относятся также схемы на сапфировой подложке и балочные. Первые относятся к типу эпитаксиальных и характеризуются тем, что их компоненты создаются внутри монокристаллического полупроводникового слоя. В балочных интегральных схемах в качестве межкомпонентных соединений и механической основы используются металлические балки.

В гибридно-пленочных интегральных схемах применяются пассивные подложки, на которых монтируются бескорпусные активные элементы или кристаллы монокристаллических интегральных схем, а в качестве пассивных элементов и межкомпонентных связей используются толстые пленки. Схемы первого типа имеют высокое качество пассивных компонентов, а второго — отличаются простотой технологии, но имеют малую степень интеграции.

В тонкопленочных интегральных схемах активные и пассивные компоненты изготавливаются путем нанесения тонких диэлектрических и резистивных пленок на одной подложке. Такие схемы обладают наивысшей интеграцией, но пока не имеют широкого применения из-за трудности получения пленочных активных элементов с хорошими электрическими параметрами.

В совмещенных интегральных схемах активные элементы создаются на основе монокристаллического полупроводника, а пассивные напыляются в виде тонких пленок на ту же пластинку. Достоинство таких интегральных схем — высокая степень интеграции при сохранении хороших качеств составных компонентов.

В устройствах вычислительной техники, в качестве запоминающих элементов, широко применяются магнитные пленки. Такие элементы обладают высоким быстродействием.

В криогенных схемах используют явления сверхпроводимости при температурах, близких к абсолютному нулю. Пленочные криотроны представляют собой идеальные микроэлектронные переключатели.

чатели, имеющие высокий коэффициент усиления и малую мощность рассеяния. Криотроны применяются в запоминающих устройствах с произвольной выборкой информации. Такие устройства обладают хорошей помехоустойчивостью.

По степени интеграции компонентов интегральные схемы классифицируют на микросхемы с малой (МИС), средней (СИС) и большой (БИС) степенью интеграции.

По характеру выполняемых функций ИС делятся на цифровые (дискретные) и линейные (аналоговые). Цифровые элементы используются для выполнения различных логических операций, в устройствах обработки, хранения и передачи информации. Линейные элементы выполняют функции усиления сигналов, применяются в качестве генераторов, фильтров, детекторов и др.

По типу компонентов, используемых для выполнения логических операций, различают ИС с транзисторной логикой и непосредственной связью (ТЛНС), транзисторной логикой и резистивной связью (РТЛ), транзисторной логикой и резистивно-емкостной связью (РЕТЛ), диодно-транзисторной логикой (ДТЛ), транзисторно-транзисторной логикой (ТТЛ), транзисторной логикой и эмиттерной связью (ТЛЭС).

По виду сигналов на входах и выходах цифровые ИС делятся на импульсные, потенциальные и потенциально-импульсные. Наибольшее распространение имеют потенциальные ИС.

По быстродействию ИС подразделяют на сверхбыстродействующие (задержка сигнала 5 нс), быстродействующие (5—10 нс), среднего быстродействия (10—50 нс) и медленнодействующие (50 нс).

К основным параметрам цифровых ИС относятся:

коэффициент объединения по входу M , указывающий число входов элемента ИС;

коэффициент разветвления по выходу N , указывающий на сколько входов логических элементов может быть нагружен выход данного элемента;

время задержки распространения сигнала, характеризующее быстродействие элементов;

помехоустойчивость, характеризующая способность ИС не изменять состояние элементов при действии сигналов помехи, которые могут возникнуть вследствие пульсаций напряжения питания, а также в результате действия паразитных емкостей и индуктивностей или внешних электромагнитных полей;

напряжение источника питания;

мощность рассеяния элементов ИС;

выходные напряжения, соответствующие логической единице и логическому нулю;

порог переключения схемы;

диапазон рабочих температур;
 время нарастания и спада фронта выходного сигнала.

Параметры логических ИС определяются из статических и переходных характеристик.

Линейные ИС описываются большим числом параметров, поскольку различные типы усилителей, мультивибраторов, фильтров характеризуются различными параметрами.

2. АКТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

Транзисторы микроэлектронных устройств делятся на три типа: миниатюрные корпусные, применяемые в микромодульных схемах, бескорпусные, применяемые в гибридно-пленочных схемах, и транзисторы монолитных интегральных схем, применяемые в полупроводниковых и совмещенных схемах. Наибольшее распространение в гибридно-пленочных схемах имеют планарные кремниевые и германиевые транзисторы, которые по своим характеристикам практически не отличаются от обычных. Монолитные же интегральные транзисторы имеют некоторые конструктивные особенности, влияющие

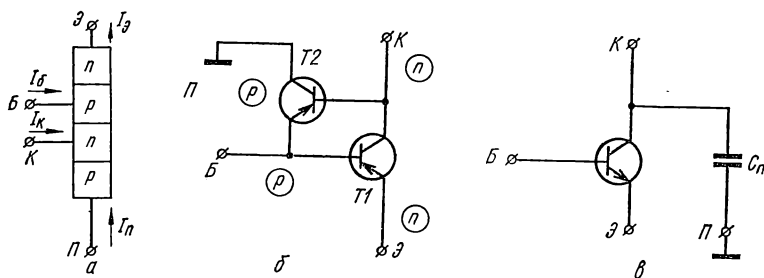


Рис. 4.3. Интегральный транзистор:

а — структура, б, в — модель с учетом и без учета паразитного $p-n-p$ -транзистора.

на их электрические характеристики. Обычно здесь используются дрейфовые транзисторы типа $n-p-n$, которые имеют лучшие электрические параметры, чем транзисторы типа $p-n-p$.

По способу изоляции от подложки различают транзисторы, изолированные переходом или диэлектрической пленкой. Транзисторы, изолированные переходом, являются биполярными и имеют четырехслойную $n-p-n-p$ -структуру (рис. 4.3, а). Здесь можно выделить основной транзистор $n-p-n$ -типа $T1$ и паразитный $p-n-p$ -типа $T2$, причем эмиттерным переходом паразитного транзистора является коллекторный переход основного. Коллекторным переходом паразитного транзистора является изолирующий переход, который

с помощью специального электрода всегда смещен в обратном направлении (рис. 4.3, б).

В активном режиме основного транзистора паразитный работает в режиме отсечки. В режиме же насыщения основного транзистора паразитный работает в активном режиме и может влиять на входные и выходные характеристики основного. Коэффициент передачи тока области коллектор—подложка такого транзистора незначителен ($\alpha_n \approx 0,01$) и поэтому его можно рассматривать как дискретный транзистор *n-p-n*-типа, к коллектору которого подключена паразитная емкость изолирующего перехода C_n (рис. 4.3, в).

В транзисторах с диэлектрической изоляцией подложка оказывает меньшее влияние на работу основного транзистора, и ИС на них практически не отличаются от аналогичных схем с дискретными элементами. При расчете переходных характеристик интегральных транзисторов используют обычные параметры транзистора в ключевом режиме.

В интегральных схемах применяются также униполярные полевые транзисторы диффузионные и МОП-транзисторы, в которых используются носители заряда только одного знака. Первые имеют низкий уровень шумов и устойчивы к воздействию ядерной радиации, вторые имеют очень большое входное сопротивление и применяются в ИС с малым потреблением энергии.

Одним из типов интегральных транзисторов является многоэмиттерный, основное отличие которого состоит в том, что он имеет несколько эмиттеров, объединенных одним слоем базы. Конструктивно эмиттеры располагают так, что исключается прямое взаимодействие между ними, и такой транзистор представляет собой совокупность нескольких транзисторных структур с одним общим коллектором. Для ослабления взаимного влияния входных цепей коэффициент передачи тока между соседними эмиттерами должен быть мал. Сопротивление базы многоэмиттерного транзистора за счет увеличения расстояния между контактами базы и эмиттерной областью имеет повышенное значение и достигает величины нескольких сот ом.

Обозначение в схемах многоэмиттерного транзистора показано на рис. 4.4, а. Модель многоэмиттерного транзистора с учетом повышенного сопротивления базы показана на рис. 4.4, б. В этой модели диод шунтирует коллекторный переход, вследствие чего инверсный коэффициент усиления B'^* снижается до значения 0,01—0,05. Упрощенная модель многоэмиттерного транзистора с учетом пренебрежимо малого взаимного влияния эмиттеров показана на рис. 4.4, в.

* Параметры для многоэмиттерного транзистора обозначены со штрихом.

Если на все M эмиттеров подать высокое напряжение $U'_{э.м} > U_{к.м}$, то эмиттерный переход будет в запертом состоянии и транзистор будет работать в инверсном режиме. При этом ток каждого эмиттера $I'_{э.м} = B'_1 I_{б.м}$. Ток коллектора $I_{к.м} = (1 + MB'_1) I_{б.м}$.

Если используется часть эмиттеров m ($m < M$) и подается низкое напряжение $U'_{э.м} < U_{к.м}$, то m эмиттерных переходов будут открыты. Напряжение на открытом коллекторном переходе

$$U_{к.м} = U'_{кэ0} + I_{к.м} r'_{к'}$$

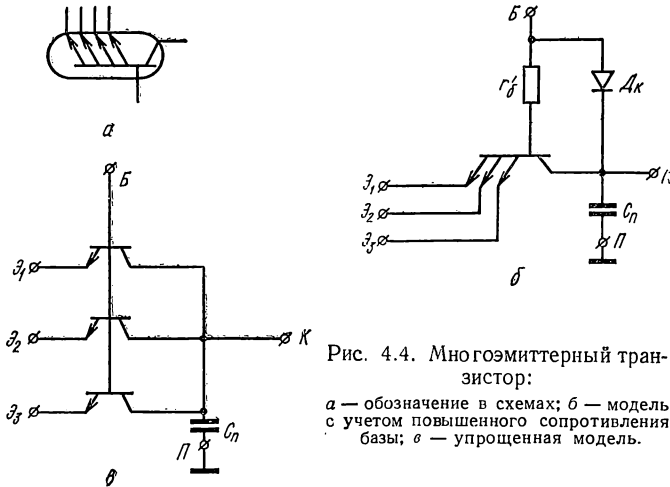


Рис. 4.4. Многоэмиттерный транзистор:

a — обозначение в схемах; b — модель с учетом повышенного сопротивления базы; $в$ — упрощенная модель.

где $r'_{к'}$ — сопротивление коллекторной области многоэмиттерного транзистора; $U'_{кэ0}$ — напряжение между коллектором и эмиттером при открытом коллекторном переходе.

При $I_{к.м} = 0$

$$U_{к.м} = U'_{кэ0} = \varphi_T \ln [(1 + MB'_1)/mB'_1],$$

где φ_T — температурный потенциал.

Ток через каждый из $(M - m)$ запертых эмиттеров, на которых $U'_{э.(M-m)} > U_{к.м}$,

$$I'_{э.(M-m)} = B'_1 I_{б.м}$$

Общий ток, протекающий через транзистор

$$I_M = I_{б.м} [1 + (M - m) B'_1] + I_{к.м}$$

Таким образом, при изменении напряжения на эмиттерах с высокого на низкое и наоборот происходит переключение тока из кол-

лкторной цепи в эмиттерную и соответственно из эмиттерной в коллекторную. Такое переключение происходит довольно быстро, так как не требуется рассасывание заряда в коллекторной области.

Современные технологические методы позволяют создавать диоды Шоттки в интегральном исполнении. Такие диоды представляют собой контакт металла (алюминий) с высокоомной коллекторной областью n -типа. Диоды Шоттки часто используют для ограничения степени насыщения транзисторов. С этой целью диод включают параллельно коллекторному переходу (рис. 4.5, а). Образующаяся при этом единая интегральная структура называется транзистором Шоттки. Его обозначение в схемах показано на рис. 4.5, б.

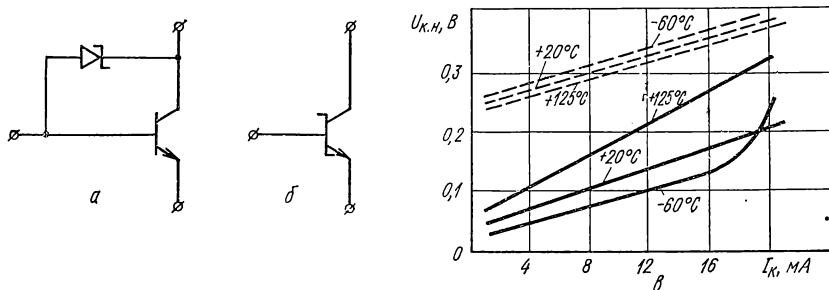


Рис. 4.5. Транзистор Шоттки:

а — модель; б — условное обозначение; в — коллекторные характеристики транзистора Шоттки (штриховая) и обычного интегрального транзистора в режиме насыщения.

В активном режиме и режиме отсечки диод заперт и не оказывает никакого влияния на работу транзистора. При $I_6 > I_{к}/\beta$ транзистор насыщается, и часть тока I_6 проходит через диод. Базовый ток уменьшается до значения $I'_6 = I_6 - I_{д. ш}^*$. Ток коллектора при этом $I'_к = I_к + I_{д. ш}$. Напряжение на коллекторе

$$U_{к. н. ш} = U_{6э} - U_{6к} = (U_{э0} + I'_6 r_6 - U_{д. ш0} + I_{д. ш} r_{д. ш}) = U_{к. н0} + (I_к + I_{д. ш}) r_{к. ш}$$

Напряжение на коллекторе транзистора в открытом состоянии определяется выражением

$$U_{к. н0} = \varphi_T \ln (B/S' + 1 + B_1) / [B_1 (1 - 1/S)],$$

где B_1 — коэффициент усиления тока в инверсном режиме $S' = = BI_6/I'_к$.

Коллекторные характеристики транзистора Шоттки и обычного интегрального транзистора в режиме насыщения показаны на

* Индекс ш обозначает приборы Шоттки; 0 — открытое состояние.

рис. 4.5, в. Как видно из рисунка, напряжение на коллекторном переходе транзистора Шоттки слабее зависит от тока I_k . Благодаря эффекту перераспределения тока в насыщенном транзисторе Шоттки в коллекторной области не накапливается избыточный заряд и нет необходимости его рассасывания, т. е. нет необходимости применять дополнительные меры для уменьшения постоянной времени рассасывания.

При работе в инверсном режиме $I_{д.ш} = I_6 - I'_6 \approx I_6$. Ток базы и коллектора при этом малы. Соответственно величина втекающего в эмиттер тока также мала $I_3 = B_1 I'_6 = B_{1ш} I_6$.

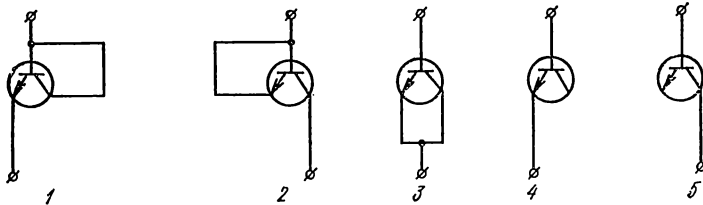


Рис. 4.6. Схемы диодного включения интегральных транзисторов.

Коэффициент передачи тока в инверсном режиме имеет небольшое значение

$$B_{1ш} = I_3 / I_6 = B_1 (1 - I_{д.ш} / I_6),$$

поэтому для уменьшения B'_1 многоэмиттерных транзисторов в последних также используют диоды Шоттки.

Таким образом, транзистор Шоттки можно рассматривать как обычный, но с большим усилением, малым инверсным коэффициентом усиления и малой постоянной времени рассасывания носителей заряда. Значение емкости коллекторного перехода у него увеличено:

$$C_{к,ш} = C_k + C_{д,ш}.$$

Диоды интегральных схем. В гибридно-пленочных интегральных схемах применяются бескорпусные диоды и диодные сборки, в полупроводниковых и совмещенных ИС диоды изготавливаются на одной пластине вместе с другими компонентами. В первом случае диоды изготавливаются отдельно от других компонентов и их электрические параметры можно оптимизировать. Во втором случае возможности оптимизации ограничены. Здесь чаще всего в качестве диодов используют структуру интегральных транзисторов в диодном включении (рис. 4.6). Параметры диодов для данных схем включения транзисторов приведены в табл. 4.1, из которой видно:

Таблица 4.1

Параметры днода	Схема диодного включения транзистора (рис. 4.6)				
	1	2	3	4	5
r_D	r_K	r_K	r_B	r_B	$r_B + r_K$
$U_{\text{проб}}$	$U_{\text{э. пр}}$	$U_{\text{к. пр}}$	$U_{\text{э. пр}}$	$U_{\text{э. пр}}$	$U_{\text{к. пр}}$
c_D	$c_{\text{э}}$	c_K	$c_{\text{э}} + c_K$	$c_{\text{э}}$	c_K

первая схема обладает наибольшим быстродействием, имеет низкое падение напряжения в прямом направлении и наименьший обратный ток;

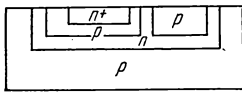
вторая и пятая схемы имеют высокое значение обратного напряжения и минимальное прямое напряжение при малых токах;

третья схема обладает наиболее низким быстродействием и ее обычно используют в качестве накопительного устройства;

четвертая схема имеет наименьший обратный ток, но прямое напряжение здесь максимально.



а



б

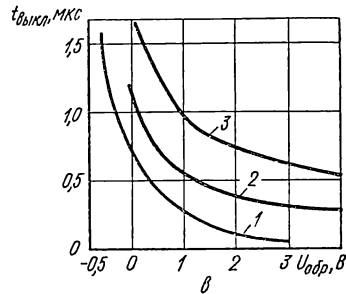


Рис. 4.7. Планарные тиристоры:

а — с изоляцией окисной пленкой; б — с изоляцией p - n -переходом; в — график зависимости времени выключения от величины обратного напряжения ($1 - I_{\text{пр}} = 1 \text{ мА}$; $2 - I_{\text{пр}} = 2,1 \text{ мА}$; $3 - I_{\text{пр}} = 4,5 \text{ мА}$).

Тиристоры в интегральном исполнении изготавливаются по планарной технологии. Поэтому их часто называют планарными. Существует несколько вариантов создания тиристорных структур. Наибольшее применение имеют планарные тиристоры с продольной структурой (рис. 4.7). Возможны два способа изоляции таких тиристоров; окисной пленкой (рис. 4.7, а) и с помощью p - n -перехода (рис. 4.7, б).

Планарные тиристоры имеют ряд особенностей:

1. Крайние p - n -переходы не имеют утечек, что повышает температурную стабильность напряжения переключения.

2. Напряжение переключения не превышает напряжения пробоя эмиттерного p - n -перехода.

3. Коэффициент инжекции эмиттерного перехода на границе высокоомного слоя или подложки меньше единицы. Во включенном состоянии тиристора это приводит к тому, что в высокоомном слое накапливается значительный заряд.

Указанные особенности оказывают влияние на процесс выключения планарных тиристоров. Графики на рис. 4.7, *в* иллюстрируют зависимость времени выключения планарного тиристора от величины обратного напряжения. Для уменьшения времени выключения уменьшают размеры базовых областей.

Наиболее быстродействующие планарные тиристоры имеют рабочие токи от десятков микроампер до сотен миллиампер, время переключения не превышает 200 нс.

3. ПАССИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

Резисторы в интегральном исполнении подразделяются на полупроводниковые, используемые в монокристаллических и поликристаллических интегральных схемах, тонкопленочные совмещенных и гибридных интегральных схем и толстопленочные.

Резисторы изготавливают или внутри полупроводниковой пластины (в качестве материала используется материал исходной пластины), или наносят на подложку в виде пленки из металлических полупроводниковых и диэлектрических материалов. В первом случае используют коллекторный n - или базовый p -слой на основе кремния. Коллекторный слой имеет более высокое удельное сопротивление. Для таких резисторов характерна существенная температурная нестабильность. Относительное отклонение сопротивления при воздействии температуры от его значения при нормальной температуре T_n определяется выражением

$$\epsilon_{RT} = \theta_R (T - T_n) = \Delta RT / (RT_n),$$

где θ_R — температурный коэффициент сопротивления.

Для резисторов n -типа в диапазоне температур $-60 \dots +125^\circ\text{C}$ $\theta_R = 0,3 \dots 0,5\% / ^\circ\text{C}$. Для резисторов p -типа в диапазоне $t = -20 \dots +125^\circ\text{C}$ $\theta_R = \pm 0,05\% / ^\circ\text{C}$.

Резисторы, изготавливаемые внутри кристалла, делятся на объемные и слоистые. Первые представляют собой резистивную зону, в которой величины линейных размеров в трех измерениях мало отличаются друг от друга. В слоистых резисторах толщина резистивного слоя значительно меньше двух других размеров.

Тонкопленочные резисторы по сравнению с рассмотренными имеют преимущества: большие номиналы сопротивлений, более высокую температурную стабильность, меньше паразитные емкости. В качестве материалов в таких резисторах используются металлы, полупроводники и керметы, представляющие собой соединения металлов с керамикой.

В качестве интегральных конденсаторов используют барьерную емкость обратно смещенного $p-n$ -перехода или трехслойную структуру; металл—двуокись кремния—полупроводник, либо напыленные тонкие пленки из металла и диэлектрика. Первые два типа конденсаторов применяют в полупроводниковых и многокристалльных схемах, а третий — в гибридных и совмещенных. Общий недостаток интегральных конденсаторов — небольшая удельная емкость.

Наиболее широко применяются конденсаторы на основе переходов транзистора. Переход эмиттер — база обладает наибольшей удельной емкостью, но и наименьшим пробивным напряжением. Переход коллектор — база имеет высокое пробивное напряжение, но низкую удельную емкость. Недостаток обоих типов конденсаторов — наличие паразитных емкостей, возникающих между одной из обкладок конденсатора и подложкой. Конденсатор на основе коллектор — подложка имеет наименьшую паразитную емкость, но полезная удельная емкость здесь мала. Наилучшими электрическими параметрами характеризуются тонкопленочные конденсаторы, которые состоят из двух проводящих пленок, разделенных пленкой диэлектрика, но они имеют низкое рабочее напряжение до 20—30 В.

Современная технология обладает большими возможностями создания различных интегральных схем. Вместе с тем имеются и ограничения. Основные из них: разброс параметров отдельных компонентов, отсутствие методов изготовления индуктивностей, ограничение максимально допустимой мощности рассеяния и, наконец, трудность проверки электрических параметров отдельных компонентов интегральной схемы.

Глава 5

ФОТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

1. ПРИНЦИП РАБОТЫ, ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ФОТОЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

Полупроводниковые приборы, работа которых основана на изменении электрического режима при воздействии лучистой энергии, называются фотоэлектронными. Действие таких приборов основано

на явлении внутреннего фотоэффекта, который характеризуется тем, что при облучении лучистой энергией электроны полупроводникового вещества получают дополнительную энергию, достаточную для освобождения их от межатомных связей. В результате внутри вещества увеличивается количество свободных носителей заряда, повышается проводимость вещества или возникает внутренняя ЭДС.

Согласно теории Эйнштейна фотоэффект может возникнуть, если энергия квантов оптического излучения достаточна для перевода электронов с локального уровня валентной зоны в зону проводимости. Эйнштейн установил связь между энергией кванта $h\nu$, работой выхода электрона $e\varphi_0$ и начальной скоростью вылета электрона v :

$$h\nu = e\varphi_0 + mv^2/2,$$

где h — постоянная Планка, равная $6,62 \cdot 10^{-34}$ Дж/с; ν — частота колебаний оптического излучения; m — масса электрона.

Таким образом, чтобы перейти в зону проводимости, электрон должен получить приращение энергии, которое превышало бы ширину запрещенной зоны полупроводника E_3 . Частота световых колебаний ν_0 , при которой соблюдается равенство $h\nu_0 = e\varphi_0$, называется граничной частотой фотоэффекта, а соответствующая ей длина волны $\lambda_0 = c/\nu_0$ (c — скорость света) — пороговой. Световой поток с частотой ниже граничной $\nu < \nu_0$ не может вызвать возникновение фотоэффекта. Для германия $E_3 = 0,67$ эВ и пороговая длина волны $\lambda_0 = 1,7$ мкм; для кремния $\lambda_0 = 1,1$ мкм.

Однако не все кванты, попадающие на поверхность фотоприбора, поглощаются электронами. Часть из них отражается от поверхности или поглощается на той глубине, где невозможен выход электронов. Поэтому квантовый выход — отношение эффективно действующих квантов энергии к общему числу падающих на поверхность прибора квантов — имеет величину порядка долей процента.

Внутренний фотоэффект может возникнуть и при воздействии квантов с энергией, меньшей E_3 . Это происходит при одновременном поглощении электроном энергии кванта лучистого потока и энергии теплового фона, сумма которых превышает E_3 . Данное явление обуславливает температурную зависимость фотоэффекта.

Увеличение числа свободных носителей заряда в зоне проводимости при фотоэффекте определяется равенствами

$$\Delta n = \beta k \tau_n (1 - R) \Phi; \quad \Delta p = \beta k \tau_p (1 - R) \Phi,$$

где β — квантовый выход; k — коэффициент поглощения монохроматического излучения; τ — время жизни основных носителей заряда; Φ — лучистый поток.

Возможности фотоэлектронных приборов значительно расширяются при использовании в них явления увеличения проводимости полупроводниковых материалов под воздействием энергии ионизирующих излучений.

В принципе природа излучения не имеет значения — важно, чтобы при облучении полупроводника создавались электронно-дырочные пары. Такими источниками могут быть как источники фотонов (солнечная энергия, γ -излучение, рентгеновское излучение), так и источники частиц с высокой энергией (электронная пушка, β -излучение, α -частицы, протоны и др.). На рис. 5.1 показана диаграмма электромагнитного спектра. Излучение различных длин волн возбуждается различными методами, однако природа возникновения процесса возбуждения во всех случаях одинакова.

В настоящее время на основе явления внутреннего фотоэффекта разработано большое количество приборов: фоторезисторы, фотодиоды, фототриоды, фототиристоры, светодиоды, оптроны, фотоемкости, фотоваристоры и др. Несмотря на такое многообразие приборов общими характеристиками для них являются:

световая — зависимость фототока от интенсивности лучистого потока при неизменном спектральном его составе и постоянном напряжении между электродами;

вольт-амперная — зависимость фототока от напряжения на электродах фотоприбора при постоянном лучистом потоке;

спектральная — зависимость относительной чувствительности, выраженной в процентах, от длины волны падающих на фотоприбор лучей при постоянной величине лучистого потока и постоянном напряжении между электродами;

частотная — зависимость относительной чувствительности в

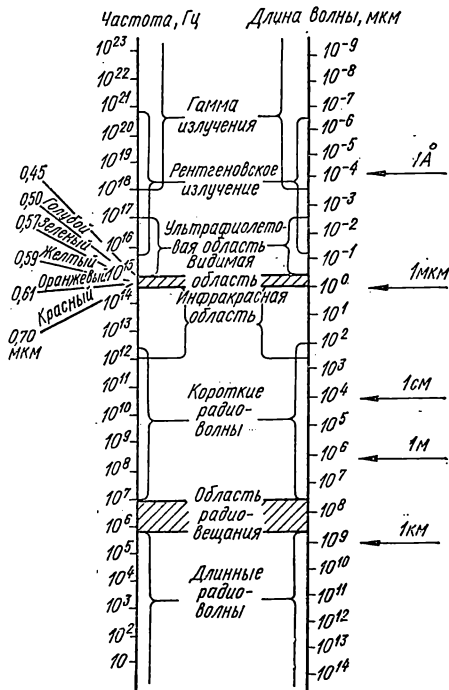


Рис. 5.1. Диаграмма электромагнитного спектра.

процентах от частоты изменения интенсивности лучистого потока при постоянных его величине и напряжении;

температурная — показывающая изменение характеристик и параметров фотоэлектронных приборов при изменении температуры; переходная, которая показывает быстрдействие фотоэлектронных приборов и определяет их реакцию на единичный скачок светового потока;

характеристика утомляемости, показывающая изменение чувствительности прибора от времени его работы. Утомляемость проявляется в понижении чувствительности прибора и является следствием недостаточно быстрого перехода электронов на облучаемую

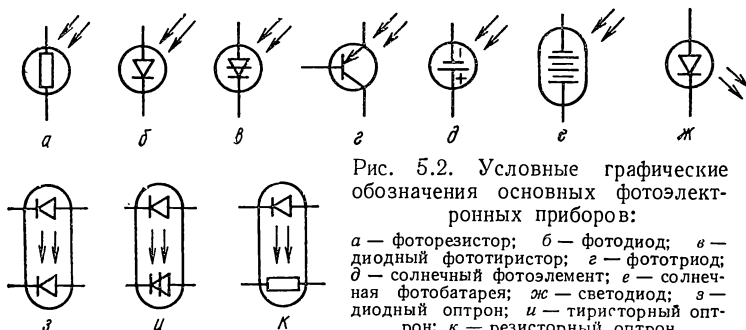


Рис. 5.2. Условные графические обозначения основных фотоэлектронных приборов:

a — фоторезистор; *б* — фотодиод; *в* — диодный фототристор; *г* — фототриод; *д* — солнечный фотоэлемент; *е* — солнечная фотобатарея; *ж* — светодиод; *з* — диодный оптрон; *и* — тиристорный оптрон; *к* — резисторный оптрон.

поверхность из глубины материала. Большинство фотоэлектронных приборов после определенного времени бездействия восстанавливают свою чувствительность.

К основным параметрам фотоэлектронных приборов относятся: интегральная чувствительность, показывающая, как изменяется фототок при единичном изменении лучистого потока,

$$K_{\Phi} = \partial I_{\Phi} / \partial \Phi.$$

Интегральную чувствительность обычно находят при одном определенном источнике лучистого излучения с постоянным спектральным составом (лампа с вольфрамовой нитью накаливания при температуре нити 2854 K);

спектральная чувствительность, показывающая изменение фототока при изменении лучистого потока какой-либо длины волны,

$$K_{\lambda} = \partial I_{\Phi} / \partial \Phi_{\lambda};$$

внутреннее сопротивление переменному току

$$R_i = \partial U_a / \partial I_{\Phi};$$

сопротивление постоянному току

$$R_0 = U_a/I_{\Phi};$$

темновой ток I_T — ток протекающий через прибор в случае полного его затемнения;

допустимая мощность рассеяния $P_{\Phi, \text{макс}}$;

максимальное допустимое напряжение затемненного фотоприбора $U_{T \text{ макс}}$.

Обозначение основных фотоэлектронных приборов показано на рис. 5.2.

2. ФОТОРЕЗИСТОРЫ И ВЕНТИЛЬНЫЕ ФОТОЭЛЕМЕНТЫ

Фоторезисторы — это приборы, электрическое сопротивление которых изменяется под действием лучистой энергии и которые представляют собой слой полупроводникового вещества 1, нанесенного на стеклянную пластинку 3 с токопроводящими контактами 2 (рис. 5.3, а). Для защиты от влаги поверхность полупроводника покрывают прозрачным лаком. Пластины помещают в пластмассовый корпус с окном для проникновения света. Для фоторезисторов применяют сернистые соединения висмута, кадмия и другие полупроводники с электронной или дырочной проводимостью.

Фоторезистор включается в цепь источника ЭДС любой полярности (рис. 5.3, б). При отсутствии освещения фоторезистор имеет максимальное сопротивление R_T , называемое темновым. По цепи протекает малый ток

$$I_T = E_a/(R_T + R_H).$$

При освещении фоторезистора его электрическое сопротивление уменьшается до величины R_c . Ток в цепи

$$I_c = E_a/(R_c + R_H).$$

Фототок представляет собой разность

$$I_{\Phi} = I_c - I_T.$$

Интегральная чувствительность

$$K_{\Phi} = (I_c - I_T)/\Phi.$$

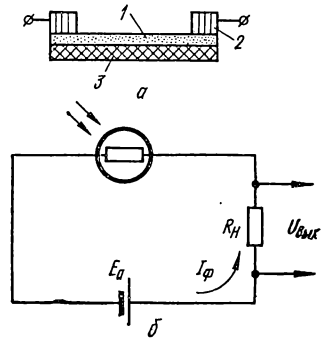


Рис. 5.3. Фоторезистор:
а — устройство; б — схема включения.

Кратность изменения сопротивлений

$$\Delta R/R_T = (R_T - R_C)/R_T$$

является одним из параметров фоторезисторов.

Световые характеристики фоторезистора (рис. 5.4, а) нелинейны. Вольт-амперные характеристики (рис. 5.4, б) линейны в пределах допустимой для них мощности рассеяния. В связи с этим необходимо ограничить максимальную величину напряжения на зажимах фоторезистора. При больших напряжениях, вследствие чрезмерного нагрева, может произойти разрушение светочувствительного слоя.

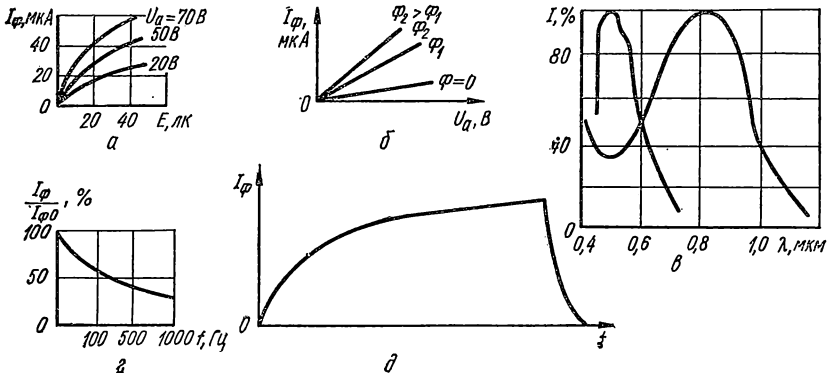


Рис. 5.4. Характеристики фоторезисторов:

а — световая; б — вольт-амперная; в — спектральная; г — частотная; д — переходная.

Чувствительность фоторезистора зависит от величины приложенного напряжения. Поэтому при оценке различных типов фоторезисторов, чтобы исключить влияние напряжения питания, пользуются понятием удельной чувствительности, представляющей собой интегральную чувствительность, отнесенную к единице приложенного напряжения

$$K_U = I_\Phi / \Phi U_a.$$

Спектральные характеристики фоторезисторов показаны на рис. 5.4, в. Некоторые из них имеют максимум чувствительности в области инфракрасных излучений и применяются, главным образом, в пирометрии для измерения температуры слабо нагретых тел, в инфракрасной технике для приборов ночного видения, тепловизации и т. д.; другие имеют максимум чувствительности в области видимой глазом части спектра и применяются в устройствах реагирующих на видимый свет: устройства сигнализации, фотореле и др.

Фоторезисторы имеют малые габаритные размеры, большую чувствительность и практически неограниченный срок службы. К недостаткам фоторезисторов относятся сравнительно большой темновой ток, нелинейность световых характеристик, температурная зависимость и значительная инерционность, обусловленная относительно медленным перемещением зарядов при их диффузионном движении внутри вещества. Инерционность фоторезисторов ограничивает их применение в устройствах с быстроизменяющимися световыми потоками. Частотная и переходная характеристики фоторезисторов показаны на рис. 5.4, *г* и *д*.

При изменении температуры на 10°C сопротивление фоторезистора изменяется на 1—3%, при 98% влажности фоторезистор выходит из строя. Для работы в условиях повышенной влажности и в жидких средах применяют герметизированные фоторезисторы.

Вентильные фотоэлементы — приборы, действие которых основано на принципе использования фотоэффекта запирающего слоя, наблюдающегося на *p-n*-переходе полупроводника при его освещении. Образующиеся при этом под воздействием квантов лучистой энергии пары электрон — дырка диффундируют в зоне *p-n*-перехода в противоположных направлениях. Электроны переходят в область с проводимостью типа *n*, а дырки — в область с проводимостью типа *p*. В результате *n*-слой получает дополнительный отрицательный заряд, а *p*-слой — положительный.

Таким образом, по обе стороны *p-n*-перехода создаются пространственные заряды противоположного знака, т. е. возникает разность потенциалов, вызывающая прохождение тока во внешней цепи. В этом случае вентильный элемент создает ЭДС цепи и является фотогенератором (преобразователем световой энергии в электрическую). Величина фотоЭДС пропорциональна освещенности фотоэлемента. Однако появляющаяся ЭДС смещает *p-n*-переход в прямом направлении, что приводит к уменьшению внутреннего сопротивления вентильного фотоэлемента. В этом случае при подключении нагрузки фототок разветвляется по двум цепям: по сопротивлению нагрузки и по внутреннему сопротивлению фотоэлемента (рис. 5.5, *а*). Ток нагрузки

$$I_n = I_{св} - I_{пр},$$

где $I_{св}$ — ток за счет зарядов, возникающих под действием светового потока; $I_{пр}$ — прямой ток, возникающий за счет перемещения части основных носителей заряда через *p-n*-переход, потенциальный барьер которого снижается при освещении. С ростом сопротивления нагрузки R_n ток I_n уменьшается (рис. 5.5, *б*).

Для вентильных фотоэлементов применяют селен, кремний, германий и др. Спектральная характеристика селенового фотоэле-

мента близка к кривой чувствительности человеческого глаза. Поэтому такие фотоэлементы применяют для определения освещенности в фотозаписывающих приборах.

Кремниевые фотоэлементы применяются в солнечных и ядерных батареях. Батарея кремниевых фотоэлементов площадью 1 м^2 дает полезную мощность до 100 Вт при КПД 8—10% и имеет практически неограниченный срок службы. На рис. 5.6 показана ВАХ солнечной батареи, которая описывается уравнением

$$I = I_s [\exp(qU/(kT)) - 1] - I_{св},$$

где I_s — ток насыщения.

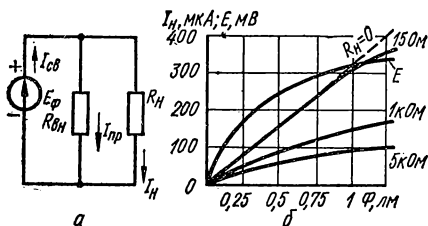


Рис. 5.5. Вентильный фотоэлемент: а — схема замещения; б — нагрузочная характеристика.

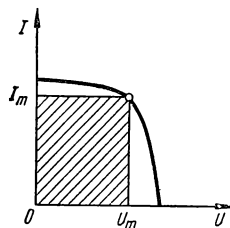


Рис. 5.6. ВАХ солнечной батареи.

Напряжение холостого хода

$$U_{х. х} = U_{\text{макс}} = \ln [(I_{св}/I_s) + 1]/\beta,$$

где $\beta = q/(kT)$.

Мощность на выходе

$$P = UI = I_s U [\exp(\beta U) - 1] - I_{св} U.$$

Солнечные батареи имеют пока еще значительные массогабаритные показатели и большую стоимость. В этом отношении более перспективными являются пленочные фотоэлектрические преобразователи на основе сульфида кадмия. Пленочные фотоэлементы могут иметь большую площадь, но их КПД при этом падает.

Еще одно перспективное направление использования фотоэлементов — термофотоэлектрический способ преобразования тепловой энергии. Принцип действия термофотоэлектрических преобразователей заключается в следующем: тепловое излучение нагретого тела направляется на фотоэлемент, а он преобразует его в электрический ток.

Вентильные фотоэлементы обладают значительной инерционностью вследствие большой собственной емкости, образуемой элек-

тродами и полупроводником. Чем больше сопротивление нагрузки, тем сильнее шунтирующее действие этой емкости и тем более резкий спад наблюдается в частотной характеристике в области повышенных частот.

3. ФОТОДИОДЫ И ФОТОТРИОДЫ

Фотодиод — полупроводниковый прибор, имеющий направленное движение носителей заряда при воздействии энергии оптического излучения. Материалами для таких приборов является главным образом германий и кремний. Фотодиод может работать в двух режимах: вентильном (фотогенераторном) и фотодиодном. При работе в фотодиодном режиме к фотодиоду прикладывается обратное напряжение значительно большее фотоЭДС и при освещении *p-n*-перехода высота потенциального барьера практически не изменя-

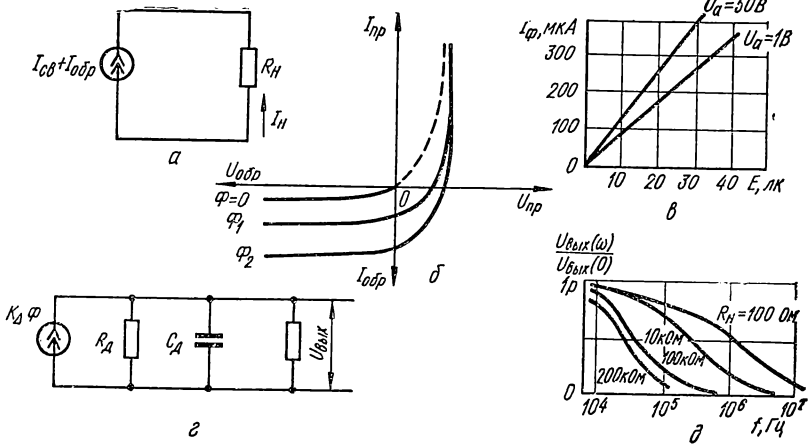


Рис. 5.7. Фотодиод:

a — эквивалентная схема в фотодиодном режиме; *б* — вольт-амперная характеристика; *в* — световая характеристика; *г* — эквивалентная схема для определения выходного тока и напряжения; *д* — частотные характеристики.

ется. Это приводит к тому, что все освобожденные и разделенные полем *p-n*-перехода заряды уходят во внутреннюю цепь. Таким образом, прямой ток I_{np} в этом режиме включения фотодиода отсутствует. Ток нагрузки при освещении фотодиода (рис. 5.7, *a*)

$$I_H = I_{обр} + I_{св},$$

где $I_{обр}$ — обратный ток *p-n*-перехода до освещения.

В фотодиодном режиме внутреннее сопротивление прибора велико (запертый *p-n*-переход) и ток нагрузки не зависит от величины

$R_{\text{н}}$ в широком диапазоне его изменения, что является преимуществом такого режима работы.

ВАХ фотодиода показаны на рис. 5.7, б. Темновая характеристика фотодиода ($\Phi = 0$) не отличается от соответствующей ВАХ полупроводникового диода и проходит через начало координат. В этом случае через p - n -переход протекает ток $I_{\text{т}}$, образующийся при движении неосновных носителей под действием внешнего напряжения. С увеличением освещенности, как видно из характеристик, обратный ток возрастает, так как увеличивается число вновь возникающих носителей заряда за счет ионизации атомов полупроводника квантами света. Фотодиод в этом режиме работает как полупроводниковый диод, обратный ток которого управляется освещением.

При увеличении приложенного к фотодиоду напряжения до некоторого критического значения может произойти лавинообразный процесс нарастания тока и пробой p - n -перехода. Поэтому, выбирая режим работы фотодиода, следует руководствоваться допустимым напряжением (обычно оно составляет десятки вольт). Кроме того, необходимо учитывать температурную характеристику фотодиода — зависимость статического сопротивления затемненного фотодиода от температуры, которая показывает, что с повышением температуры статическое сопротивление уменьшается, а темновой ток возрастает. Для германиевых фотодиодов уже при температуре 60—70° С темновой ток достигает значения, при котором наступает пробой p - n -перехода. Для кремниевых фотодиодов эта температура достигает 150° С. Допустимая температура, при которой фотодиод сохраняет свои свойства, определяется температурой внешней среды и разогревом фотодиода протекающим через него фототоком.

По ВАХ можно определить дифференциальное внутреннее сопротивление фотодиода

$$R_{\text{д}} = (\partial U_{\text{д}} / \partial I_{\text{д}}) |_{\Phi = \text{const.}}$$

Световые характеристики фотодиодов практически линейны (рис. 5.7, в). По световой характеристике можно определить пороговую чувствительность, которая определяется величиной минимального светового сигнала, способного вызвать различимое на фоне собственных шумов фотодиода изменение тока во внешней цепи.

При определении выходного напряжения и выходного тока фотодиода используют эквивалентную схему рис. 5.7, г, в которой фотодиод представляется генератором тока $K_{\Phi} \Delta \Phi$ с параллельно включенным внутренним сопротивлением $R_{\text{д}}$ (K_{Φ} — интегральная чувствительность фотодиода). В этом случае

$$U_{\text{вых}} = K_{\Phi} \Delta \Phi R_{\text{д}} R_{\text{н}} / (R_{\text{д}} + R_{\text{н}});$$

$$I_{\text{вых}} = K_{\Phi} \Delta \Phi R_{\text{д}} / (R_{\text{д}} + R_{\text{н}}).$$

Емкость p - n -перехода, а также конечное время диффузии основных носителей к p - n -переходу обуславливает спад частотной характеристики фотодиодов в области повышенных частот (рис. 5.7, д).

К недостаткам фотодиодов следует отнести значительный разброс параметров однотипных образцов, сильную температурную зависимость и значительный уровень шумов (особенно на низких частотах), который возрастает с увеличением напряжения питания.

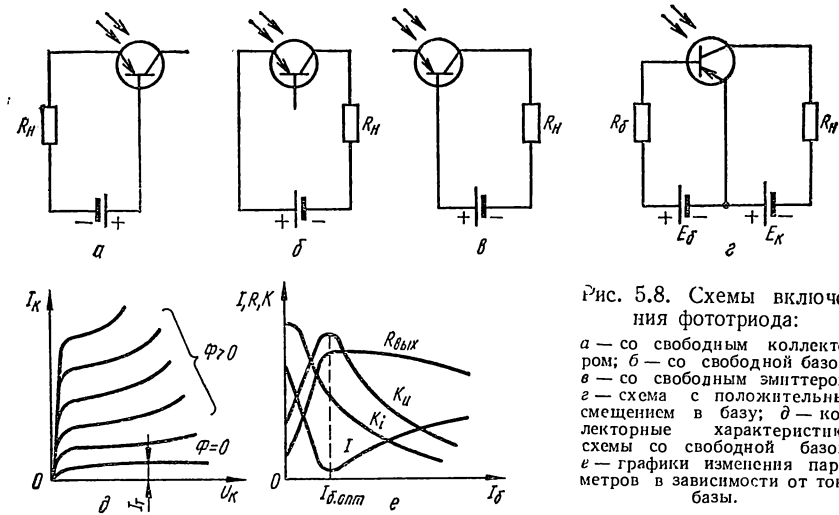


Рис. 5.8. Схемы включения фототриода:

а — со свободным коллектором; б — со свободной базой; в — со свободным эмиттером; г — схема с положительным смещением в базу; д — коллекторные характеристики схемы со свободной базой; е — графики изменения параметров в зависимости от тока базы.

Применяются фотодиоды в солнечных батареях, в измерительных устройствах (фотометрия, фотокалometрия), в устройствах автоматического контроля и регулирования температуры, пылемерах, в цифровых вычислительных машинах, а также в аппаратуре для регистрации и счета ядерных частиц, которые вызывают в фотодиодах те же процессы, что и свет.

Фототриод — полупроводниковый прибор с двумя p - n -переходами, имеющий направленное движение носителей заряда и обладающий свойством, одновременно с преобразованием световой энергии в электрическую, осуществлять также усиление фототока. Существуют фототриоды p - n - p - и n - p - n - типа. Характеристики их практически одинаковы.

На вход фототриода можно подавать оптический и электрический сигналы. Если подается только электрический сигнал, то фототриод работает как обычный транзистор. Если фототриод включается без входного электрического сигнала, он работает как

фотодиод с большой интегральной чувствительностью. На рис. 5.8, *a-v* показаны схемы включения фототриодов: со свободным коллектором, со свободной базой, со свободным эмиттером. В первой и третьей схемах представлен диодный режим включения фототриода.

При отсутствии освещения в цепи фототриода протекает сквозной ток коллектора, называемый темновым $I_T = I_{к0}/(1-\alpha)$, где $I_{к0}$ — обратный ток коллектора; α — коэффициент передачи тока эмиттера. При включении фототриода по схеме со свободной базой под воздействием света в базовой области образуются свободные носители заряда. Неосновные носители (в данном случае дырки) под действием электрического поля, существующего в обоих *p-n*-переходах, втягиваются в эмиттерную и коллекторную области фототриода. Оставшиеся же в базе основные носители — электроны создают отрицательный объемный заряд, снижающий высоту потенциального барьера эмиттерного *p-n*-перехода, и, следовательно, изменяют потенциал базы относительно эмиттера. В результате увеличивается количество основных носителей — дырок, инжектируемых в базу из эмиттерной области. Часть этих дырок рекомбинирует в базе с электронами, а большая часть проходит через коллекторный переход, увеличивая коллекторный ток. В этом случае включения фототриода по схеме ОЭ коллекторный ток получает дополнительное приращение, равное βI_6 .

Таким образом, в коллекторной цепи фототриода представляется возможным получить заданное приращение тока либо за счет увеличения тока базы при действии электрического сигнала, либо за счет освещения базовой области. Поэтому в фототриодах можно осуществлять суммирование электрического и оптического сигналов. Электрический вход используют обычно для создания смещения с целью получения линейных характеристик и компенсации внешних воздействий (наводки, нагрев и т. д.).

При расчетах цепи с фототриодами их можно рассматривать как обычные транзисторы, на вход которых подается электрический сигнал, эквивалентный оптическому, т. е. в этом случае

$$I_{6\text{с}} = I_6 + I'_6, \text{ где } I'_6 = K_\Phi \Phi / \beta.$$

ВАХ фототриода аналогичны выходным характеристикам транзистора в схеме ОЭ (рис. 5.8, *д*). ВАХ фототриода имеют больший наклон, чем характеристики фотодиода. Темновой ток здесь значительно больше темнового тока фотодиода, но интегральная чувствительность выше. Внутреннее сопротивление фототриода меньше, а емкость перехода больше этих же параметров фотодиода при одинаковых размерах перехода. Поэтому граничная частота фототриода значительно меньше граничной частоты фотодиода.

Недостатками фототриодов являются значительный уровень шумов и сильная температурная зависимость темнового тока.

Применяются фототриоды в тех же устройствах, что и фотодиоды. Их целесообразно использовать при регистрации больших световых сигналов. Если их использовать при регистрации малых световых сигналов, то для согласования с последующими каскадами усиления фототриод должен обладать высоким выходным сопротивлением при минимальном темновом токе. Этого можно достичь, если подавать положительное смещение в базу (рис. 5.8, *з*). На рис. 5.8, *е* показаны кривые изменения параметров фототриода в зависимости от тока базы. Как видно из рисунка, при некотором оптимальном токе $I_{б.опт}$ основные параметры имеют наиболее оптимальные значения для указанных схем регистрации слабых световых сигналов. При этом значении $I_{б.опт}$ темновой ток уменьшается приблизительно в 10 раз, а выходное сопротивление увеличивается в 10 раз.

4. ФОТОТИРИСТОРЫ

Фототиристор — полупроводниковый прибор, представляющий собой многослойную полупроводниковую структуру, включаемую светом. В отличие от обычного тиристора фототиристор в корпусе имеет окно для прохождения света и его можно отпирать как воздействием светового потока, так и подачей электрического сигнала на управляющий электрод. Фототиристоры бывают триодного и тетродного типа. На рис. 5.9, *а* показано устройство триодного фототиристора и его условное обозначение.

При отсутствии освещения такой прибор работает как обычный тиристор и его темновой ток определяется соотношением (3-1). При освещении в слоях прибора, до которых проникает излучение, в результате поглощения фотонов образуются свободные носители заряда: электроны и дырки. При этом неосновные носители перемещаются к эмиттерным переходам эквивалентных транзисторов $p1-n1-p2$ и $n2-p2-n1$, образуя барьер, понижая их потенциальный барьер. Этим обеспечивается дополнительная инжекция основных носителей с эмиттеров, обуславливающих фототок I_{ϕ} , пропорциональный падающему на прибор световому потоку Φ .

Ток фототиристора определяется уравнением

$$I_a = (I_{к0} + I_{\phi}) / (1 - \alpha_p - \alpha_n). \quad (5-1)$$

При увеличении светового потока увеличиваются коэффициенты передачи эмиттерных токов α_p и α_n и при некотором значении светового потока их сумма станет равна единице, произойдет включение фототиристора. Мощность светового потока, необходимая для включения фототиристора, определяется скоростью рекомбинации

носителей зарядов, глубиной залегания *p-n*-переходов и спектральным составом излучения.

На спектральную чувствительность фототиристоров существенное влияние оказывает глубина залегания коллекторного перехода (рис. 5.9, б, кривая I), в то время как положение эмиттерного перехода практически не изменяет спектральной чувствительности прибора (рис. 5.9, б, кривые II). Кривые 1, 2, 3, 4 — соответствуют

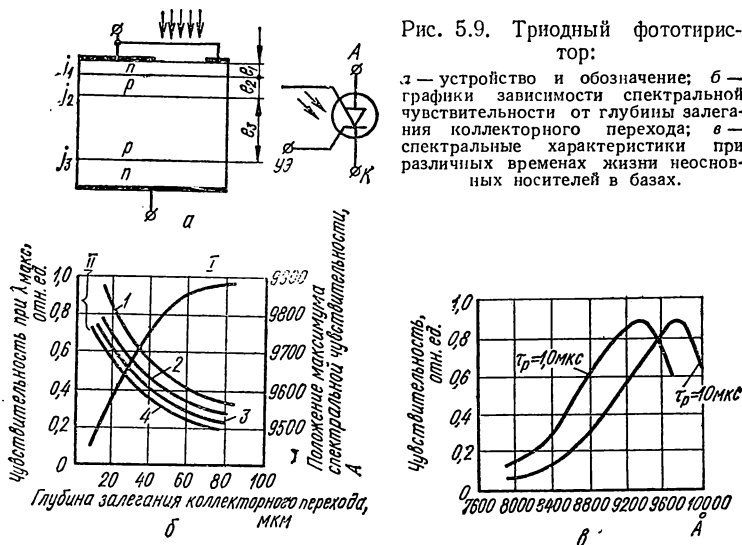


Рис. 5.9. Триодный фототиристор:

а — устройство и обозначение; б — графики зависимости спектральной чувствительности от глубины залегания коллекторного перехода; в — спектральные характеристики при различных временах жизни неосновных носителей в базах.

глубине залегания *j1*, соответственно 2, 8, 11 и 16 мкм. Конструктивными и технологическими приемами, изменяя время жизни неосновных носителей в базах, можно менять положение максимума спектральной характеристики фототиристора (рис. 5.9, в).

Освещенность, характеризующая количеством световой энергии, падающей на поверхность, определяется соотношением

$$E = K \int H_{\lambda} Y_{\lambda} d\lambda,$$

где H_{λ} — плотность падающего лучистого потока данной длины волны; Y_{λ} — величина, характеризующая относительную спектральную чувствительность фототиристора для данной длины волны.

Если H в ваттах и E в люксах, то $K = 6,76 \cdot 10^6$.

Уменьшением толщины слоев структуры фототиристора можно уменьшить скорость рекомбинации неосновных носителей. При этом достигается повышение фоточувствительности прибора, но прибор становится низковольтным. Этого можно избежать, исполь-

зую многослойную структуру двухколлекторного фототиристора (рис. 5.10, *a*). Такой прибор представляет собой сочетание двух четырехслойных тиристоров: $n1-p1-n2-p2$ и $n2-p2-n3-p3$. Первая структура имеет тонкие базы и обеспечивает высокую фоточувствительность; вторая имеет широкую высокоомную базу $n3$ и обеспечивает высокое пробивное напряжение. Относительная чувствительность такого прибора в зависимости от глубины расположения высоковольтного p - n -перехода X_k (кривая 2, рис. 5.10, *б*) выше чувствительности четырехслойного фототиристора (кривая 1).

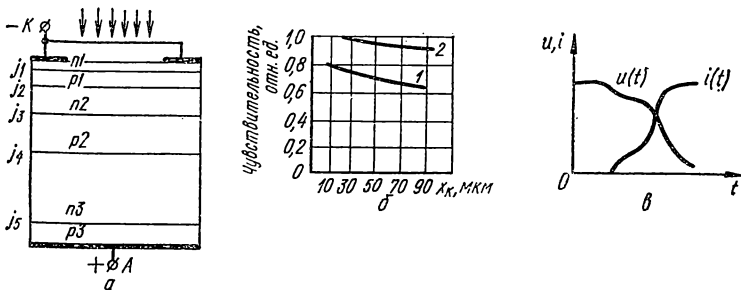


Рис. 5.10. Двухколлекторный фототиристор:

a — устройство; *б* — графики зависимости относительной чувствительности от глубины залегания коллекторного перехода; *в* — диаграммы процесса включения.

При подключении к двухколлекторному фототиристорному напряжению с полярностью, указанной на рис. 5.10, *a*, и его освещении возникающий фототок превышает ток переключения коллекторного перехода $j2$, структура $n1-p1-n2-p2$ находится в проводящем состоянии. В результате напряжение на коллекторном переходе $j4$ возрастает. Двухколлекторный фототиристор переходит в открытое состояние, если ток, протекающий через всю структуру, превышает ток переключения перехода $j4$. Таким образом, процесс включения двухколлекторного тиристора разбивается на 2 этапа: первый — включение $n1-p1-n2-p2$ -структуры; второй — включение $n2-p2-n3-p3$ -структуры (рис. 5.10, *в*).

Световая характеристика триодного фототиристора $I_a = f(\Phi)$ при $U_a = \text{const}$ показана на рис. 5.11, *a*. Из этой характеристики видно, что после включения фототиристора ток через прибор увеличивается до значения $I_a = E_a/R_n$ и дальнейшее изменение Φ не приводит к изменению тока, т. е. фототиристор, в отличие от других фотоэлектронных приборов, обладает двумя стабильными состояниями и может использоваться как запоминающее устройство. На рис. 5.11, *б* показаны ВАХ фототиристора $I_a = f(U_a)$ при $\Phi = \text{const}$ и $I_y = 0$. Как видно из характеристик, с увеличением светового потока напряжение включения уменьшается. Из

приведенных характеристик можно определить параметры фототиристора: пусковой поток $\Phi_{\text{пуск}}$, световой поток спрямления $\Phi_{\text{спр}}$, приводящий к включению прибора при минимальном значении U_a , т. е. поток при котором ВАХ фототиристора преобразовывается в прямую ветвь характеристики диода. Величину $\Phi_{\text{пуск}}$ можно определить аналитически из условия, что при $\Phi_{\text{пуск}}$

$$\alpha_n + \alpha_p = 1. \quad (5-2)$$

Из уравнений (5-1) и (5-2) имеем уравнение

$$\Phi_{\text{пуск}} = (1 - \alpha_n - \alpha_p)^2 / [K_\Phi d(\alpha_n + \alpha_p) / dI_a],$$

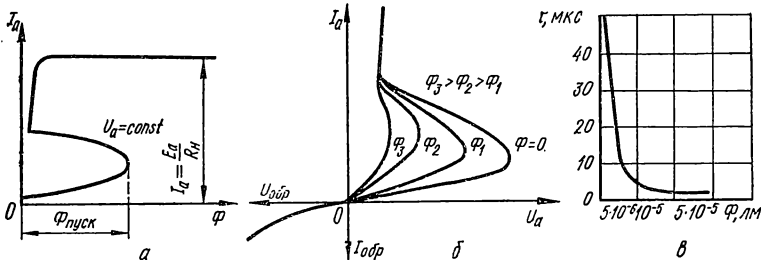


Рис. 5.11. Характеристики триодного фототиристора:

а — световая; б — вольт-амперная; в — график зависимости времени включения от светового потока.

где α_n , α_p и $d(\alpha_n + \alpha_p) / dI_a$ определяется при токе, для которого справедливо условие (5-2); K_Φ — интегральная чувствительность среднего p - n -перехода.

Зависимость напряжения включения от величины светового потока при $I_y = 0$ называется характеристикой управления фототиристора и описывается выражением

$$U_{\text{вкл}} = U_{\text{вкл}0} \exp [-B(\Phi - \Phi_{\text{пор}}) / \Phi_{\text{спр}}],$$

где $U_{\text{вкл}0}$ — напряжение включения при $\Phi = 0$; Φ — значение светового потока; $\Phi_{\text{пор}}$ — пороговый световой поток, вызывающий включение прибора; B — постоянный коэффициент.

Время переключения фототиристора из запертого состояния в открытое τ резко уменьшается с возрастанием интенсивности светового потока (рис. 5.11, в). Время выключения не отличается от времени выключения обычного тиристора.

Квантовая чувствительность среднего p - n -перехода, оцениваемая величиной фототока на один квант света, попадающего на светочувствительную поверхность фототиристора, определяется по формуле

$$K_{p\gamma} = g(1 - R_v) \eta \beta \Phi,$$

где R , — коэффициент отражения света; η — квантовый выход; β_{ϕ} — коэффициент собирания носителей заряда средним p - n -переходом, определяемый потерями на поверхностную рекомбинацию.

Устройство тетродного фототиристора и его условное обозначение показаны на рис. 5.12. Такой фототиристор имеет два управляющих электрода: анодный УЭ(А) и катодный УЭ(К). Управление светом может осуществляться по обеим базам одновременно либо раздельно. Физические процессы включения и выключения тетродного фототиристора при подаче управляющих световых сигналов аналогичны процессам включения и выключения обычного тетродного тиристора, управляемого импульсами тока.

Фототиристоры расширяют области применения силовых четырехслойных переключателей, применяемых в энергетической электронике (здесь представляется возможным потенциально развязать управляющие цепи от силовых), а также позволяет упростить многие схемы устройств автоматики и вычислительной техники, где раньше использовались транзисторы. В то же время, являясь мощными

переключателями, управляемыми светом, фототиристоры расширяют рабочие диапазоны существующих полупроводниковых фотоприборов. Так, например, по сравнению с фотодиодом и фототриодом фототиристор обладает большей интегральной чувствительностью. Кроме того, фототиристоры имеют и другие преимущества: большую нагрузочную способность при малой мощности управления, отсутствие входной мощности при поддержании открытого состояния прибора после снятия управляющих импульсов, высокое быстроедействие, большой диапазон рабочих напряжений и др.

Фототиристоры применяют в фотореле, в устройствах вычислительной техники в качестве запоминающих устройств; в оптоэлектронных логических схемах; в импульсной технике в качестве генераторов импульсов, возбуждаемых светом одновибраторов, ограничителей фиксаторов и др. В сочетании со светодиодами фототиристоры применяются также в различных устройствах счетно-решающей техники считывания информации с перфолент, перфокарт. В энергетической электронике фототиристоры применяются в схемах управления мощных силовых тиристоров инверторов, прерывателей, преобразователей частоты, напряжения и т. д.

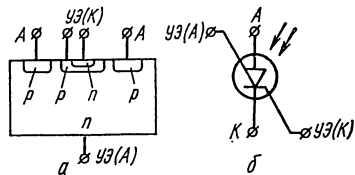


Рис. 5.12. Тетродный фототиристор:

а — устройство; б — схематическое обозначение.

5. ФОТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Полупроводниковые излучатели. Оптическое излучение, вызванное возбуждением электронов в материале в результате внешнего воздействия, называется люминесценцией. По длительности свечения люминесценция подразделяется на флуоресценцию — свойство материалов излучать свет под действием светового потока, пучка электронов, рентгеновских лучей, электрического поля или тока и фосфоресценцию — люминесценцию с длительным свечением (от миллисекунд до нескольких часов).

Вещества, которые обладают люминесцирующими свойствами, называют люминофорами. В зависимости от источника возбуждения люминофоры подразделяются на фотолюминофоры, катодолюминофоры, рентгенолюминофоры, электролюминофоры. В устройствах промышленной электроники наиболее распространены электролюминофоры, которые используются в электролюминесцентных преобразователях и в излучающих диодах (светодиодах).

Электролюминесцентный преобразователь представляет собой конденсатор, вблизи одной из обкладок которого располагается люминофор. Яркость свечения определяется формулой

$$B = kU \exp(-b/\sqrt{U}),$$

где U — величина питающего напряжения; k , b — параметры, зависящие от частоты подводимого напряжения.

Светодиоды представляют собой полупроводниковые приборы с прямосмещенным p - n -переходом, который излучает свет, вызванный рекомбинацией носителей заряда. Рекомбинационный ток содержит излучательную и безызлучательную составляющие, соотношение между которыми является функцией тока, протекающего через p - n -переход.

Количество излучаемых квантов характеризуется внутренним квантовым выходом. Внешний квантовый выход светодиода всегда меньше внутреннего, что объясняется поглощением излучений p - n -переходов в толще полупроводника, а также потерями на отражение от поверхности полупроводника. Отношение энергии, связанной с излучательными процессами, к полной энергии возбуждения называется эффективностью люминесценции. С повышением температуры эффективность падает.

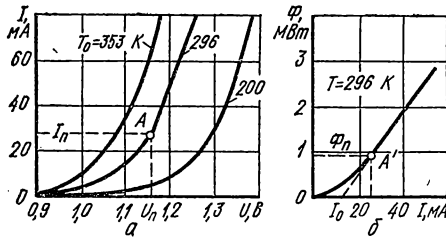


Рис. 5.13. Характеристики светодиода:
а — вольт-амперная; б — яркостная.

Для изготовления светодиодов применяют арсенид галия (инфракрасное излучение) и фосфид галия (видимый свет). ВАХ светодиода показана на рис. 5.13, а. Интенсивность светового излучения светодиода характеризуется яркостной характеристикой, представляющей собой зависимость излучаемого потока от протекающего через светодиод тока: $\Phi = f(I)$. Яркостная характеристика (рис. 5.13, б) состоит из двух участков, границы которых разделя-

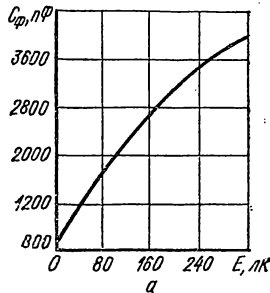
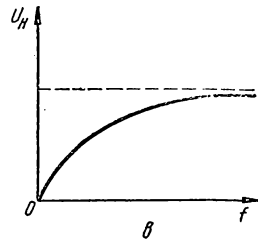
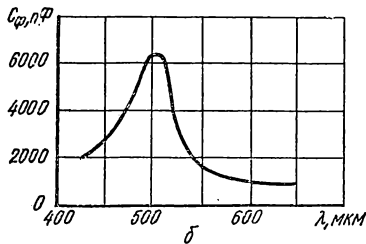


Рис. 5.14. Характеристики фотоемкости:
а — световая; б — спектральная; в — частотная.



ются точкой A' , соответствующей току спрямления ВАХ светодиода I_n . Участки яркостной характеристики описываются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} \Phi &= k_1 I^2 && \text{при } I < I_n \text{ (парабола);} \\ \Phi &= k_2 (I - I_0) && \text{при } I > I_n \text{ (прямая),} \end{aligned}$$

где k_1, k_2 — коэффициенты преобразования.

Светодиоды применяются при необходимости гальванической развязки входных и выходных цепей. Помимо одиночных светодиодов, широко применяются светодиодные матрицы, которые в сочетании с другими фотоэлектронными приборами используются в оптических переключателях и ячейках памяти.

Фотоемкость — полупроводниковый прибор, эффективная емкость которого изменяется в зависимости от интенсивности светового потока. В качестве фотоемкости используют сернисто-серебря-

ные вентильные фотоэлементы и структурные фотоемкости на основе сернистого кадмия, сернистого свинца, кремния и германия. На рис. 5.14 показаны световая, спектральная и частотная характеристики фотоемкости. Частотная характеристика (зависимость напряжения на нагрузке от частоты изменения светового потока) в области высоких частот имеет участок насыщения. Фотоемкости обладают низкой добротностью, поэтому их обычно используют на низких и средних частотах.

Фотопотенциометры. В основу построения фотопотенциометров положен принцип изменения сопротивления полупроводникового вещества в функции положения светового зонда, выполняющего

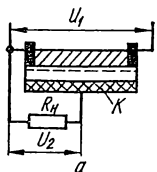


Рис. 5.15. Фотопотенциометр:
а — устройство; б — схема замещения.

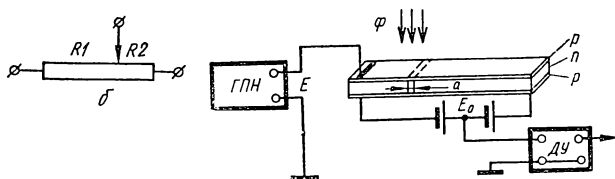


Рис. 5.16. Устройство сканистора.

роль движка. Фотопотенциометры выполняются по типу дифференциальных, следящих и операционных потенциометров — функциональных преобразователей.

На рис. 5.15 показано устройство и схема замещения фотопотенциометра, в котором выходное напряжение U_2 определяется положением светового зонда. Величины сопротивления потенциометра R_1 и R_2 зависят от координат светового зонда и удельного сопротивления резистивного слоя ρ . В фотопотенциометрах обычно используют в качестве источника света электролюминесцентные ячейки, что позволяет уменьшить габаритные размеры устройства и использовать низкие рабочие напряжения. С помощью фотопотенциометра можно преобразовать перемещение светового луча в электрическую величину, причем последняя не будет зависеть от изменения интенсивности светового потока.

Сканистор — безвакуумный телевизионный преобразователь изображения, по своим функциям выполняет роль электронно-лучевой трубки. В основу сканистора положен принцип регистрации пространственно-временного распределения освещенности поверхности за определенный промежуток времени (время кадра). Происходит это следующим образом: на полупроводниковую $p-n-p$ ($n-p-n$) структуру проектируется передаваемое изображение, из которого вырывается одна строка (рис. 5.16). На один внешний

слой полупроводниковой структуры подается смещение E_0 , а строка сканируется времязависимым напряжением $E = E_0(t/T - 1/2)$, где T — время опроса сканистора.

Напряжение E подается от внешнего генератора пилообразного напряжения $ГПН$. Сканируемая строка перемещается по поверхности прибора и переключает p - n - p -структуры. При переключении последовательно отдельных участков освещаемой структуры во внешней цепи изменяется ток. Видеосигнал на дифференцирующем устройстве $ДУ$ повторяет во времени распределение светового потока, попадающего на сканистор. Основными параметрами сканистора являются: разрешающая способность, быстродействие, чувствительность, пороговый поток. В настоящее время разработаны сканисторы на основе легированного золотом кремния со следующими параметрами: разрешающая способность 100 лин/см, интегральная чувствительность 4 мА/лм, быстродействие 10^7 опрос/с, пороговая чувствительность 10^{-5} лм на один элемент.

Сканисторы применяются в фототелеграфии, в устройствах введения письменной информации в вычислительные машины, в системах телевидения, в приборах бесконтактного измерения размеров деталей и др.

6. ЭЛЕМЕНТЫ ОПТОЭЛЕКТРОНИКИ

Лазеры представляют собой генераторы монохроматического излучения. Принцип их работы основан на использовании возбужденных состояний квантовых систем. При возбуждении за счет внешней энергии электроны переходят на более высокие энергетические уровни; при этом либо излучаются фотоны световой энергии, либо выделяются фононы тепловой энергии. Излучение энергии квантовой системой может происходить самопроизвольно (спонтанно) или вынужденно (индуцированно). Спонтанный переход квантовой системы из одного состояния в другое происходит независимо от внешнего воздействия, а индуцированный переход возможен только под влиянием внешнего воздействия.

Спонтанное излучение пространственно распределенных квантовых систем является некогерентным (неорганизованным). При таком излучении энергия распределяется по широкому частотному спектру. При индуцированном излучении световые волны имеют одну и ту же частоту и одно направление распространения. Такое излучение называется монохроматическим или когерентным (организованным). В основе индуцированного излучения лежит процесс перехода частиц квантовых систем с верхних энергетических уровней на нижние с выделением избыточной энергии. Для реализации индуцированного излучения необходима среда с большим

количеством возбужденных атомов с определенным распределением в объеме. Облучая возбужденные атомы квантами света с определенной частотой можно добиться такого состояния, при котором излучение света будет значительно интенсивнее, чем его поглощение. На этом явлении и основан принцип работы квантово-оптических приборов. В зависимости от частоты генерируемых колебаний квантово-оптические приборы подразделяются на мазеры (сантиметровые и миллиметровые волны) и лазеры — приборы оптического диапазона.

Наиболее распространен рубиновый лазер на основе кристалла Al_2O_3 с примесью хрома (рис. 5.17). Возбуждение ионов хрома в кристалле 2 осуществляется с помощью лампы вспышки 3 на волне $\lambda = 5500 \text{ \AA}$ (зеленый цвет). Кристалл рубина является оптическим резонатором, в котором когерентный световой луч 5, многократно отражаясь между зеркальными поверхностями 1 и 4, проходит через полупрозрачное зеркало 4. Кроме рубина в лазерах на твердом теле применяют легированные стекла. Ниодимовое стекло позволяет получить излучение ближнего инфракрасного спектра, а стекло с газолинием генерирует ультрафиолетовые волны.

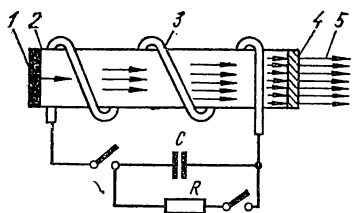


Рис. 5.17. Рубиновый лазер.

Используя полупроводниковые материалы в качестве активного вещества, можно повысить КПД лазеров и расширить полосу модуляции излучения. Полупроводниковые квантовые генераторы выполняются в форме куба или параллелепипеда, параллельные боковые грани которых тщательно отполированы. Три грани покрыты отражающим слоем и выполняют функцию резонатора, четвертая грань полупрозрачна, через нее происходит излучение. Активное вещество полупроводникового лазера имеет один $p-n$ -переход, перпендикулярный граням оптического резонатора. В качестве исходного материала применяют арсенид галлия, легированный селеном или теллуром в слое n и кадмием или цинком в слое p .

Для полупроводниковых лазеров применяют различные виды возбуждения: инжекцию через $p-n$ -переход (инжекционные лазеры), оптическое возбуждение, возбуждение пучком электронов, лавинный пробой. Инжекционные лазеры позволяют непосредственно преобразовывать электрическую энергию в энергию когерентного лучистого излучения. Достоинствами их являются: высокий КПД, малая потребляемая мощность и долговечность. Недостатки: большая величина пороговой плотности тока и сильная температурная зависимость.

Важной задачей оптоэлектроники в настоящее время является получение мощных источников когерентного излучения длительного действия. Одним из эффективных способов повышения мощности излучения при рабочей температуре и снижении пороговой величины токов является создание оптоэлектронных приборов на гетерпереходах, представляющих собой контакты между двумя полупроводниками различной физико-химической природы. Их характеристики во многом отличаются от характеристик гомопереходов — контактов между полупроводниками одной природы. В частности, частотные характеристики гетерпереходов не зависят от расстояния перехода до поверхности прибора; они определяются относительным поглощением излучения в полупроводниковых материалах.

На основе гетерпереходов созданы новые полупроводниковые приборы — преобразователи инфракрасного излучения в видимое. Например, на основе трехслойной структуры (рис. 5.18) осуществляется преобразование инфракрасного излучения (длина волны $\lambda = 1,5$ мкм) в видимое излучение ($\lambda = 0,9$ мкм). Излучение с $\lambda = 1,5$ мкм поглощается обратнсмещенным гетерпереходом. В результате этого возрастает ток через структуры, в том числе и через гомопереход GaAs, который смещен в прямом направлении и является излучателем.

Оптические квантовые генераторы применяются в оптической локации, в индикаторных устройствах, в телевидении и различного рода счетно-решающих устройствах.

Оптрон — полупроводниковый прибор, содержащий источник излучения *ИИ* и фотоприемник *ФП*, объединенные в одной конструкции (рис. 5.19, а), которые могут быть связаны оптически, электрически или одновременно обоими связями. *ИИ* могут быть лампы накаливания, газоразрядные лампы, полупроводниковые излучатели на основе электролюминесцирующего конденсатора, светодиоды. В качестве *ФП* применяются фоторезисторы, фотодиоды, фототриоды, фототиристоры. Связующим звеном между *ИИ* и *ФП* служит пассивная или активная оптическая среда. В любом случае связь между излучателем и приемником (внешняя или внутренняя) является оптической.

К достоинствам оптической связи относится электрическая нейтральность носителей информации — фотонов, что обуславливает высокую помехоустойчивость от электрических и магнитных воздействий; гальваническая развязка между источником информации

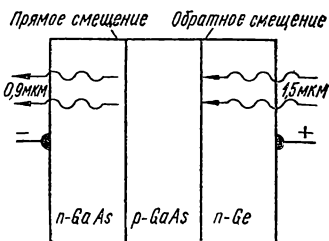


Рис. 5.18. Преобразователь инфракрасного излучения в видимое.

и приемником; возможность модуляции светового луча в пространстве и времени.

По виду связи различают четыре типа электронных оптронов:

- 1) с прямой внутренней оптической связью;
- 2) с прямой электрической и положительной обратной оптической связями (ПООС);
- 3) с прямой электрической и обратной отрицательной оптической связями (ООС);
- 4) с внешней прямой оптической и внутренней прямой электрической связями.

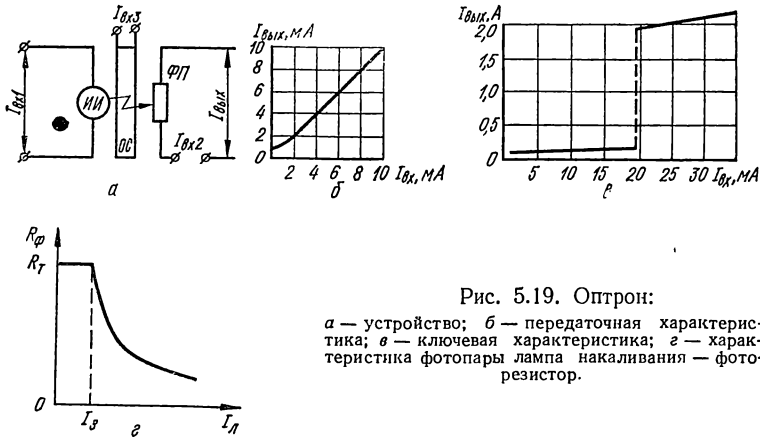


Рис. 5.19. Оптрон:

а — устройство; б — передаточная характеристика; в — ключевая характеристика; г — характеристика фотопары лампы накаливания — фоторезистор.

Зависимость какого-либо выходного параметра фотоприемника от тока или напряжения источника излучения называется передаточной характеристикой оптрона.

Первый тип оптронов осуществляет преобразование электрический сигнал — оптический сигнал — электрический сигнал (рис. 5.19, а). Его передаточная характеристика описывается уравнением

$$I_{\text{вых}} = \psi(I_{\text{вх1}}, I_{\text{вх2}}, I_{\text{вх3}}),$$

где $I_{\text{вых}}$ — выходной ток оптрона; $I_{\text{вх1}}$, $I_{\text{вх2}}$, $I_{\text{вх3}}$ — значения токов на различных входах оптрона.

Передаточные характеристики таких оптронов могут иметь различный вид в зависимости от используемых элементов. Если источник света, оптическая среда и фотоприемник имеют линейные передаточные характеристики, то характеристика оптрона также будет линейной (рис. 5.19, б). Если в качестве элемента ИИ используются газоразрядные лампы либо светодиоды с S-образной характе-

ристикой, то оптрон будет иметь ключевую характеристику (рис. 5.19, в). В том случае, когда используется фотопара лампы накаливания — фоторезистор, передаточная характеристика $R_{\Phi} = f(I_{\text{л}})$ имеет вид, показанный на рис. 5.19, г. Поскольку свечение лампы начинается при некотором токе зажигания I_3 , то при $I_{\text{л}} < I_3$ R_{Φ} равно темновому сопротивлению фоторезистора. При токе $I_{\text{л}} > I_3$

$$R_{\Phi} = R_{\infty} \exp(n/I_{\text{л}}), \quad (5-3)$$

где R_{∞} — сопротивление фоторезистора при $I_{\text{л}} \rightarrow \infty$; n — постоянный коэффициент.

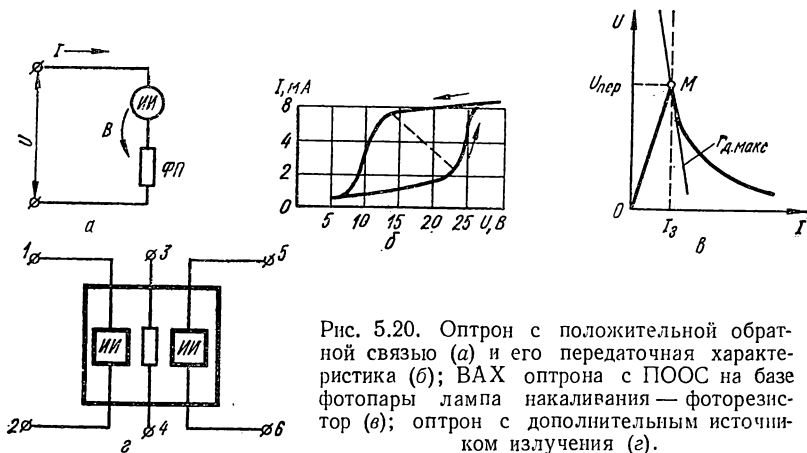


Рис. 5.20. Оптрон с положительной обратной связью (а) и его передаточная характеристика (б); ВАХ оптрона с ПООС на базе фотопары лампы накаливания — фоторезистор (в); оптрон с дополнительным источником излучения (г).

Оптроны с прямой оптической связью применяются для преобразования и усиления электрических сигналов, согласования низковольтных и высоковольтных электрических цепей, в качестве бесконтактных электрических сопротивлений и пр.

Оптрон с ПООС — типичный релейный элемент с двумя устойчивыми состояниями (рис. 5.20, а, б) — может управляться как электрическим, так и оптическим сигналами. Наличие оптического и электрического выходов позволяет осуществлять развязку и по цепи управления, и по выходу.

Режим работы оптрона с ПООС описывается уравнением

$$I = U / (R_{\tau} + \Delta R_{\Phi}); \quad R_{\Phi} = f(I),$$

где I — ток в контуре оптрона; U — напряжение на фотоприемнике; R_{τ} — темновое сопротивление фотоприемника; ΔR_{Φ} — изменение сопротивления фотоприемника при освещении.

Для оптрона с ПООС на базе лампы накаливания — фоторезистор справедливо равенство

$$U = U_{л} + U_{ф}, \quad (5-4)$$

где $U_{л}$, $U_{ф}$ — падение напряжения на лампе и фоторезисторе.

В другом виде уравнение (5-4) запишется так

$$U = I(R_{л} + R_{ф})$$

или с учетом (5-3)

$$U = IR_{л} + IR_{\sim} \exp(n/I).$$

Данное уравнение является уравнением ВАХ при $I > I_3$. При $I < I_3$ ВАХ будет линейной. При $I = I_3$ падение напряжения на фоторезисторе наибольшее и называется оно напряжением переключения $U_{пер}$

$$U_{пер} = I_3(R_{л} + R_{т}).$$

При токе $I > I_3$ на ВАХ будет участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением, максимальная величина которого соответствует $I = I_3$,

$$r_{д. макс} = R_{л} + R_{т} (1 - n/I_3).$$

При $I \rightarrow \infty$ $R_{ф} \rightarrow \infty$, т. е. ВАХ приближается к прямой, соответствующей сопротивлению $(R_{л} + R_{\infty})$. ВАХ такого оптрона показана на рис. 5.20, в.

Поскольку темновое сопротивление фоторезистора большое, то рассеиваемая на нем мощность оказывается больше $P_{ф. доп}$. Поэтому, чтобы получить ВАХ, показанную на рис.

Рис. 5.21. Оптрон с отрицательной оптической и прямой электрической связями;

а — принципиальная схема; б — передаточная характеристика.

5.20, в, необходимо снизить $U_{пер}$ за счет подсвета до величины $U'_{пер} < P_{ф. доп} / I_3$. Это достигается за счет использования дополнительного источника излучения (рис. 5.20, з). Такие оптроны применяются в устройствах вычислительной техники и в устройствах отображения информации.

Схема оптрона с ООС и его передаточная характеристика показаны на рис. 5.21, а, б. Как видно из рисунка, передаточная характеристика такого оптрона нелинейная и по своему виду напоминает характеристики приборов тлеющего разряда, что позволяет использовать оптрон для стабилизации светового потока в оптоэлектронных устройствах.

Оптрон с внешней прямой оптической и внутренней прямой электрической связями осуществляет преобразование оптический сигнал — электрический сигнал — оптический сигнал (рис. 5.22). Коэффициент передачи такого оптрона описывается уравнением

$$K = \frac{B_{\text{ВЫХ}} - B_{\Phi}}{B_{\text{ВХ}}} = \frac{b_0}{B_{\text{ВХ}}} \left[\left(\frac{1 + A_0 Z_{\text{T}} B_{\text{ВХ}}^{\alpha}}{Z_{\text{T}} + Z_{\text{ИС}} + A_0 Z_{\text{T}} Z_{\text{ИС}} B_{\text{ВХ}}} U_0 Z_{\text{ИС}} \right)^{\gamma_{\text{Э}}} - \left(\frac{1}{Z_{\text{T}} - Z_{\text{ИС}}} \right)^{\gamma_{\text{Э}}} \right],$$

где b_0 , A_0 , α — постоянные коэффициенты фотоприемника; Z_{T} , $Z_{\text{ИС}}$ — темновое сопротивление ФП и ИИ соответственно; $B_{\text{ВХ}}$, $B_{\text{ВЫХ}}$ — яркость на входе и выходе оптрона; B_{Φ} — яркость на выходе при $B_{\text{ВХ}} = 0$; U_0 — напряжение источника питания.

Такие оптроны применяются как преобразователи напряжения.

В оптоэлектронных устройствах оптронные пары связаны между собой оптической средой, в качестве которой применяются волоконные световоды, различные смолы, полупроводниковые и другие материалы, в которых проявляются фотоэлектрические свойства. Помимо основной функции — оптической связи, оптические среды могут также выполнять роль согласования и управления световых потоков. В качестве согласующего звена оптическая среда используется в тех случаях, когда коэффициенты преломления материалов ИИ и ФП отличаются. Управляющие оптические среды являются одним из функциональных элементов оптронов, которые позволяют изменять их передаточные функции.

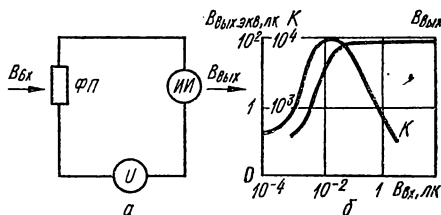


Рис. 5.22. Оптрон с внешней и внутренней прямыми электрическими связями: а — принципиальная схема; б — передаточная характеристика.

Глава 6

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

1. ТЕРМОРЕЗИСТОРЫ

Терморезистор — полупроводниковый прибор, сопротивление которого изменяется в зависимости от температуры. Различают терморезисторы прямого подогрева (нагрев осуществляется

изменением температуры окружающей среды или током, проходящим через прибор) и терморезисторы косвенного подогрева (нагрев осуществляется специальным подогревателем). К основным характеристикам терморезисторов относятся температурная и вольт-амперная. В зависимости от вида температурной характеристики различают терморезисторы с отрицательным и положительным (позисторы) температурным коэффициентом сопротивления α_T .

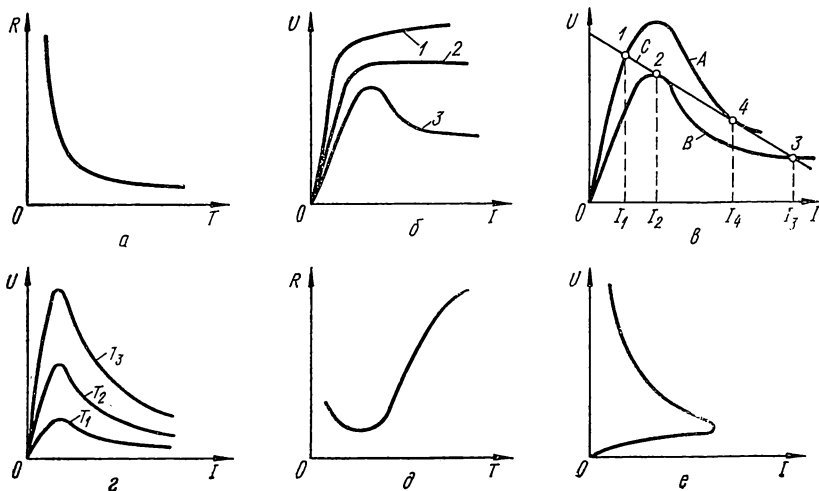


Рис. 6.1. Характеристики:

а — температурная терморезистора с отрицательным α_T ; *б* — ВАХ терморезисторов прямого подогрева с отрицательным α_T ; *в* — релейный эффект; *г* — ВАХ терморезистора косвенного подогрева; *д* — температурная позистора; *е* — ВАХ позистора.

У терморезисторов с отрицательным α_T уменьшение сопротивления при повышении температуры обусловлено увеличением концентрации носителей заряда или их подвижности. Аналитически эта зависимость описывается уравнением

$$R = Ae^{B/T}, \quad (6-1)$$

где A — коэффициент, зависящий от свойств полупроводникового материала и конструкции терморезистора; B — коэффициент температурной чувствительности; T — температура, К.

Параметры α_T и B связаны между собой соотношением

$$\alpha_T = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} = -\frac{B}{T^2}. \quad (6-2)$$

Температурная характеристика терморезистора с отрицательным α_T показана на рис. 6.1, *а*. Из графика и уравнений (6-1), (6-2) видно, что величина α_T нелинейно зависит от температуры.

ВАХ терморезисторов прямого подогрева с отрицательным α_T различных типов (рис. 6.1, б) имеют линейный характер в области малых токов, что объясняется незначительным нагревом. С ростом тока выделяющаяся в терморезисторе мощность увеличивается и температура прибора повышается, в результате чего уменьшается сопротивление терморезистора и линейность ВАХ нарушается. В зависимости от характера функции $R(T)$ различают три типа ВАХ. У терморезисторов с ВАХ первого типа (кривая 1) увеличение тока сопровождается повышением напряжения. Эти приборы чаще используются в измерительных схемах. У терморезисторов с ВАХ второго типа (кривая 2) в определенном диапазоне токов напряжения практически не изменяется. Эти приборы применяют в качестве стабилизаторов напряжения. У терморезисторов с ВАХ третьего типа (кривая 3) после достижения максимума с ростом тока уменьшается напряжение. Эти приборы применяют в системах автоматического регулирования.

Если последовательно с терморезистором включить линейный резистор, то цепь характеризуется релейным эффектом, т. е. скачкообразным изменением тока при изменении температуры окружающей среды или приложенного напряжения. На рис. 6.1, в, поясняющем сущность релейного эффекта, показаны ВАХ терморезистора, измеренные при температурах окружающей среды T_1 (кривая А) и T_2 (кривая В), причем $T_2 > T_1$. Линия С изображает зависимость

$$R = \frac{U - U_T}{I},$$

где U — приложенное напряжение; U_T — падение напряжения на терморезисторе; R — линейное сопротивление.

Ток в цепи при температуре $T_1(I_1)$ определяется точкой пересечения кривой С с ВАХ терморезистора (кривая А). При повышении температуры окружающей среды от T_1 до T_2 ток в цепи плавно возрастает от I_1 до I_2 . Положение точки 2 является неустойчивым и при незначительном повышении температуры ток в цепи скачком возрастает до величины I_3 и остается постоянным при неизменной температуре. Это явление называется прямым релейным эффектом. При уменьшении температуры окружающей среды от T_2 до T_1 ток в цепи плавно убывает от I_3 до I_4 . Положение точки 4 также является неустойчивым и при небольшом уменьшении температуры ток в цепи скачком уменьшается до величины I_1 . Это явление называется обратным релейным эффектом. Релейный эффект расширяет области применения терморезисторов в системах автоматического регулирования, защиты, сигнализации, в различных измерительных устройствах и т. д.

Таблица 6.1

Тип прибора	$R_{\text{ном}}$, кОм	B , К	$\sigma_T \cdot 10^{-2}$, 1/°С	ΔT , °С	$P_{\text{макс}}$, мВт		H , мВт/°С	G , мВт	τ , с
					при $T_{\text{ном}}$	при $T_{\text{макс}}$			
СТ1-17	0,3—22	3600—6000	4,2—7	-60 ... +100	500	0,1	10	0,5	30
СТ3-17	0,033—0,33	2580—3860	3—4,5	-60 ... +100	500	0,2	10	0,8	30
СТ1-18	1,5—2200*	4050—9000	2,25—5*	-60 ... +300	45	0,03	0,2	0,08	1
СТ3-18	0,68—3,3	2250—3520	2,6—4,1	-90 ... +125	15	0,02	0,18	0,05	1
СТ1-19	3,3—2200*	4230—7200	2,35—4*	-60 ... +300	60	0,05	0,6	0,15	3
СТ3-19	2,2—15	2900—3850	3,4—4,5	-90 ... +125	45	0,04	0,5	0,12	3
СТ3-22	1	2700—3700	3,05—4,15	-60 ... +85	—	—	0,06	—	15
СТ3-23	0,0022—0,0047	2600—3200	3,05—3,75	0 ... +125	—	3	9	2,5	—
СТ3-24	0,68—3,3	2250—3520	2,6—4,1	-60 ... +85	—	—	—	0,15	—
СТ3-25	1,5—2,2	2260—3200	3,07—3,75	-100 ... +125	8	0,01	0,08	0,12	0,4
СТ2-26	1—100	2060—4300	2,4—5	-60 ... +125	—	—	—	—	—
СТ3-26	0,1—0,68	2060—4300	2,4—5	-60 ... +125	—	—	—	—	—

* $T_{\text{ном}} = 150^\circ\text{С}$, для остальных приборов $T_{\text{ном}} = 20^\circ\text{С}$.

К основным параметрам терморезисторов прямого подогрева с отрицательным α_T относятся номинальное сопротивление $R_{\text{ном}}$ при определенной температуре окружающей среды $T_{\text{ном}}$; коэффициент температурной чувствительности B ; температурный коэффициент сопротивления α_T ; коэффициент рассеяния H , равный мощности, рассеиваемой прибором при разности температур терморезистора и окружающей среды в 1°C ; коэффициент энергетической чувствительности $G = H/\alpha_T$, равный мощности, которую необходимо подвести к терморезистору для уменьшения его сопротивления на 1%; диапазон рабочих температур ΔT ; максимально допустимая температура $T_{\text{макс}}$; максимально допустимая мощность рассеяния $P_{\text{макс}}$; постоянная времени τ , равная промежутку времени, в течение которого температура терморезистора уменьшается в e раз от выбранного перепада температур при охлаждении.

В табл. 6.1 приведены параметры некоторых типов терморезисторов прямого подогрева с отрицательным α_T .

Терморезисторы косвенного подогрева снабжаются специальным подогревателем, температура которого изменяется при изменении тока, проходящего через нить нагрева. Такие приборы содержат две термически связанные и электрически изолированные цепи: управляющую (цепь подогревателя) и управляемую (цепь терморезистора).

Форма ВАХ терморезистора (рис. 6.1, *з*) зависит от температуры нагрева, обусловленной величиной тока подогревателя ($T_1 > T_2 > T_3$).

Терморезисторы косвенного подогрева дополнительно характеризуются сопротивлением подогревателя $R_{\text{под}}$; максимальным током подогрева $I_{\text{под, макс}}$; номинальной мощностью подогрева $P_{\text{под}}$ и максимально допустимым напряжением между терморезистором и подогревателем $U_{\text{т. под}}$. В табл. 6.2 приведены параметры некоторых типов терморезисторов косвенного подогрева.

Таблица 6.2

Тип прибора	$R_{\text{ном}}$, кОм (без подогрева)	R , кОм (при $I_{\text{под, макс}}$)	$P_{\text{под}}$, мВт	τ , с	$U_{\text{т. под}}$, В
СТ1-21	10, 33, 100	50, 150, 300	60	15—40	100
СТ1-27	33	150	70	5	40
СТ3-21	0,68—15	10	60	15—40	100
СТ3-27	2,2	10	70	5	40
СТ3-31	0,68	20	60	5	30

Примечания: 1. $T_{\text{ном}} = 25^\circ \text{C}$, $R_{\text{под}} = 100 \text{ Ом}$.

2. Для приборов СТ1-21 $B = 3700 \dots 4100 \text{ К}$, для приборов СТ3-21 $B = 3100 \dots 3600 \text{ К}$.

Позисторы, имеющие положительный α_T , изготавливают из титаната бария (BaTiO_3), содержащего небольшое количество примесных атомов редкоземельных элементов (лантан, церий и др.). Температурная характеристика позистора показана на рис. 6.1, *д*. Из рисунка видно, что у позисторов за пределами определенного диапазона температур ΔT_α коэффициент α_T имеет отрицательное значение. ВАХ позистора (рис. 6.1, *е*) имеет S-образную форму. Параметры некоторых типов позисторов приведены в табл. 6.3.

Таблица 6.3

Тип прибора	$R_{\text{ном}}$, Ом (при $T_{\text{ном}} = 25^\circ \text{C}$)	ΔT_α , $^\circ \text{C}$	α_T , макс. $1/^\circ \text{C}$	$P_{\text{макс}}$, мВт	J , мВт/ $^\circ \text{C}$	τ , с
СТ5-1	20—150	100—200	0,2	—	9	20
СТ6-1А	40—400	40—155	0,1	1,1	9	15
СТ6-1Б	100—700	20—125	0,15	0,8	9	15
СТ6-2Б	10—100	0—125	0,15	1,3	14	—
СТ6-3Б	$10^3 - 10^4$	0—125	0,15	0,2	0,25	10
СТ6-1В	$5 \cdot 10^2 - 3 \cdot 10^4$	0—125	0,1	0,8	9	20
СТ6-1Г	$10^3 - 2 \cdot 10^4$	-20 ... +125	$(2 \dots 6) \cdot 10^{-2}$	0,8	9	20
СТ6-4Г	$10^2 - 5 \cdot 10^4$	-20 ... +125	$(2 \dots 8) \cdot 10^{-2}$	0,8	—	40

Примечание. Для приборов СТ5-1 $\Delta T = -20 \dots +200^\circ \text{C}$, для приборов СТ6-1А $\Delta T = -60 \dots +155^\circ \text{C}$. У остальных приборов $\Delta T = -60 \dots +125^\circ \text{C}$.

Разновидностью терморезисторов являются болометры, которые используются для измерения интенсивности электромагнитного излучения в оптическом или инфракрасном диапазоне частот, в системах дистанционного измерения температуры и т. д. Конструктивно болометр состоит из двух терморезисторов, выполненных в виде тонких пленок. Сопротивление одного из терморезисторов (активного) изменяется в результате нагрева электромагнитным излучением. Второй терморезистор (компенсационный) экранируется от измеряемого излучения и служит для устранения влияния изменений температуры окружающей среды.

К основным параметрам болометров относятся сопротивление активного терморезистора при комнатной температуре R_6 ; рабочее напряжение U_6 ; чувствительность λ , равная отношению напряжения полезного сигнала, снимаемого с болометра на вход усилителя, к мощности измеряемого излучения; порог чувствительности λ_p , равный минимальной мощности излучения, регистрируемой болометром; постоянная времени активного терморезистора τ ; эффективное значение напряжения собственных шумов $U_{\text{ш}}$.

Основные параметры некоторых типов болометров приведены в табл. 6.4.

Таблица 6.4

Тип прибора	R_6 , МОм	U_6 , В	λ , В/Вт	λ_{II} , Вт	τ , мкс	U_{III} , мкВ
БКМ-1	2	60	204	$1,2 \cdot 10^{-9}$	135	0,25
	2,4		258	$9 \cdot 10^{-10}$	110	
	2,2		290	$8,6 \cdot 10^{-10}$	90	
БКМ-2	0,7	250	76	$2 \cdot 10^{-9}$	3	0,15
	1,5		170	$1,2 \cdot 10^{-9}$	2,2	0,2
	2,4		336	$7,5 \cdot 10^{-10}$	2,1	0,25
БКМ-4	0,6	100	35	$4,3 \cdot 10^{-9}$	6,5	0,15
	1,3		124	$1,6 \cdot 10^{-9}$	5,6	0,2
	2,1		314	$8 \cdot 10^{-10}$	4,3	0,25

2. ВАРИСТОРЫ

Варистор — полупроводниковый прибор, сопротивление которого изменяется в зависимости от приложенного напряжения, изготавливают путем спекания отпрессованных таблеток, состоящих из

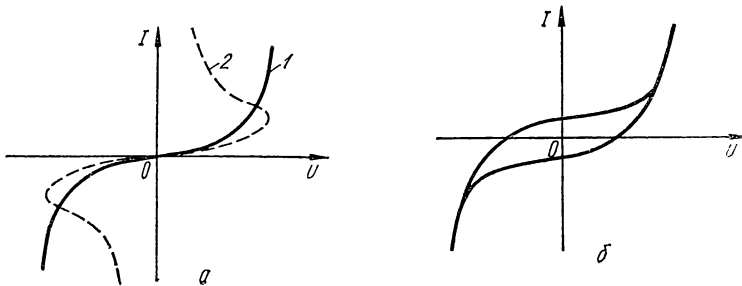


Рис. 6.2. Вольт-амперные характеристики варисторов:
 а — статическая; б — динамическая при $f = 20$ кГц.

смеси порошкообразного карбида кремния и связующих веществ (глина, жидкое стекло и др.). Нелинейность ВАХ варистора объясняется явлениями на поверхности отдельных кристаллов SiC и в местах их контактов; автоэлектронной эмиссией с граней кристаллов; изменением электропроводности или обратимым пробоем оксидных пленок, покрывающих кристаллы; нагревом точечных контактов между кристаллами; наличием вблизи поверхности кристаллов p - n -переходов.

Так как электрические свойства материала, из которого изготовлен варистор, приблизительно одинаковы во всех направлениях, то ВАХ варистора симметрична (рис. 6.2, а, кривая 1). При введении в карбид кремния примесей, имеющих большую энергию ионизации, и создании на поверхности кристаллов пленок с повышенными значениями отрицательного температурного коэффициента сопротивления на ВАХ варистора возникают участки отрицательного дифференциального сопротивления (рис. 6.2, а, кривая 2). Форма ВАХ варистора зависит от частоты (рис. 6.2, б). Это обусловлено влиянием собственной емкости варистора на повышенных частотах, причем с ростом напряжения активное сопротивление варистора уменьшается и петля гистерезиса становится более узкой.

К основным параметрам варисторов относятся статические ($R_{ст} = U/I$) и динамические ($R_{д} = dU/dI$) сопротивления; коэффициент нелинейности ($\beta = R_{ст}/R_{д}$); температурный коэффициент тока α_v , характеризующий повышение электропроводности варистора при увеличении температуры; допустимая мощность рассеяния $P_{доп}$; классификационные ток I_v и напряжение U_v .

В табл. 6.5 приведены параметры некоторых типов варисторов.

Таблица 6.5

Тип прибора	U_v , В	I_v , мА	$P_{доп}$, Вт	β	α_v , 1/°С
СН1-1-1	560—1500	10	1	3,5—4,5	$+7 \cdot 10^{-3}$
СН1-1-2	560—1500	10	0,8	3,5—4,5	$+7 \cdot 10^{-3}$
СН1-2-1	56—270	2	1	3,5	$+7 \cdot 10^{-3}$
СН1-2-2	33—100	3	1	3—3,5	$+7 \cdot 10^{-3}$
СН1-3	5,6—27	5	0,1	2	—
СН1-6	33	20	2,5	4	$-1,5 \cdot 10^{-3}$

Примечание. Для приборов СН1-3 $\Delta T = -60 \dots +75^\circ \text{C}$, для остальных приборов $\Delta T = -40 \dots +100^\circ \text{C}$.

Варисторы используются в стабилизаторах тока и напряжения, в устройствах защиты от перенапряжений, в системах автоматического регулирования и т. д.

3. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ

Принцип действия полупроводниковых термоэлектрических приборов основан на эффектах Зеебека, Пельтье и Томсона. Эффект Зеебека заключается в возникновении термо-ЭДС в цепи, состоящей из полупроводников p - и n -типа или из полупроводника и ме-

талла Me , места соединений которых имеют различную температуру (рис. 6.3). Возникающая термо-ЭДС имеет три составляющие. Первая составляющая обусловлена диффузией носителей заряда от контакта, имеющего более высокую температуру T_2 , к менее нагретому контакту ($T_1 < T_2$). В результате образуются области объемных зарядов, созданные нескомпенсированными ионами примесей у нагретого контакта и избыточными носителями заряда у холодного контакта, и возникает разность потенциалов. Вторая составляющая обусловлена различными значениями контактной разности потенциалов нагретого и холодного контактов. Третья составляющая обусловлена взаимодействием носителей заряда с квантами тепловой энергии (фононами), в результате чего концентрация избыточных носителей заряда у холодного контакта возрастает.

Величину термо-ЭДС можно определить из уравнения

$$dU = \alpha dT,$$

где α — коэффициент термо-ЭДС, зависящий от свойств материалов, образующих контакты, и от диапазона температур.

Эффект Пельтье заключается в выделении или поглощении (в зависимости от направления тока) на контактах тепла, добавочного к теплу Ленца—Джоуля. В результате один из контактов нагревается, а второй охлаждается. Выделяемое (поглощаемое) тепло пропорционально току I и времени его прохождения t :

$$Q_n = \Pi It,$$

где Π — коэффициент Пельтье, зависящий от свойств контактирующих материалов, температуры контактов и направления тока.

Эффект Томсона заключается в выделении или поглощении тепла, добавочного к теплу Ленца—Джоуля, при прохождении тока через полупроводник, вдоль которого имеется градиент температуры dT/dx ,

$$Q_T = \sigma_T I \frac{dT}{dx} l t,$$

где σ_T — коэффициент Томсона, зависящий от свойств материала; l — длина полупроводника.

Коэффициенты термо-ЭДС, Пельтье и Томсона связаны между собой соотношениями

$$\Pi = \alpha T; \quad \sigma_T = \frac{d\alpha}{dT} T.$$

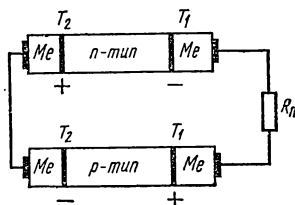


Рис. 6.3. Схема полупроводникового термоэлемента.

Рассмотренные эффекты взаимно связаны и обратимы. На их основе созданы полупроводниковые термоэлементы и термобатареи, термоэлектрические генераторы, холодильники и подогреватели.

4. ДАТЧИКИ ЭДС ХОЛЛА

Принцип работы датчиков ЭДС Холла основан на эффекте Холла, который заключается в следующем. Если поместить пластинку полупроводника p -типа, через которую проходит электрический ток (между токовыми электродами), в однородное магнитное поле, перпендикулярное направлению электрического тока, то в направлении, перпендикулярном направлению электрического тока и магнитного потока, возникает электрическое поле. Появляющаяся при этом разность потенциалов между противоположными гранями пластинки полупроводника (между холловскими электродами) называется ЭДС Холла

$$U_x = RIB/d,$$

где R — постоянная Холла, зависящая от свойств полупроводника; B — индукция магнитного поля; d — толщина пластинки.

Для полупроводника n -типа при аналогичных направлениях тока и магнитного потока ЭДС Холла имеет противоположное направление.

К основным параметрам датчиков ЭДС Холла относятся входное сопротивление (между токовыми электродами), зависящее от напряженности магнитного поля, тока и сопротивления в цепи нагрузки; выходное сопротивление (между холловскими электродами), зависящее от напряженности магнитного поля; коэффициент использования (КПД датчика ЭДС Холла) η , представляющий собой отношение отдаваемой и подводимой мощностей, который зависит от подвижности носителей заряда; максимально допустимое значение входного тока; максимальное значение ЭДС Холла при заданной индукции магнитного поля $U_{x\text{макс}}$; вольтовая чувствительность γ , представляющая собой отношения величин $U_{x\text{макс}}$ и B ; коэффициент передачи K , равный отношению напряженности ЭДС Холла к напряженности электрического поля между токовыми электродами при заданной индукции магнитного поля.

Некоторые параметры датчиков ЭДС Холла приведены в табл. 6.6.

Датчики ЭДС Холла применяются в устройствах измерения индукции магнитных полей, тока и мощности в цепях постоянного тока и переменного токов, в качестве преобразователей постоянного тока в переменный, линейных и квадратичных детекторов, усилителей, генераторов и т. д.

Таблица 6.6

Исходный материал	$d \cdot 10^2, \text{ м}$	$U_{x \text{ макс. В}}$ ($B = 0,1 \text{ Т}$)	$\eta, \%$ ($B = 0,1 \text{ Т}$)	$\gamma \cdot 10^{-4},$ мкВ/Т	$K,$ ($B = 0,1 \text{ Т}$)
Ge	0,2	0,54	0,05	540	0,045
InAs	0,02	0,5	3	500	0,635
InSb	0,02	0,21	12,4	210	0,71
HgSe	0,001	0,04	0,08	40	0,06
HgTe	0,02	0,01	0,32	10	0,12

5. ТЕНЗОДАТЧИКИ

Принцип работы тензодатчиков основан на изменении удельного сопротивления однородной полупроводниковой пластинки (тензорезисторы) либо на изменении величины потенциального барьера p - n -перехода (тензодиоды) при сжатии или растяжении. Эти явления связаны с особенностями кристаллических решеток полупроводников и происходящих в них процессов.

К основным параметрам тензорезисторов относятся номинальное сопротивление при отсутствии деформации и комнатной температуре; температурный коэффициент сопротивления; коэффициент тензочувствительности, характеризующий изменение сопротивления в зависимости от длины и сечения тензорезистора, а также от величины деформации; максимальная рабочая температура; предельная деформация, зависящая от площади поперечного сечения терморезистора и качества обработки его поверхности.

В качестве тензодиодов используют туннельные диоды.

Тензодатчики используются для измерения очень малых деформаций, в акселерометрах, датчиках давления и т. д.

Глава 7

КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ

1. ПРОЦЕСС УСИЛЕНИЯ И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ УСИЛИТЕЛЕЙ

Электронный усилитель — устройство, увеличивающее мощность электрических сигналов. Собран усилитель на полупроводниковых приборах, обладающих управляющими свойствами. Поскольку в дальнейшем будут рассмотрены лишь линейные

электронные усилители, предполагается неизменность формы усиливаемого сигнала.

Структурная схема усилительного каскада показана на рис. 7.1. К входу усилителя (клеммы 1, 2) подключается источник входного сигнала, который показан в виде генератора напряжения $E_{\text{н}}$ с внутренним сопротивлением $R_{\text{н}}$. Для упрощения анализа усилителей обычно считают, что входной сигнал представляет собой простейшие гармонические колебания синусоидальной формы. Входной маломощный сигнал управляет энергией источников питания значительно большей мощности. Таким образом, используя управля-

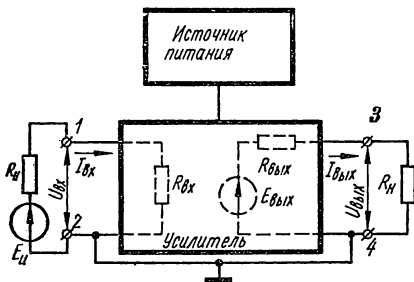


Рис. 7.1. Структурная схема усилителя.

ющим элементом, например, транзистор и более мощный источник питания, можно усиливать мощность входного сигнала.

В выходной цепи усилителя источник усиленного сигнала показан в виде генератора напряжения $E_{\text{вых}}$ с внутренним сопротивлением $R_{\text{вых}}$ (выходную цепь усилителя можно представить также в виде генератора тока). Внешняя нагрузка $R_{\text{н}}$, потребляющая энергию усиленного сигнала, подключается к выходу усилителя (клеммы 3, 4). Нагрузкой, а также источником входного сигнала часто служат соответственно последующий и предыдущий каскады усиления.

Входное и выходное сопротивления усилителя в общем случае являются комплексными величинами $Z_{\text{вх}}$ и $Z_{\text{вых}}$. Однако для большинства транзисторных усилителей реактивная составляющая входного сопротивления в рабочем диапазоне часто больше активного сопротивления, поэтому принимают $Z_{\text{вх}} \approx R_{\text{вх}}$. Значительно меньшим приближением обладает равенство $Z_{\text{вых}} \approx R_{\text{вых}}$. Считают также активными сопротивления нагрузки и источника входного сигнала, т. е. $Z_{\text{н}} \approx R_{\text{н}}$ и $Z_{\text{н}} \approx R_{\text{н}}$. Такие допущения существенно упрощают анализ схем усилителей на транзисторах.

Назначение усилителя, диапазон частот усиливаемого сигнала, его форма и характер изменения во времени налагают специфические требования при построении конкретной схемы транзисторного усилителя.

По назначению различают усилители напряжения, тока и мощности.

Усилитель напряжения обеспечивает на нагрузочном сопротивлении заданную величину выходного напряжения. В таком режиме

усилитель работает, когда его входное сопротивление намного больше сопротивления источника сигнала $R_{вх} \gg R_n$, а сопротивление нагрузки намного больше выходного сопротивления усилителя $R_n \gg R_{вых}$. Это обеспечивает относительно большие изменения напряжения на нагрузке при небольших изменениях токов во входной и выходной цепях. Усилитель работает в режиме усиления тока, когда его входное сопротивление значительно меньше сопротивления источника сигнала $R_{вх} \ll R_n$, а сопротивление нагрузки значительно меньше выходного сопротивления усилителя $R_n \ll R_{вых}$. При этих условиях обеспечивается протекание тока заданной величины в выходной цепи при малых значениях напряжения и мощности во входной и выходной цепях. От усилителя мощности требуется обеспечение в нагрузке заданной мощности. В режиме усиления мощности входное и выходное сопротивления усилителя должны иметь величину такого же порядка, как и внешние сопротивления, т. е. $R_{вх} \approx R_n$ и $R_{вых} \approx R_n$. Помимо перечисленных усилителей, в устройствах промышленной электроники часто применяются усилители напряжения с токовым входом. Эта особенность характерна для транзисторных усилителей, имеющих в большинстве случаев низкое входное сопротивление. Используются также усилители тока и мощности с потенциальным входом.

По виду усиливаемых сигналов различают усилители гармонических и импульсных сигналов. Процесс усиления гармонических или квазигармонических сигналов характеризуется неизменностью их частотного спектра, а также амплитудных соотношений всех гармонических составляющих. К усилителям гармонических сигналов относятся усилители устройств записи и воспроизведения сигналов, микрофоны, вещательные и др.

Назначение усилителей импульсных сигналов — усиление периодических импульсов различной формы и величины с допустимыми искажениями их формы. Время протекания нестационарных процессов в таких усилителях должно быть намного меньше временных параметров импульсов.

По характеру изменения во времени усиливаемого сигнала усилители подразделяются на усилители постоянного и переменного тока. Усилители постоянного тока предназначены для усиления электрических сигналов в пределах от низшей $f_n = 0$ до верхней f_v частоты. Частота f_v , которой в процессе проектирования усилителя интересуются в меньшей степени, обеспечивается, как правило, без применения специальных мер. В зависимости от рабочего диапазона частот усилители переменного тока могут быть низкой и высокой частоты.

По ширине полосы усиливаемых частот различают избирательные усилители, усиливающие электрические сигналы фиксирован-

ной частоты либо в очень узком диапазоне частот (обычно $f_b/f_n < < 1, 1$); широкополосные усилители, характеризующиеся широким диапазоном частот усиливаемого сигнала (f_b/f_n может достигать 1000 и более). Усилители импульсных сигналов и усилители постоянного тока относятся к широкополосным.

По виду связи между каскадами различают усилители с RC -связью, трансформаторной, резонансно-трансформаторной и непосредственной. Если нагрузка транзисторного каскада усиления имеет аperiодический (неколебательный) характер, то такой усилитель называют аperiодическим. К ним относятся усилители с RC , трансформаторной и непосредственной связью.

Усилительные свойства транзисторного усилителя оцениваются его качественными характеристиками, к которым относятся: входное и выходное сопротивления; коэффициент усиления и КПД; коэффициент нелинейных искажений и уровень собственных помех; частотная, фазовая и переходная характеристики. Для различных классов усилителей одни характеристики имеют важное значение, другие — второстепенное. При рассмотрении характеристик усилителей, а в дальнейшем их конкретных схем, будем использовать линейные методы анализа, так как в процессе усиления нелинейность усилителя, обусловленная нелинейностью характеристик транзистора, не играет принципиальной роли. К тому же при правильно выбранном режиме усилителя она мало существенна.

Входное и выходное сопротивления. Мощность, получаемая от источника входного сигнала с действующим значением ЭДС E_n (рис. 7.1) выделяется только на входном сопротивлении усилителя $R_{вх}$, т. е.

$$P_{вх} = U_{вх} I_{вх} = I_{вх}^2 R_{вх} = U_{вх}^2 / R_{вх},$$

где $U_{вх}$ и $I_{вх}$ — действующие значения напряжения и тока на входе усилителя.

Входное сопротивление $R_{вх} = U_{вх} / I_{вх}$ представляет собой сопротивление между входными зажимами усилителя для сигнала переменного тока.

Источник входного сигнала по отношению к входной цепи усилителя можно представить источником напряжения или источником тока (рис. 7.2). При подключении источника напряжения (рис. 7.2, а)

$$U_{вх} = E_n R_{вх} / (R_{вх} + R_n).$$

В этом случае потери напряжения на внутреннем сопротивлении источника при передаче напряжения на вход усилителя будут

незначительны при выполнении условия $R_{вх} \gg R_{и}$. Из рис. 7.2, б видно, что

$$I_{вх} = I_{и}R_{и}/(R_{и} + R_{вх}).$$

При условии $R_{и} \gg R_{вх}$ ток, протекающий через входное сопротивление, приближается по своему значению к току источника.

Выходное сопротивление $R_{вых}$ определяют между выходными зажимами усилителя при отключенной нагрузке и ЭДС источника входного сигнала, равной нулю. Оно является менее важным показателем усилителя и поэтому часто не указывается.

Коэффициент усиления и КПД. Основным показателем всех усилительных схем является коэффициент усиления — отношение напряжения или тока (мощности) на выходе усилителя к напряжению или току (мощности) на его входе. Так как выходной сигнал отличается от входного не только по величине, но и по фазе, то в общем случае коэффициент усиления — величина комплексная:

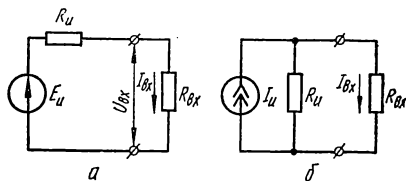


Рис. 7.2. Входная цепь усилителя с источниками:

а — напряжения; б — тока.

$$\dot{K} = \frac{\dot{A}_{вых}}{\dot{A}_{вх}} = \frac{A_{вых}}{A_{вх}} e^{j(\varphi_{вых} - \varphi_{вх})} = Ke^{j\varphi},$$

где $\dot{A}_{вх} = A_{вх}e^{j\varphi_{вх}}$ — напряжение или ток на входе усилителя; $\dot{A}_{вых} = A_{вых}e^{j\varphi_{вых}}$ — напряжение или ток на выходе усилителя; $\varphi = (\varphi_{вых} - \varphi_{вх})$ — угол сдвига фаз между выходным и входным сигналами.

В зависимости от усиливаемого параметра различают коэффициенты усиления по напряжению $\dot{K}_U = \dot{U}_{вых}/\dot{U}_{вх}$, по току $\dot{K}_I = \dot{I}_{вых}/\dot{I}_{вх}$ и по мощности $\dot{K}_P = P_{вых}/P_{вх}$. Коэффициент усиления по мощности всегда число действительное. Коэффициент усиления многокаскадного усилителя, содержащего n каскадов, равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов:

$$\dot{K} = \dot{K}_1\dot{K}_2\dot{K}_3 \dots \dot{K}_n. \quad (7-1)$$

Так как восприятие слуховых органов человека подчиняется логарифмическому закону, усиление удобно выражать в логарифмических единицах — децибелах. К тому же во многих схемах усиления уровень мощности сигнала в различных точках может меняться от микроватт до киловатт и коэффициент усиления в безразмерных

единицах выражался бы довольно громоздким числом. Формулы перевода имеют вид

$$K_U (\text{дБ}) = 20 \lg K_U; \quad K_I (\text{дБ}) = 20 \lg K_I; \quad K_P (\text{дБ}) = 10 \lg K_P.$$

Для многокаскадного усилителя

$$K (\text{дБ}) = K_1 (\text{дБ}) + K_2 (\text{дБ}) + K_3 (\text{дБ}) + \dots + K_n (\text{дБ}).$$

Частотная характеристика усилителя показывает зависимость модуля коэффициента усиления K от частоты усиливаемого сигнала.

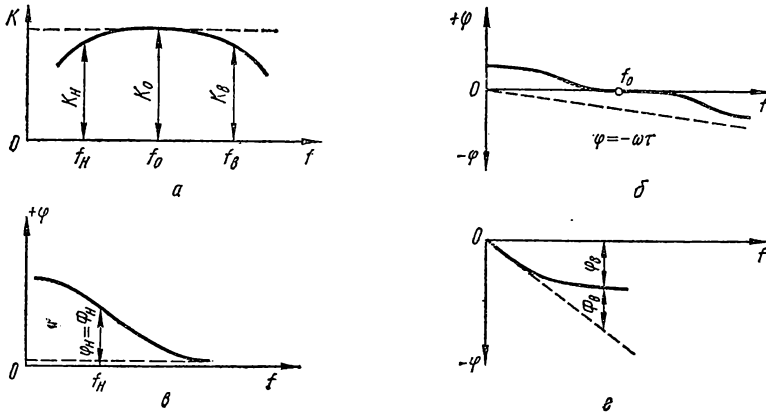


Рис. 7.3. Частотная и фазовая характеристики.

На рис. 7.3, а показана типичная частотная характеристика для усилителя с RC -связью. Как видно из рисунка, модуль коэффициента усиления на различных частотах имеет разные значения. Следовательно, гармонические составляющие входного сигнала усиливаются неодинаково, в результате чего на выходе усилителя изменяется форма сложного сигнала или амплитуда гармонического, т. е. усилитель вносит в усиливаемый сигнал частотные искажения. Они обусловлены наличием реактивных элементов (конденсаторов и катушек индуктивности), сопротивления которых зависят от частоты.

Частотные искажения характеризуются коэффициентом частотных искажений M , который определяется как отношение модуля коэффициента усиления на средних частотах K_0 к модулю коэффициента усиления K_f на той частоте, для которой необходимо оценить искажения

$$M = K_0/K_f.$$

В многокаскадном усилителе, содержащем n каскадов усиления,

$$M = M_1 M_2 M_3 \dots M_n.$$

Частотные искажения, выраженные в децибелах,

$$M \text{ (дБ)} = 20 \lg K_0/K_f = 20 \lg M.$$

Частоты f_n и f_v , на которых искажения достигают гранично допустимую величину для усилителя данного назначения, называют граничными. Диапазон частот $\Delta f = f_v - f_n$ называется условной полосой пропускания усилителя. Чем более высокие требования предъявляются к постоянству коэффициента усиления усилителя в пределах полосы пропускания, тем уже она при сохранении неизменными других характеристик и параметров усилителя.

Обычно на частотной характеристике выделяют три участка: средний, почти горизонтальный участок, со средней частотой f_0 , левый участок с частотой f_n , на котором заметно снижается коэффициент усиления (область нижних частот) и правый участок с частотой f_v (область верхних частот).

Идеальная частотная характеристика, при которой частотные искажения отсутствуют, параллельна оси частот (штриховая линия на рис. 7.3, а). Обычно рассматривают частотные искажения на граничных частотах диапазона. При этом величина коэффициентов частотных искажений

$$M_n = K_0/K_n; \quad M_v = K_0/K_v.$$

Фазовая характеристика усилителя (рис. 7.3, б) представляет собой зависимость фазового сдвига между входным и выходным напряжениями φ от частоты. Из сравнения частотной и фазовой характеристик видно, что появление частотных искажений сопровождается наличием фазового сдвига между входным и выходным сигналами, т. е. появлением фазовых искажений. Они обусловлены теми же причинами, что и частотные.

Идеальной фазовой характеристикой является прямая $\varphi = -\omega\tau = -2\pi f\tau$ (штриховая), где τ — постоянная, выражающая время запаздывания сигнала на выходе усилителя по отношению к сигналу на входе и не зависящая от частоты. Данная прямая может иметь любой наклон. Следовательно, фазовые искажения отсутствуют при пропорциональной зависимости угла сдвига фаз от частоты. Нелинейный характер реальной фазовой характеристики свидетельствует о нарушении фазовых соотношений между отдельными гармоническими составляющими сложного сигнала, которое выражается изменением формы сигнала на выходе усилителя. Фазовые искажения оценивают обычно по фазовым характеристикам, построенным отдельно для области низших (рис. 7.3, в) и верхних

(рис. 7.3, з) частот. Величина фазовых искажений на какой-либо частоте $f_i = \omega_i/2\pi$ определяется углом между фазовой характеристикой и касательной к ней, проведенной из начала координат (штриховые линии). Как и частотные искажения, их определяют на граничных частотах полосы пропускания $\Phi_n = \varphi_n$ (так как касательная идет по оси абсцисс) и $\Phi_v < \varphi_v$. Под фазовыми обычно подразумевают сдвиги, вносимые реактивными элементами усилителя, а вносимый транзистором поворот фазы на 180° не принимается во внимание.

Так как и частотные и фазовые искажения вызваны наличием в схеме усилителя реактивных элементов, являющихся линейными элементами электрической цепи, их еще называют линейными искажениями.

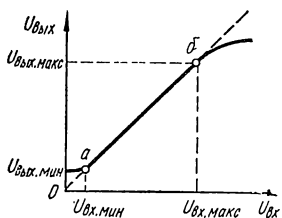


Рис. 7.4. Амплитудная характеристика усилителя.

Амплитудная характеристика (рис. 7.4) выражает зависимость амплитуды (или действующего значения) выходного напряжения усилителя от амплитуды (или действующего значения) напряжения сигнала на его входе при некоторой постоянной частоте ее изменения. Когда значения входного сигнала малы, амплитудная характеристика проходит не через начало координат,

так как в реальных усилителях при отсутствии входного сигнала напряжение на выходе определяется уровнем собственных шумов усилителя и помехами. Причиной шумов являются пульсации напряжения источника питания, а также неоднородность структуры материала элементов и непостоянство электрических процессов во времени.

При больших входных сигналах ($U_{вх} > U_{вх.макс}$) пропорциональность между $U_{вых}$ и $U_{вх}$ нарушается из-за нарушения пропорциональной зависимости между входным и выходным токами транзистора. Это иллюстрирует рис. 7.5, б, на котором изображено семейство статических выходных характеристик транзистора $I_{вых} = \varphi_1(U_{вых})I_{вх} = const$ (например, для транзистора по схеме ОЭ $I_k = \varphi_1(U_k)I_б = const$). При синусоидальном входном токе (амплитуда положительной и отрицательной полуволн $I_{вх m}$ равны, например, по 3 мА) вершина верхней полуволны выходного тока сплюснута из-за сгущения статических выходных характеристик при больших входных токах. Такого рода искажения усиливаемого сигнала, заключающиеся в изменении его формы и вызванные нелинейной зависимостью отношения $I_{вых}/I_{вх}$ транзистора, называются нелинейными.

Таким образом, способность усилителя усиливать самые максимальные и самые минимальные сигналы при условии, что каждому

мгновенному значению входного сигнала соответствует пропорциональное значение выходного (рис. 7.4, участок *а б*), отражает один из важнейших показателей усилителя — динамический диапазон

$$D = U_{\text{вх. макс}} / U_{\text{вх. мин}},$$

где $U_{\text{вх. макс}}$ и $U_{\text{вх. мин}}$ — входные напряжения, при которых искажения усиливаемого сигнала и его различие на фоне шумов лежат в допустимых пределах. Динамический диапазон, выраженный в децибелах, $D(\text{дБ}) = 20 \lg D$.

Нелинейные искажения обуславливаются также нелинейностью входных характеристик транзистора $I_{\text{вх}} = \varphi_2(U_{\text{вх}})U_{\text{вых}} = \text{const}$ (для

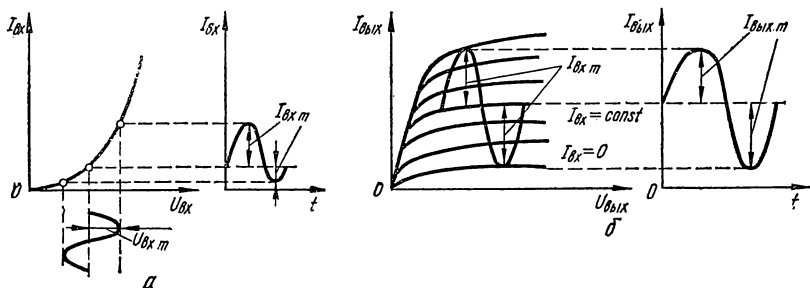


Рис. 7.5. Нелинейные искажения сигналов, вызванные:
а — нелинейностью входной характеристики; *б* — непостоянством усиления транзистора.

схемы ОЭ $I_{\text{б}} = \varphi_2(U_{\text{б}})U_{\text{к}} = \text{const}$). Как видно из рис. 7.5, *а*, входной (а следовательно, и выходной) ток несинусоидален при синусоидальном входном напряжении.

Нелинейные искажения оцениваются коэффициентом нелинейных искажений, который равен корню квадратному из отношения мощности, развиваемой на нагрузке высшими гармоническими составляющими (вызывающими искажения), к мощности, развиваемой основной гармоникой:

$$\gamma = \sqrt{\frac{R_{\text{н}} \sum_{k=2}^n I_{\text{км}}^2 / 2}{R_{\text{н}} I_{1\text{м}}^2 / 2}} = \frac{\sqrt{I_{2\text{м}}^2 + I_{3\text{м}}^2 + \dots + I_{n\text{м}}^2}}{I_{1\text{м}}} = \frac{\sqrt{U_{2\text{м}}^2 + U_{3\text{м}}^2 + \dots + U_{n\text{м}}^2}}{U_{1\text{м}}}. \quad (7-2)$$

Переходная характеристика представляет собой графически выраженную временную зависимость мгновенного значения выходного напряжения при воздействии на входе усилителя единичного

скачка напряжения $h(t) = [U_{\text{вых}}(t)]_{U_{\text{вх}}=1(t)}$. Эта характеристика используется при оценке линейных искажений, вносимых усилителем при передаче импульсных сигналов. Искажения импульсных сигналов называют также переходными искажениями, а аналитическую запись переходной характеристики — переходной функцией. На рис. 7.6 показаны форма входного сигнала типа единичной функции $1(t)$ и переходная характеристика.

Как видно из рисунка, при подаче на вход усилителя скачка напряжения (или тока) напряжение, снимаемое на выходе усилителя, существенно отличается по форме.

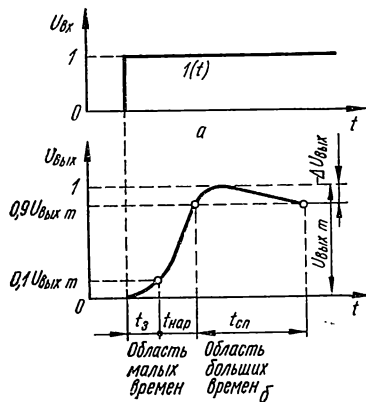


Рис. 7.6. Единичная функция (а) и переходная характеристика (б) импульсного усилителя.

Причиной переходных искажений являются реактивные элементы усилителя, изменения энергии в электрических и магнитных полях которых не могут происходить мгновенно.

Основными параметрами для оценки переходных искажений являются: время задержки $t_з$ — время от момента подачи входного импульса до момента достижения выходным сигналом уровня $0,1U_{\text{вых.}m}$;

время нарастания $t_{\text{нар}}$ — отрезок времени, в течение которого выходное напряжение нарастает от $0,1U_{\text{вых.}m}$ до $0,9U_{\text{вых.}m}$;

время спада $t_{\text{сп}}$ выходного напряжения от одного до другого условного уровня;

величина спада выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$ за время $t_{\text{сп}}$.

Переходная характеристика позволяет судить о возможности усиления импульсных сигналов различной длительности. Искажения импульса считаются допустимыми, если $t_{\text{нар}}$ переходной характеристики усилителя связано с длительностью импульса соотношением

$$t_{\text{п}} \geq (5 \dots 20) t_{\text{нар}}$$

2. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ

Усилительные свойства транзистора могут быть реализованы при включении в его коллекторную или эмиттерную цепь внешних сопротивлений, с которых снимаются колебания усиливаемого сигнала. В этом случае статические характеристики не отражают зависимостей между мгновенными значениями напряжений и токов

в цепях усилительного элемента. Эту функцию выполняют динамические характеристики усилительного каскада, широко используемые при графоаналитическом расчете. Для практических целей используют выходные, входные, проходные и сквозные динамические характеристики.

Рассмотрим построение динамических характеристик для усилительного каскада на транзисторе (рис. 7.7). Во входную цепь транзистора включены источник входного сигнала с действующим значением ЭДС E_n и источник смещения $E_{см}$. Нагрузкой транзистора для постоянного коллекторного тока является сопротивление R_k . Будем считать, что сопротивление конденсатора C_p , через который усиленное напряжение переменного сигнала передается к внешней нагрузке, а также внутреннее сопротивление источника питания E_k переменной составляющей выходного коллекторного тока незначительны по сравнению с последовательно включенными с ними сопротивлениями R_n и R_k . Это справедливо для большей части рабочего диапазона частот усилителя. Поэтому сопротивление нагрузки коллекторной цепи переменному току

$$R_{н. экв} = R_k R_n / (R_k + R_n), \quad (7-3)$$

где R_n — сопротивление внешней нагрузки, характер которого зависит от рода нагрузки, вида межкаскадных связей и т. д.

Выходная динамическая характеристика отображает графически зависимость выходного тока усилительного каскада от выходного напряжения при наличии в выходной цепи сопротивления нагрузки. Поскольку нагрузка выходной цепи для постоянной и переменной составляющих выходного тока различна, то различают выходную динамическую характеристику по постоянному и переменному току.

При отсутствии на входе усилителя возбуждающего напряжения (источник ЭДС условно замкнут) через транзистор и сопротивление R_k протекает постоянный ток от источника питания E_k . Для любого момента времени

$$U_{вых} = E_k - I_{вых} R_k. \quad (7-4)$$

Выражение (7-4) является уравнением прямой, которую можно построить в системе координат статических выходных характеристик $I_{вых} = \varphi_1(U_{вых})_{I_{вх} = \text{const}}$ (например, для транзистора по схеме

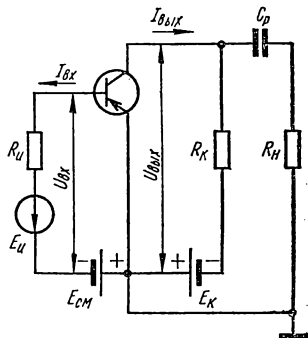


Рис. 7.7. Усилительный каскад на транзисторе по схеме ОЭ.

включения с ОЭ, как в данном случае, таким свойством является зависимость $I_K = \varphi_1(U_K)_{I_B = \text{const}}$.

Отложив по оси ординат значение тока, равное E_K/R_K , а по оси абсцисс — напряжение E_K и соединив концы отрезков, получим нагрузочную линию постоянному току (линия KL , рис. 7.8, а). Точка пересечения нагрузочной прямой со статической характеристикой при заданном токе $I''_{ВХ} = I_{ВХ 0}$, определяемом источником

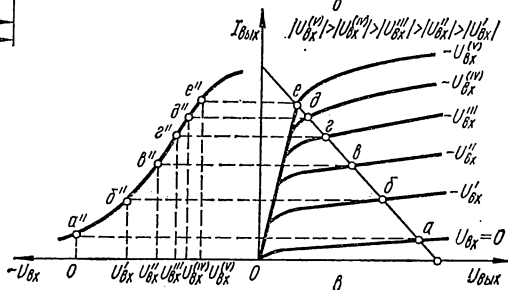
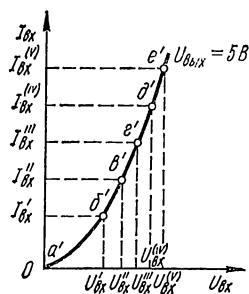
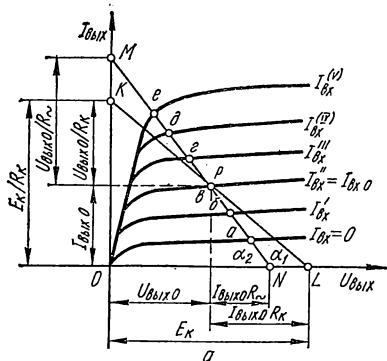


Рис. 7.8. Характеристики усилителей:

а — выходная динамическая; б — входная статическая; в — проходная динамическая.

смещения $E_{см}$, называется рабочей точкой. При отсутствии переменного напряжения на входе усилителя она называется точкой покоя p и определяет ток $I_{ВЫХ 0}$ и напряжение $U_{ВЫХ 0}$ покоя выходной цепи. Положение точки покоя определяется назначением усилителя, режимом работы, КПД, заданными коэффициентами усиления, нелинейных искажений и т. д. Если, например, входной сигнал симметричный, то точка покоя выбирается примерно на середине нагрузочной линии. Положение точки покоя при усилении импульсных сигналов определяется полярностью импульсов. Так, если на входе предполагается импульс лишь отрицательной полярности, точка покоя p выбирается на нижней части линии нагрузки для транзисторов типа $p-n-p$ и в верхней — для транзисторов типа $n-p-n$. В точке покоя транзистор проверяется, как правило, на мощность рассеяния.

При наличии входного синусоидального сигнала выходной ток и напряжение изменяются в противофазе, так как увеличение выходного тока в данный момент времени вызывает увеличение падения напряжения на $R_{н. экв} = R_{\sim}$, что приводит к снижению напряжения между выходными электродами. Запишем это в виде системы уравнений

$$\begin{aligned} i_{\text{вых}} &= I_{\text{вых } 0} + I_{\text{вых } m} \sin \omega t; \\ U_{\text{вых}} &= U_{\text{вых } 0} - U_{\text{вых } m} \sin \omega t. \end{aligned}$$

Из первого уравнения получаем

$$I_{\text{вых } m} = \frac{i_{\text{вых}} - I_{\text{вых } 0}}{\sin \omega t}.$$

Так как $U_{\text{вых } m} = I_{\text{вых } m} R_{\sim}$, из второго уравнения имеем

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых } 0} - (i_{\text{вых}} - I_{\text{вых } 0}) R_{\sim}. \quad (7-5)$$

Из выражения (7-5), которое является уравнением выходной динамической характеристики переменному току, видно, что при $i_{\text{вых}} = I_{\text{вых } 0}$ $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых } 0}$. Следовательно, нагрузочная линия переменному току проходит через точку покоя и для ее построения достаточно найти еще одну точку на оси абсцисс (или ординат).

Положив $i_{\text{вых}} = 0$, из выражения (7-5) получим $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых } 0} + I_{\text{вых } 0} R_{\sim}$. Отложив по оси абсцисс вправо от точки $U_{\text{вых } 0}$ отрезок $I_{\text{вых } 0} R_{\sim}$ (точка N) и проведя через конец данного отрезка и точку покоя прямую до пересечения с осью ординат, получим нагрузочную линию переменному току (линия MN).

При $U_{\text{вых}} = 0$ $i_k = I_{\text{вых } 0} + U_{\text{вых } 0} / R_{\sim}$.

Линии нагрузки усилителя переменному и постоянному току, всегда пересекаясь в точке покоя, могут совпадать или не совпадать в зависимости от того, равны или отличаются сопротивления нагрузки усилителя постоянному и переменному току. При $R_k = R_{\sim}$ углы наклона линии переменному α_2 и постоянному α_1 токам равны. При $R_k > R_{\sim}$ $\alpha_2 > \alpha_1$ и при $R_k < R_{\sim}$ $\alpha_2 < \alpha_1$. Линию нагрузки постоянному току используют для определения координат точки покоя, зная которые, можно рассчитать элементы смещения и стабилизации усилительного каскада, а также при полном расчете каскадов предварительного усиления, работающих в режиме малого сигнала. Линией нагрузки переменному току пользуются при расчете усилителей мощности, т. е. схем, работающих при больших амплитудах сигналов.

Входная динамическая характеристика усилительного каскада представляет собой график зависимости входного тока от входного напряжения. Получить ее можно при переносе точек пересечения

выходной динамической характеристики переменному току со статическими (точки $I_{вх}$, $U_{вых}$) на семейство входных статических характеристик $I_{вх} = \varphi_2(U_{вх})_{U_{вых}=\text{const}}$ (для усилительного каскада по схеме ОЭ $I_6 = \varphi_2(U_6)_{U_k=\text{const}}$). Входная динамическая характеристика позволяет определить напряжение, ток и мощность входного сигнала.

В справочниках обычно приводятся входные статические характеристики, снятые при двух значениях выходного напряжения $U_{вх} = U_k = 0$ и 5 В. Поэтому обычно в качестве входной динамической характеристики используют статическую, снятую при выходном напряжении, равном 5 В (рис. 7.8, б).

Проходная динамическая характеристика показывает зависимость выходного тока усилительного каскада от напряжения на его входе. Ее удобно строить, если имеется выходная динамическая характеристика переменному току, построенная на семействе статических характеристик при фиксированных входных напряжениях, т. е. $I_{вых} = \varphi_3(U_{вых})_{U_{вх}=\text{const}}$ (например, для схемы ОЭ $I_k = \varphi_3(U_k)_{U_6=\text{const}}$). В этом случае построить ее можно переносом точек нагрузочной прямой переменному току в выходные координат в проходные (рис. 7.8, в, линия a'' , b'' , $в''$, $г''$, $д''$, $е''$).

Если нагрузочная прямая переменному току построена на семействе статических характеристик с фиксированным входным током (рис. 7.8, а), то значения входных напряжений можно определить из входной характеристики (рис. 7.8, б) для известных значений входных токов и отложить на оси абсцисс проходной динамической характеристики. По известной проходной характеристике удобно получать форму кривой выходного тока при известной форме кривой входного напряжения.

Нелинейные искажения, вносимые усилителем в усиливаемый сигнал, обуславливаются нелинейностью как входных характеристик, так и характеристик передачи по току, т. е. возникают во входной и выходной цепях. Для их определения необходимо иметь зависимость между выходным током усилителя и ЭДС источника сигнала во входной цепи. Такая графически выраженная зависимость при наличии в выходной цепи усилительного элемента сопротивления нагрузки называется сквозной динамической характеристикой. Для ее построения необходимо располагать выходной динамической характеристикой переменному току (рис. 7.8, а) и входной статической характеристикой (рис. 7.8, б).

Точки пересечения нагрузочной прямой со статическими характеристиками для фиксированных значений входного тока определяют значения выходного тока (на рис. 7.8, а значения $I_{вых}$ —

точки $a, б, в, г, д, е$). По входной характеристике для соответствующих им точек находят значения $U_{вх}$ и $I_{вх}$ — точки $a', б', в', г', д', е'$.

Входной ток за счет источника ЭДС $E_{и}$ создает падение напряжения на сопротивлении источника $R_{и}$ и участке база—эмиттер транзистора (рис. 7.7). Поэтому

$$E_{и} = U_{вх} + I_{вх}R_{и}. \quad (7-6)$$

Подставив в уравнение (7-6) найденные значения $U_{вх}$ и $I_{вх}$, определяют соответствующие им значения ЭДС $E_{и}$.

По полученным значениям $I_{вых}$ и $E_{и}$ в системе координат ($I_{вых}, E_{и}$) строят сквозную динамическую характеристику (см. пример 3).

3. КЛАССЫ УСИЛЕНИЯ

Степень нелинейных искажений усиливаемых сигналов и КПД усилительного каскада определяются выбором его режима работы (класса). В зависимости от положения рабочей точки различают работу усилительных каскадов в трех основных классах: А, В и С.

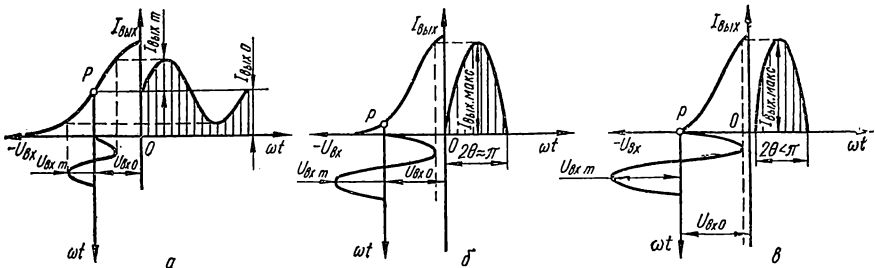


Рис. 7.9. Положение рабочей точки в режиме усиления:

a — класса А; $б$ — класса В; $в$ — класса С.

В режиме класса А (рис. 7.9, a) рабочая точка не выходит за пределы линейного участка динамической проходной характеристики, а точка покоя находится примерно на середине этого участка. Это обуславливает минимальные нелинейные искажения усилителя. Напряжение смещения $U_{вх0}$ в этом режиме по абсолютной величине всегда больше амплитуды входного сигнала $U_{вхm}$ и ток покоя $I_{вых0}$ всегда больше амплитуды переменной составляющей выходного тока. Следовательно, этот класс усиления характеризуется непрерывным протеканием тока в выходной цепи в течение всего периода изменения напряжения усиливаемого сигнала. КПД

усилительного каскада в режиме А невелик и не превышает 20—30%. Обычно в этом режиме работают каскады предварительного усиления и маломощные оконечные каскады.

В режиме класса В напряжение смещения $U_{\text{вх0}}$ выбирают таким образом, чтобы точка покоя p находилась почти в самом начале проходной динамической характеристики (рис. 7.9, б). При наличии входного сигнала ток в выходной цепи каскада усиления протекает в течение половины периода изменения напряжения сигнала, что определяет его пульсирующую форму с углом отсечки $\theta = \pi/2$. Меньшая постоянная составляющая выходного тока (при отсутствии входного сигнала ток, поступающий от источника питания, почти равен нулю) обуславливает высокий КПД усилителя, достигающий 60—70%. Однако режим класса В характеризуется относительно большими (по сравнению с классом А) нелинейными искажениями, так как выходной ток имеет форму импульсов.

В некоторых случаях используется режим класса АВ — промежуточный между отмеченными режимами А и В.

При работе усилительного каскада в режиме класса С (рис. 7.9, в) напряжение смещения $U_{\text{вх0}}$ выбирают таким образом, чтобы точка покоя находилась левее начала проходной динамической характеристики. При этом ток покоя выходной цепи равен нулю. Здесь $\theta < \pi/2$ и КПД достигает 85%. Этот режим применяется в оконечных каскадах большой мощности, имеющих избирательную нагрузку (резонансный LC-контур). Такой характер нагрузки позволяет значительно уменьшить уровень нелинейных искажений выходного сигнала, который здесь больше, чем вносимый усилителем класса В.

4. ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ

Кроме цепи прямой передачи энергии сигнала, при котором происходит его усиление, усилительный каскад может содержать цепи (часто создаваемые искусственно), по которым часть энергии полезного сигнала передается с выхода каскада на его вход (рис. 7.10, а) либо на вход одного из предыдущих каскадов, если усилитель многокаскадный (рис. 7.10, б). Это явление называется обратной связью, а цепи обратной передачи сигнала — цепями обратной связи. Замкнутый контур, образуемый основной цепью и цепью обратной связи, охватывающей усилитель, называется петлей обратной связи. Различают однопетлевую (рис. 7.10, а) и многопетлевую (рис. 7.10, б) обратные связи.

Если напряжение обратной связи $U_{\text{о.с}}$ пропорционально выходному напряжению на нагрузке усилителя, то речь идет об обратной связи по напряжению (рис. 7.11, а) и об обратной связи

по току в случае пропорциональности $U_{o.c}$ току в нагрузке (рис. 7.11, б). Кроме того, возможна смешанная обратная связь (одновременно по напряжению и току).

По способу передачи энергии через цепь обратной связи на вход усилителя различают параллельную и последовательную обратные

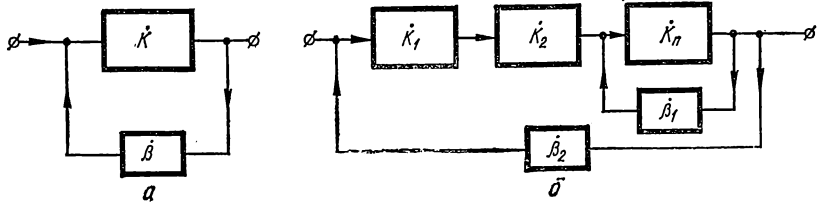


Рис. 7.10. Структурная схема усилителя, охваченного обратной связью: а — однопетлевой; б — многопетлевой.

связи. В первом случае напряжение обратной связи подключается последовательно с напряжением источника входного сигнала усилителя (рис. 7.11, в), во втором — параллельно (рис. 7.11, г). Чаще всего используют последовательную обратную связь по напряжению (рис. 7.12), так как такая связь стабилизирует выходное напряжение усилителя при изменении сопротивления нагрузки, что во многих случаях является желательным.

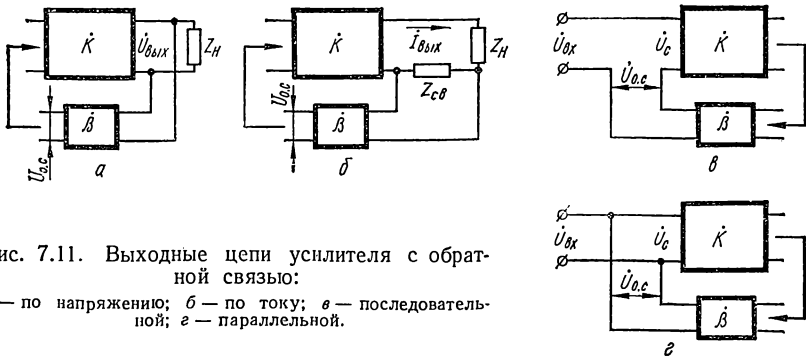


Рис. 7.11. Выходные цепи усилителя с обратной связью: а — по напряжению; б — по току; в — последовательной; г — параллельной.

Рассмотрим количественные характеристики обратной связи. Основная характеристика обратной связи — коэффициент передачи β , показывающий, какая часть энергии с выхода усилителя передается на его вход. Для схемы (рис. 7.12)

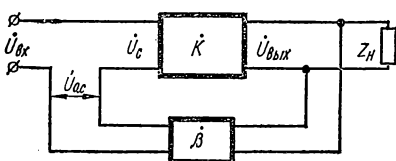
$$\beta = \dot{U}_{o.c} / \dot{U}_{\text{вых}} \quad (7-7)$$

Действие обратной связи влияет на величину входного сигнала усилителя

$$\dot{U}_c = \dot{U}_{вх} + \dot{U}_{о.с} = \dot{U}_{вх} + \beta \dot{U}_{вых}. \quad (7-8)$$

Если $\dot{K} = \dot{U}_{вых}/\dot{U}_c$ — коэффициент усиления усилителя без обратной связи, а $\dot{K}_{о.с} = \dot{U}_{вых}/\dot{U}_{вх}$ — коэффициент усиления усилителя, охваченного обратной связью, то напряжение на выходе схемы

$$\dot{U}_{вых} = \dot{K} \dot{U}_c = \dot{K} (\dot{U}_{вх} + \beta \dot{U}_{вых}). \quad (7-9)$$



Разделив обе части уравнения (7-9) на $U_{вх}$, получим

$$\begin{aligned} \dot{U}_{вых}/\dot{U}_{вх} &= \dot{K} (1 + \beta \dot{U}_{вых}/\dot{U}_{вх}) \\ \text{или } \dot{K}_{о.с} &= \dot{K} (1 + \beta \dot{K}_{о.с}), \end{aligned}$$

Рис. 7.12. Структурная схема усилителя с последовательной обратной связью по напряжению.

откуда

$$\dot{K}_{о.с} = \dot{K}/(1 - \beta \dot{K}). \quad (7-10)$$

Здесь $\beta \dot{K}$ — коэффициент обратной связи, который определяет характер обратной связи и коэффициент усиления $\dot{K}_{о.с}$.

Так как $\dot{K} = K e^{j\varphi_k}$ и $\beta = \beta e^{j\varphi_\beta}$, где φ_k и φ_β фазовые сдвиги напряжения сигнала, вносимые соответственно усилителем и цепью обратной связи, выражение (7-10) запишем в виде

$$\dot{K}_{о.с} = \frac{K e^{j\varphi_k}}{1 - \beta K e^{j(\varphi_k + \varphi_\beta)}}. \quad (7-11)$$

При $\varphi_k + \varphi_\beta = \pi$ $\beta \dot{K} = -\beta K$, т. е. коэффициент обратной связи — величина вещественная и отрицательная. В этом случае

$$K_{о.с} = K/(1 + \beta K). \quad (7-12)$$

Таким образом, если напряжение обратной связи поступает на вход усилителя в противофазе с напряжением входного сигнала, то коэффициент усиления усилителя уменьшается в $1 + \beta K$ раз. В таком случае обратная связь называется отрицательной. Уменьшение усиления, характерное для данного вида обратной связи, не мешает широкому использованию ее в усилителях электрических сигналов, так как одновременно улучшается ряд других параметров. Так, уменьшение коэффициентов усиления сопровождается увеличением его стабильности, что повышает устойчивость работы усилителя. Про дифференцируя (7-12) по K , имеем

$$\frac{dK_{о.с}}{K_{о.с}} = \frac{1}{1 + \beta K} \frac{dK}{K}. \quad (7-13)$$

Следовательно, относительное изменение коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью уменьшается в $1 + \beta K$ раз.

При $\beta K \gg 1$ (глубокая обратная связь) $K_{o.c} = 1/\beta$, т. е. общий коэффициент усиления схемы не зависит от коэффициента усиления собственно усилителя K .

При введении в усилитель отрицательной обратной связи последовательного типа входное сопротивление увеличивается. Так, используя выражение (7-8) и заменяя значения напряжений произведениями входного тока на соответствующие сопротивления, можно записать

$$I_{вх} Z_{вх} = I_{вх} Z_{вх. о. с} + I_{вх} Z_{вх} \beta K.$$

Выполняя соответствующие преобразования и учитывая, что для отрицательной обратной связи $\beta K = -\beta K$, получаем

$$Z_{вх. о. с} = Z_{вх} (1 + \beta K).$$

Аналогично можно показать, что при отрицательной обратной связи параллельного типа $Z_{вх}$ уменьшается в $1 + \beta K$ раз.

Выходное сопротивление усилителя при введении обратной связи по напряжению уменьшается в $1 + \beta K$ раз, а обратной связи по току — увеличивается.

При введении в усилитель цепей отрицательной обратной связи в $1 + \beta K$ раз уменьшаются также частотные, фазовые и нелинейные искажения и во столько же раз уменьшаются напряжения шумов и помех. Однако помехи уменьшаются лишь в том случае, когда они возникают в контуре, охваченном обратной связью. Таким образом, вводя отрицательную обратную связь и изменяя ее параметры, можно изменять входное и выходное сопротивления усилителя, его частотные, фазовые и переходные характеристики и др., что используют для улучшения параметров усилителя.

При $\varphi_k + \varphi_\beta = 0$, т. е. при совпадении фазы $\dot{U}_{вх}$ и $\dot{U}_{o.c}$ $\beta K = = \beta K > 0$. Тогда из выражения (7-11)

$$K_{o.c} = K/(1 - \beta K). \quad (7-14)$$

Обратная связь, при которой коэффициент усиления усилителя увеличивается, называется положительной. Если $1 > \beta K > 0$, то согласно выражению (7-14) $K_{o.c} > K$, имея, однако, конечное значение. При $\beta K \rightarrow 1$ $K_{o.c} \rightarrow \infty$ и колебания на выходе усилителя существуют даже при отсутствии полезного входного сигнала, развиваясь из малых флюктуационных шумов сигналов. Усилитель самовозбуждается, превращаясь в генератор электрических колебаний широкого спектра частот. Такая работа усилителя недопустима.

Пример 1. Для каскада предварительного усиления по схеме включения ОЭ, выполненного на маломощном транзисторе (рис. 7.7), построить динамическую характеристику по постоянному и переменному току при следующих данных: $R_K = 1 \text{ кОм}$; $E_K = 16 \text{ В}$; $I_{\text{вх}0} = I_{0\text{б}} = 0,5 \text{ мА}$; $R_H = 10 \text{ кОм}$.

Пользуясь уравнением (7-4) при $I_{\text{вых}} = I_K = 0$, определяем положение точки L на оси абсцисс, соответствующее $U_{\text{вых}} = U_K = E_K = 16 \text{ В}$ (рис. 7.13).

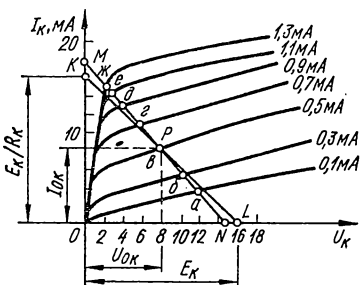


Рис. 7.13. К построению нагрузочных линий' постоянному (линия KL) и переменному (линия MN) токам.

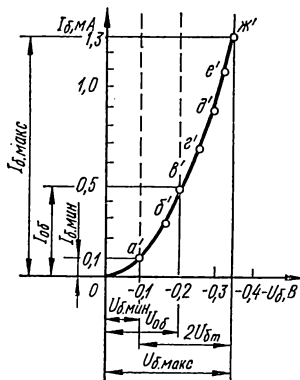


Рис. 7.14. К определению максимального значения входного сигнала по входной характеристике.

Точка K на оси ординат определяется из $E_K/R_K = 16/1 \cdot 10^3 = 16 \text{ мА}$. Нагрузочная прямая по постоянному току является линией соединения этих точек. Точка пересечения нагрузочной прямой со статической характеристикой $I_{0\text{б}} = 0,5 \text{ мА}$ является точкой покоя p , для которой $U_{0\text{к}} = 8 \text{ В}$ и $I_{0\text{к}} = 8 \text{ мА}$.

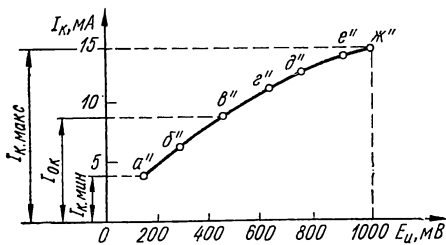


Рис. 7.15. К построению сквозной динамической характеристики.

Спротивление нагрузки переменному току согласно выражению (7-3) $R_{K\sim} = \frac{1 \cdot 10}{1 + 10} \approx 0,9 \text{ кОм}$.

Точка N на оси абсцисс определяется напряжением $U_{0\text{к}} + I_{0\text{к}}R_{K\sim} = 8 + 8 \cdot 10^{-3} \cdot 0,9 \times 10^3 = 15,2 \text{ В}$. Через точки N и p проведем нагрузочную линию переменному току.

Пример 2. Определить максимальное значение входного сигнала для усилительного каскада (рис. 7.7), нагрузочная линия по переменному току которого показана на рис. 7.13.

Точки пересечения нагрузочной прямой по переменному току со статическими характеристиками ($a, б, в, г, д, е, ж$), соответствующие базовым токам $0,1; 0,3; 0,5; 0,7; 0,9; 1,1; 1,3 \text{ мА}$, переносим на входную статическую характеристику $I_{\text{б}} = \varphi_2(U_{\text{б}})_{U_{\text{к}}=\text{const}}$ (рис. 7.14). Получим точки $a', б', в', г', д', е', ж'$. Опустив из крайних точек a' и $ж'$, соответствующих минималь-

ному и максимальному токам базы, перпендикуляры на ось абсцисс, получим соответственно $U_{б. \text{ мин}} = 0,1$ В и $U_{б. \text{ макс}} = 0,35$ В.

Следовательно, $2U_{бт} = U_{б. \text{ макс}} - U_{б. \text{ мин}} = 0,35 - 0,1 = 0,25$ В, $2I_{бт} = I_{б. \text{ макс}} - I_{б. \text{ мин}} = 1,3 - 0,1 = 1,2$ мА.

Пример 3. Построить сквозную динамическую характеристику, используя результаты примеров 1 и 2. Сопротивление источника входного сигнала $R_{в} = 500$ Ом.

На нагрузочной прямой по переменному току для точек *a, б, в, г, д, е, ж* (рис. 7.13) определяем значения тока $I_{к}$ и для соответствующих им точек *a', б', в', г', д', е', ж'* входной статической характеристики (рис. 7.14) значения $I_{б}$ и $U_{б} = U_{вх}$.

Согласно уравнения (7-6) вычисляем значения ЭДС $E_{н}$. Результаты вычисления и отсчитанные значения параметров внесем в таблицу.

Таблица

Параметры	Точки						
	<i>a</i>	<i>б</i>	<i>в</i>	<i>г</i>	<i>д</i>	<i>е</i>	<i>ж</i>
$I_{к}$, мА	3,8	5,5	8	10,7	12,3	14	14,5
$I_{б}$, мА	0,1	0,3	0,5	0,7	0,9	1,1	1,3
$U_{б}$, мВ	100	170	200	260	300	320	340
$E_{н} = U_{б} + I_{б}R_{в}$, мВ	150	320	450	610	750	870	990

Приведенные в таблице данные для $I_{к}$ и $E_{н}$ переносим в систему координат ($I_{к}$, $E_{н}$). Соединив линией отмеченные точки *a'', б'', в'', г'', д'', е'', ж''*, получим сквозную динамическую характеристику (рис. 7.15).

Глава 8

КАСКАДЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ

1. ВЫБОР РЕЖИМА РАБОТЫ

Надежная работа электронного усилителя во многом зависит от правильно выбранного режима его работы по постоянному току. Следовательно, при отсутствии на входе усилителя сигнала, необходимо правильно выбрать начальное положение рабочей точки — точку покоя. Такой начальный режим работы усилителя — режим покоя — характеризуется постоянными составляющими напряжения коллектора $U_{ок}$, тока коллектора $I_{ок}$, напряжения (или тока)

смещения управляющего электрода. Управляющим электродом для усилителей по схемам ОЭ и ОК является база транзистора и для схемы ОБ — эмиттер.

Перед построением нагрузочной прямой и последующим определением местоположения точки покоя (см. гл. 7) необходимо определить рабочую область статических характеристик, ограниченную предельными значениями напряжения, тока и мощности коллектора ($U_{к. макс}$, $I_{к. макс}$, $P_{к. макс}$) при наибольшей рабочей температуре. Положение точки покоя зависит от величины напряжения смещения в цепи управляющего электрода. Рассмотрим различные способы обеспечения заданного положения точки покоя.

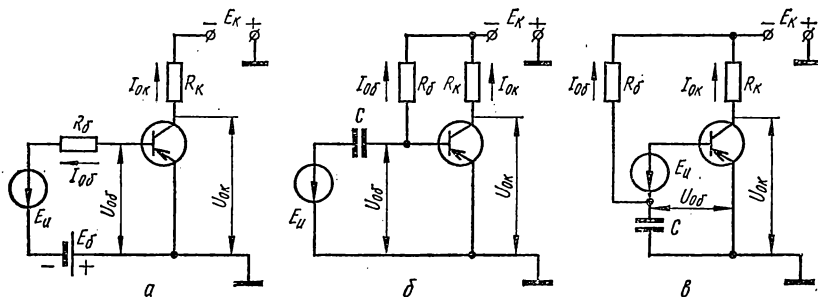


Рис. 8.1. Схемы усилителя с установкой точки покоя фиксированным током базы:

а — с помощью двух источников; *б, в* — параллельная и последовательная подача смещения с помощью одного источника.

Как показано на рис. 7.7, заданная величина напряжения смещения обеспечивается с помощью источника смещения. На рис. 8.1, *а* эта же схема изображена для режима постоянного тока. В этой и других схемах при анализе цепей смещения будем считать источник входного сигнала условно закороченным.

Для данной схемы связь между током и напряжением во входной цепи в режиме покоя выражается формулой

$$E_б = U_{об} + I_{об}R_б,$$

откуда необходимая величина сопротивления, обеспечивающего заданные параметры смещения $I_{об}$ и $U_{об}$,

$$R_б = (E_б - U_{об})/I_{об}.$$

На практике обычно используют один источник постоянного напряжения $E_к$ (источник питания выходной цепи), который, помимо своей основной функции, задает смещение во входную цепь транзистора.

В схеме на рис. 8.1, б смещение на базу транзистора подается от источника E_k через сопротивление R_6 , которое значительно больше сопротивления участка база—эмиттер. С учетом $E_k \gg U_{06}$

$$R_6 = (E_k - U_{06})/I_{06} \approx E_k/I_{06}. \quad (8-1)$$

Схема на рис. 8.1, в отличается от предыдущей лишь тем, что смещение в ней подается последовательно с напряжением источника входного сигнала.

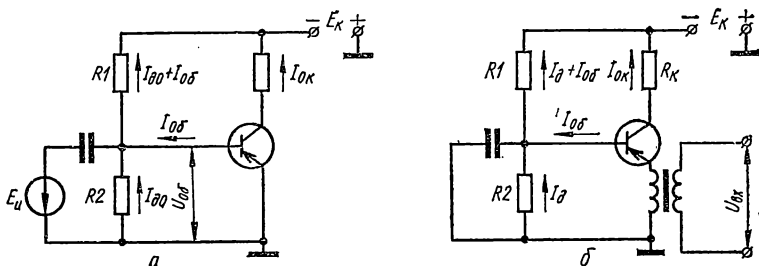


Рис. 8.2. Схемы усилителя с установкой точки покоя фиксированным напряжением базы:

а — в схеме ОЭ; б — в схеме ОБ.

Так как значение базового тока (8-1) практически не зависит от параметров транзистора и при их изменении остается постоянным, схема называется схемой с фиксированным базовым током. Такую схему нельзя использовать в условиях изменения температуры внешней среды более чем на $10\text{--}20^\circ\text{C}$, а также в серийном производстве, при котором возможно применение транзисторов со значительными отклонениями статических параметров.

Более эффективна схема с фиксированным напряжением база—эмиттер (рис. 8.2, а), в которой напряжение смещения подается на базу от общего источника E_k через делитель на резисторах R_1 и R_2 . Сопротивления делителя определяются из соотношений

$$R_1 = (E_k - U_{06})/(I_{D0} + I_{06}) \text{ и } R_2 = U_{06}/I_{D0},$$

где $I_{D0} = (2...5) I_{06}$ — ток делителя.

Схема с фиксированным напряжением базы поддерживает постоянство положения тока покоя в диапазоне температур $20\text{--}30^\circ\text{C}$, а также малокритична при смене транзисторов, особенно при низкоомном делителе, так как относительно большие изменения базового тока вызывают сравнительно небольшие изменения напряжения на базе. Однако такой способ подачи смещения менее экономичен,

поскольку у делителей расходуется дополнительная энергия и тем больше, чем более низкоомный делитель.

Процесс стабилизации положения точки покоя более эффективен, если выбрать одно из сопротивлений делителя температурно-зависимым. Так, например, если вместо резистора R_2 использовать терморезистор или полупроводниковый диод в обратном включении, то повышение или понижение температуры вызывает соответственно уменьшение или увеличение сопротивления терморезистора, в результате чего автоматически изменяется напряжение смещения в нужном направлении.

Для усилительного каскада по схеме включения ОБ (как и по схеме ОК) точка покоя устанавливается фиксированным напряжением базы (и фиксированным током базы) аналогично (рис. 8.2, б). Только при составлении уравнений для определения сопротивлений R_1 и R_2 необходимо соблюдать функциональную зависимость указанных сопротивлений от тока покоя эмиттерной цепи $I_{0э}$, являющегося входным, и связанного с $I_{0б}$ соотношением $I_{0э} = I_{0б} / (1 - \alpha)$, где α — коэффициент передачи тока схемы ОБ.

2. ТЕМПЕРАТУРНАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ

Правильный выбор положения точки покоя транзисторного каскада усиления, соответствующего определенному классу усиления (А, В, С) или различным точкам динамических характеристики

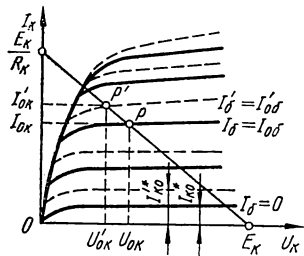


Рис. 8.3. Сдвиг рабочей точки в усилительном каскаде при воздействии температуры

охваченных пределами одного и того же класса (в зависимости от требований КПД, величины усиления, температурной стабильности и др.) является весьма важным моментом при проектировании усилителей. Однако не менее важной является температурная стабилизация положения рабочей точки, поскольку характеристики и параметры транзистора сильно зависят от температуры.

Основной причиной изменения параметров точки покоя p (рис. 8.3) при изменении температуры (а также и при замене транзистора) являются изменение статического коэффициента α (или β

для схемы ОЭ) и в особенности изменение начального тока коллектора I_{K0} и (I_{K0}^* для схемы ОЭ), который с повышением температуры увеличивается по экспонентному закону. Как следует из рисунка, увеличение начального тока коллектора I_{K0}^* до значения I_{K0}^{**} при-

водит в соответствии с выражением (2-7) к сдвигу вверх всех статических характеристик. При этом рабочая точка p перемещается по нагрузочной линии в точку p' и характеризуется новыми параметрами.

Для получения достаточной стабильности положения точки покоя используют схемы стабилизации точки покоя или, как их называют, схемы стабилизации тока покоя выходной цепи. На рис. 8.4, a показана схема с коллекторной температурной стабилизацией при включении транзистора по схеме ОЭ.

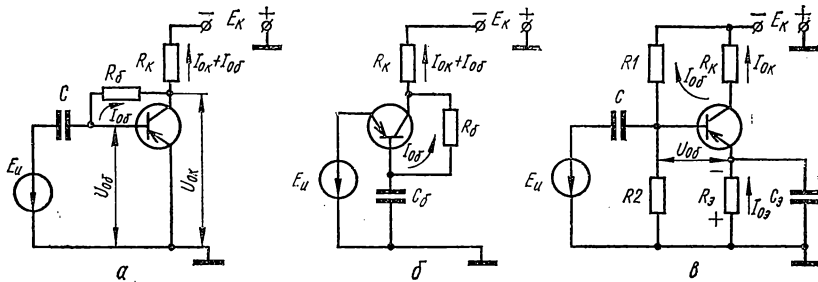


Рис. 8.4. Температурная стабилизация точки покоя:

a — коллекторная в схеме ОЭ; $б$ — коллекторная в схеме ОБ; $в$ — эмиттерная в схеме ОЭ.

Положение точки покоя при заданной линии нагрузки обеспечивается фиксированным током базы $I_{0б}$, протекающим через сопротивление $R_б$, которое с учетом того, что $U_{0к} \gg U_{0б}$, можно найти по формуле

$$R_б = \frac{E_к - (I_{0к} + I_{0б}) R_к - U_{0б}}{I_{0б}} = \frac{U_{0к} - U_{0б}}{I_{0б}} \approx \frac{U_{0к}}{I_{0б}}. \quad (8-2)$$

Стабилизация положения рабочей точки осуществляется следующим образом. При увеличении $I_{к0}^*$ увеличивается ток покоя $I_{0к}$, а следовательно, увеличивается падение напряжения за счет этого тока на сопротивлении $R_к$. При этом уменьшается напряжение на коллекторе $U_{0к}$ и в соответствии с выражением (8-2) базовый ток $I_{0б}$, так как сопротивление $R_б$ постоянно. Уменьшение базового тока не дает возможности увеличению тока покоя $I_{0к}$, поэтому сдвиг рабочей точки pp' небольшой. Уменьшение начального тока коллектора $I_{к0}^*$, вызванное снижением температуры, вызывает обратный процесс автоматического регулирования. Данная схема температурной стабилизации эффективна лишь при больших падениях

напряжения на коллекторной нагрузке, а значит, при больших значениях R_k .

На рис. 8.4, б показана схема с коллекторной температурной стабилизацией при включении транзистора по схеме ОБ. Коллекторная температурная стабилизация обеспечивает удовлетворительную работу усилителя при изменении температуры не более чем на 20—30° С.

Хорошую работоспособность усилительного каскада при изменении температуры на 70—100° С обеспечивает схема с эмиттерной температурной стабилизацией (рис. 8.4, в). Работа схемы протекает следующим образом. При повышении температуры увеличивается начальный ток коллектора $I_{к0}^*$, токи $I_{ок}$, $I_{оэ} = I_{ок}/\alpha$ и падение напряжения на сопротивлении $R_э$, указанной на рисунке полярности. Это приводит к увеличению потенциала базы. Ток базы $I_{об}$ уменьшается, а следовательно, уменьшается ток $I_{ок}$. Таким образом, при увеличении выходного тока уменьшается ток входной цепи. Чтобы избежать такой связи для переменной составляющей тока (в режиме работы усилителя по переменному току), резистор $R_э$ шунтируют конденсатором $C_э$, емкостное сопротивление которого переменному току мало. При этом исключается отрицательная обратная связь по переменному току последовательного типа. Назначение делителя $R1$, $R2$ описано выше.

Количественно нестабильность коллекторного тока от действия температуры определяется коэффициентом температурной нестабильности

$$S = \Delta I_{ок}/\Delta I_{к0}, \quad (8-3)$$

который показывает во сколько раз изменение коллекторного тока превышает изменение неуправляемого начального тока коллектора $I_{к0}$ в схеме ОБ. Коэффициент температурной нестабильности для схемы рис. 8.4, в определяется формулой

$$S = (R_э + R)/(R_э + R/(1 + \beta)) \quad (8-4)$$

($R = R_1 \parallel R_2$), из которой видно, что высокую стабильность схемы можно достигнуть при достаточно большом сопротивлении $R_э$, а также малом сопротивлении R .

Для нестабилизированного каскада усиления по схеме ОЭ значение S можно определить, если положить $R_э = 0$. Тогда $S = \beta + 1$ велико. В идеальном случае, как видно из выражения (8-3), $S = 1$. Практически приемлемое значение $S = 2...7$.

3. ОСНОВЫ РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА В РЕЖИМЕ МАЛОГО СИГНАЛА

Для расчета основных параметров усилительного каскада можно применить графический либо аналитический метод. Поскольку оба метода взаимодополняют друг друга, то пользуются комплексным графоаналитическим методом.

Для графического расчета необходимо иметь входную и выходную статические характеристики транзистора. Построив динамические входную и выходную характеристики и определив в соответствии с заданными требованиями положение рабочей точки (см. гл. 7), находят амплитудные значения напряжений и токов на входе и выходе усилителя. По результатам графических построений определяют основные параметры усилительного каскада:

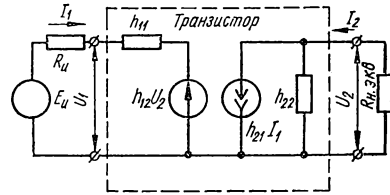


Рис. 8.5. Эквивалентная схема усилительного каскада с h -параметрами.

входное сопротивление

$$R_{вх} = U_{вх}/I_{вх} = U_{вх} m/I_{вх} m; \quad (8-5)$$

коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = U_{вых}/U_{вх} = U_{вых} m/U_{вх} m; \quad (8-6)$$

коэффициент усиления по току

$$K_I = I_{вых}/I_{вх} = I_{вых} m/I_{вх} m; \quad (8-7)$$

коэффициент усиления по мощности

$$K_P = P_{вых}/P_{вх} = U_{вых} I_{вых}/(U_{вх} I_{вх}) = K_U K_I. \quad (8-8)$$

Для определения динамических параметров аналитическим методом изобразим усилительный каскад эквивалентной схемой с h -параметрами (рис. 8.5). Сопротивление $R_{н. экв}$ — результирующая нагрузка транзистора переменному току, определяемое при наличии внешней нагрузки выражением (7-3). Для входной и выходной цепи схемы с учетом того, что

$$U_2 = -I_2 R_{н. экв}, \quad (8-9)$$

можно записать уравнения

$$U_1 = h_{11} I_1 + h_{12} U_2; \quad (8-10)$$

$$0 = h_{21} I_1 + (h_{22} + 1/R_{н. экв}) U_2. \quad (8-11)$$

Определив из уравнения (8-11) U_2 и подставив его в (8-10), получим входное сопротивление каскада

$$R_{\text{вх}} = U_1/I_1 = (h_{11} + hR_{\text{н. экв}})/(1 + h_{22}R_{\text{н. экв}}), \quad (8-12)$$

где

$$h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}.$$

Решая совместно уравнения (8-9) и (8-11), получаем коэффициент усиления по току

$$K_I = I_2/I_1 = h_{21}/(1 + h_{22}R_{\text{н. экв}}). \quad (8-13)$$

Подставляя найденное из уравнения (8-11) значение тока I_1 в (8-10), определим коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = U_2/U_1 = -[h_{21}R_{\text{н. экв}}/(h_{11} + hR_{\text{н. экв}})]. \quad (8-14)$$

Усиление напряжения по отношению к ЭДС генератора сигнала

$$K_{UГ} = U_2/E_{\text{и}} = U_2R_{\text{вх}}/[U_1(R_{\text{н}} + R_{\text{вх}})] = K_UR_{\text{вх}}/(R_{\text{н}} + R_{\text{вх}}). \quad (8-15)$$

Выходное сопротивление определяется при условии $E_{\text{и}} = 0$. В этом случае уравнения (8-10) и (8-11) имеют вид

$$0 = (h_{11} + R_{\text{н}})I_1 + h_{12}U_2; \quad (8-16)$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2. \quad (8-17)$$

Решая эти уравнения, получаем

$$R_{\text{вых}} = U_2/I_2 = (h_{11} + R_{\text{н}})/(h + h_{22}R_{\text{н}}). \quad (8-18)$$

Поскольку для входной и выходной мощности усилительного каскада можно записать

$$P_{\text{вх}} = U_1^2/R_{\text{вх}} = I_1^2R_{\text{вх}}; \quad P_{\text{вых}} = U_2^2/R_{\text{н}} = I_2^2R_{\text{н}},$$

то коэффициент усиления по мощности

$$K_P = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}} = K_U K_I = K_U^2 R_{\text{вх}}/R_{\text{н}} = K_I^2 R_{\text{н}}/R_{\text{вх}}. \quad (8-19)$$

Как следует из выражения (8-12) и (8-18), входное сопротивление зависит от сопротивления нагрузки, а выходное — от сопротивления источника сигнала. Это необходимо учитывать при сопряжении усилительных каскадов с элементами электрической цепи.

Если усилительный каскад работает на низкоомную нагрузку, что часто встречается в практике, т. е. $h_{22}R_{\text{н}} \ll 1$, а вспомогательный параметр h значительно меньше единицы ($h \ll 1$), то основные формулы (8-12)—(8-14), (8-18) упрощаются:

$$K_I = h_{21}; \quad (8-20)$$

$$K_U = -h_{21}R_{\text{н}}/h_{11}. \quad (8-21)$$

Для схемы включения ОЭ и ОБ при $R_n \gg h_{11}$

$$R_{\text{вх}} \approx h_{11}; \quad (8-22)$$

$$R_{\text{вых}} \approx 1/h_{22}. \quad (8-23)$$

Полученные соотношения для динамических параметров транзисторного каскада усиления справедливы в диапазоне частот, для которого можно считать все элементы схемы активными (сотни герц — единицы килогерц). С переходом к более высоким частотам сказывается влияние инерционности процессов перемещения носителей, а также емкостей p - n -переходов, и приведенные соотношения требуют уточнения.

Подставляя значения высокочастотных h -параметров транзистора в формулы (8-12)—(8-14), (8-18) и (8-19), можно получить параметры усилительного каскада в любом частотном диапазоне. При рассмотрении частотных свойств транзистора необходимо обратить внимание на следующее обстоятельство. Предельные частоты f_α и f_β по сути определяют частотный диапазон, в котором возможно использование полученных соотношений. Однако усиление мощности характеризуется постоянной времени выходной цепи усилительного каскада. Постоянные времени схем включения транзистора ОБ и ОЭ одинаковы:

$$C_{\text{кб}}\tau_{\text{к}} = C_{\text{кэ}}\tau_{\text{к}}/(1 + \beta),$$

что указывает на одинаковые частотные свойства схем ОЭ и ОБ с точки зрения усиления мощности. Поэтому в справочной литературе часто приводится значение граничной частоты коллекторной цепи $f_{\text{к}} = 1/2\pi\tau_{\text{к}}$, где $\tau_{\text{к}} = C_{\text{к}}\tau_{\text{к}}$ — постоянная времени коллекторной цепи.

4. АНАЛИТИЧЕСКИЙ И ГРАФИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ РЕЗИСТИВНЫХ КАСКАДОВ УСИЛЕНИЯ ОЭ, ОБ, ОК

Наиболее распространенная схема усилительного каскада с ОЭ с использованием транзистора типа p - n - p показана на рис. 8.6, а. При выполнении схемы на транзисторе типа n - p - n изменяют полярность источника питания $E_{\text{к}}$. Соответственно изменяется направление токов, протекающих через электронно-дырочные переходы.

Усилительный каскад содержит: транзистор с сопротивлением коллекторной нагрузки; цепь напряжения смещения (делитель на сопротивлениях R_1 , R_2); цепь температурной стабилизации положения точки покоя (сопротивление R_3 , шунтированное емкостью C_3) и две переходные цепи $C_p 2R_n$ и $C_p IR_{\text{вх.п}}$. При этом

$$R_{\text{вх.п}} = R R_{\text{вх}}/(R + R_{\text{вх}}), \quad (8-24)$$

где R — параллельное соединение сопротивлений делителя R_1 , R_2 переменному току; $R_{вх}$ — собственное входное сопротивление усилительного каскада (8-12).

Напряжение источника питания E_K выбирается от нескольких единиц до нескольких десятков вольт. Источник усилительного сигнала с ЭДС E_u подключается ко входу усилителя через разделительный конденсатор C_{p1} .

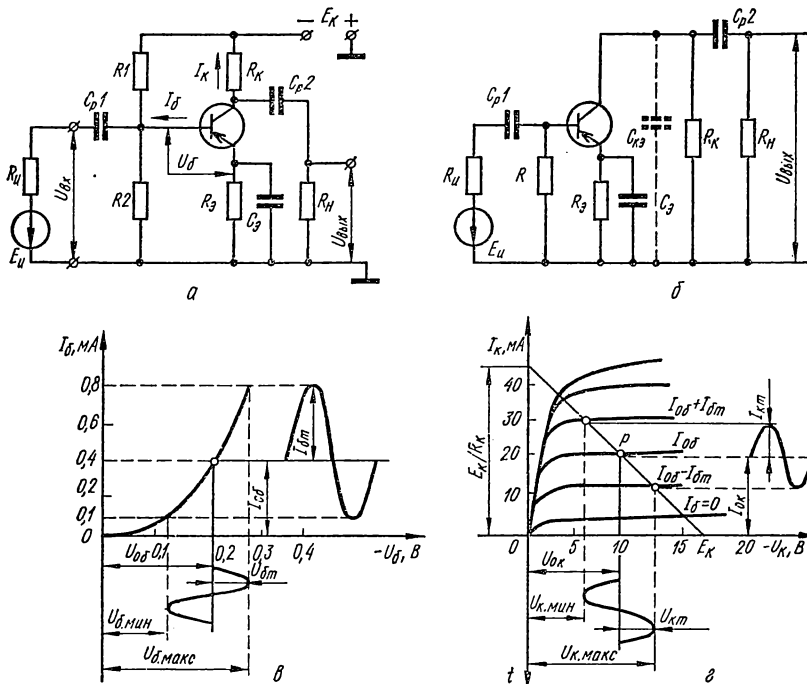


Рис. 8.6. Усилительный каскад с ОЭ:

a — принципиальная схема; b — эквивалентная схема; c , d — графики, отражающие процесс усиления во входной и выходной цепях.

тальный конденсатор C_{p1} для предотвращения протекания постоянной составляющей тока через источник под действием постоянного базового смещения $U_{0б}$. Сопротивление внешней нагрузки R_n подключается к выходу усилителя через разделительный конденсатор C_{p2} . В этом случае через нагрузку (чаще всего входное сопротивление последующего каскада) не протекает постоянная составляющая тока за счет действия постоянного напряжения на коллекторе транзистора $U_{0к}$.

Рассматривая работу усилительного каскада в области средних частот, считают несущественными сопротивления разделительных

конденсаторов C_{p1} и C_{p2} . В этом случае сопротивление нагрузки коллекторной цепи по переменному току

$$R_{к.н} = R_k R_n / R_k + R_n, \quad (8-25)$$

а $U_{вх} = U_б$.

Графически процесс усиления синусоидального сигнала с использованием динамических характеристик показан на рис. 8.6, в, г.

Напряжение входного сигнала с амплитудой $U_{вхm} = U_{бm}$ синфазно изменяет величину тока базы (рис. 8.6, в). Эти изменения базового тока вызывают (рис. 8.6, г) пропорциональные изменения тока и напряжения в коллекторной цепи. Отрицательная полуволна входного напряжения вызывает возрастание токов базы и коллектора. При этом за счет последнего увеличивается падение напряжения на $R_{к.н}$ и потенциал коллектора уменьшается по абсолютной величине. Следовательно, наряду с усилением в этой схеме происходит поворот фазы синусоидального напряжения на 180° , т. е. входное и выходное напряжение противофазны. По результатам графических построений и по формулам (8-5)—(8-8) определяют основные параметры усилителя.

Для определения основных динамических параметров усилительного каскада аналитическим методом применяют эквивалентную схему для малосигнальных параметров (рис. 8.5) и соответствующие ей формулы (8-12)—(8-14), (8-18), (8-19), равно как и (8-20)—(8-23) с использованием h -параметров для схемы включения ОЭ. Однако в этих формулах необходимы уточнения с учетом шунтирующего действия делителя ($R_1 \parallel R_2$) во входной цепи и сопротивления R_k в выходной. Так как $I_n = I_2 R_k / (R_k + R_n)$; $I_1 = I_{вх} R / (R + R_{вх})$ и $I_2 = K_I I_1$, полное значение коэффициента усиления по току

$$K_{Iп} = I_n / I_{вх} = K_I R_k R / [(R_k + R_n)(R + R_{вх})]. \quad (8-26)$$

Если выполняется условие $R \gg R_{вх}$, то формулу (8-26) можно переписать в виде

$$K_{Iп} = K_I R_k / (R_k + R_n) = h_{21э} R_k / (R_k + R_n). \quad (8-27)$$

Согласно выражению (8-24) с учетом (8-12) входное сопротивление

$$R_{вх.п} = U_1 / I_1 = R \parallel R_{вх} \approx R \parallel h_{11}. \quad (8-28)$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_{Uп} = \frac{U_2}{U_{вх}} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_n R_n}{I_{вх} R_{вх.п}} = K_{Iп} \frac{R_n}{R_{вх.п}} \approx -h_{21э} \frac{R_k R_n}{(R_k + R_n) h_{11э}}. \quad (8-29)$$

Выходное сопротивление усилительного каскада

$$R_{вых.п} = U_2 / I_n = R_k \parallel R_{вых} \approx R_k \parallel 1 / h_{22э}. \quad (8-30)$$

Если для выбранного транзистора известны параметры Т-образной эквивалентной схемы замещения, то соотношения (8-27)—(8-30) с учетом формул связи h -параметров с внутренними параметрами транзистора принимают вид:

$$R_{\text{вх. п}} = \frac{[r_6 + r_3(1 + \beta)] R}{r_6 + r_3(1 + \beta) + R}; \quad (8-31)$$

$$K_{Iп} = \beta R_K / (R_K + R_H); \quad (8-32)$$

$$K_{Uп} = -\beta \frac{R_K R_H}{(R_K + R_H)[r_6 + r_3(1 + \beta)]}; \quad (8-33)$$

$$R_{\text{вых. п}} = r_K R_K / (r_K + R_K).$$

При отсутствии в схеме емкости C_3 , устраняющей действие отрицательной связи по току, последовательно с дифференциальным сопротивлением эмиттерного p - n -перехода r_3 Т-образной эквивалентной схемы (см. рис. 2.10, б) должно быть подключено внешнее сопротивление R_3 . Тогда входное сопротивление усилительного каскада по схеме ОЭ увеличивается и выражается формулой

$$R_{\text{вх}} = r_6 + (r_3 + R_3)(1 + \beta). \quad (8-34)$$

Введение отрицательной обратной связи уменьшает также коэффициент усиления по напряжению. Соотношения (8-31) и (8-33) в этом случае запишем в виде:

$$R_{\text{вх. п}} = \frac{[r + (r_3 + R_3)(1 + \beta)] R}{r_6 + (r_3 + R_3)(1 + \beta) + R}; \quad (8-35)$$

$$K_{Uп} = -\beta \frac{R_K R_H}{(R_K + R_H)[r_6 + (r_3 + R_3)(1 + \beta)]}. \quad (8-36)$$

Эквивалентная схема усилителя переменному току, справедливая для всего диапазона частот усиливаемого сигнала, включая низшие и высшие частоты, показана на рис. 8.6, б. Параллельное соединение сопротивлений переменному току одного и того же целевого назначения объединено, т. е. $R = R_1 \parallel R_2$.

Выше приведен анализ усилителя в области средних частот без учета емкостей разделительных конденсаторов C_{p1} и C_{p2} , емкости C_3 , а также емкостей p - n -переходов, которые практически не влияют на величину динамических параметров в этом частотном диапазоне. Коэффициент усиления по напряжению (так же и по току) в области средних частот сохраняется постоянным, практически не зависящим от частоты, как это видно из частотной характеристики усилителя (рис. 8.7).

В области низших частот оказывается влияние разделительных конденсаторов C_{p1} и C_{p2} , а также конденсатора в цепи эмиттера $C_э$, падение напряжения на которых снижает величину коэффициента усиления. Для переменной составляющей тока C_{p1} и C_{p2} играют роль последовательных элементов делителя с частотно-зависимым сопротивлением. Увеличение сопротивления $C_э$ с понижением частоты приводит к росту глубины последовательной отрицательной обратной связи по току, снижающей усиление, но и увеличивающей входное сопротивление. Если учитывать влияние только конденсатора C_{p2} , то модуль коэффициента усиления по напряжению на низких частотах

$$K_{UH} = K_{U0} / \sqrt{1 + (1/\omega_n \tau_{p2})^2}, \quad (8-37)$$

где $\tau_{p2} = C_{p2} (R_{вых} \parallel R_k + R_n)$ — постоянная времени цепи связи; $R_{вых}$ — выходное сопротивление транзистора.

Коэффициент частотных искажений

$$M_{H2} = K_{U0} / K_{UH} = \sqrt{1 + (1/\omega_n \tau_{p2})^2}. \quad (8-38)$$

С увеличением емкости конденсатора C_{p2} при заданном коэффициенте M_{H2} расширяется полоса пропускания усилителя в сторону низших частот (рис. 8.7, кривая 2). При заданном M_{H2} величину емкости определяют из соотношения

$$C_{p2} \geq 1 / [\omega_n (R_{вых1} \parallel R_k + R_n) \sqrt{M_{H2}^2 - 1}]. \quad (8-39)$$

Аналогично действие и входного разделительного конденсатора C_{p1} при условии, что $\tau_{p1} = C_{p1} (R_n + R \parallel R_{вх1})$, где $R_{вх1}$ — входное сопротивление транзистора. Емкость переходного конденсатора входной цепи при заданном M_{H1} определяют из соотношения

$$C_{p1} \geq 1 / [\omega_n (R_n + R \parallel R_{вх1}) \sqrt{M_{H1}^2 - 1}]. \quad (8-40)$$

Коэффициент частотных искажений за счет действия емкости $C_э$

$$M_{H.э} = \sqrt{1 + [1/(\omega_n \tau_{C_э})]^2}, \quad (8-41)$$

где

$$\tau_{C_э} = C_э [r_э + r_б / (1 + \beta)] \approx C_э r_э. \quad (8-42)$$

Если задан допустимый коэффициент частотных искажений $M_{H.э}$, то величину емкости определяют из выражения

$$C_э \geq 1 / (\omega_n r_э \sqrt{M_{H.э}^2 - 1}). \quad (8-43)$$

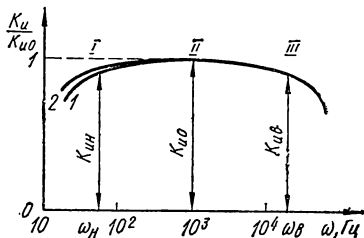


Рис. 8.7. Частотная характеристика усилителя с RC-связью.

Результирующий коэффициент частотных искажений на низших частотах с учетом действия емкостей C_p1 , C_p2 и C_α

$$M_H = M_{H1}M_{H2}M_{H. \alpha} \quad (8-44)$$

Таким образом, снижение частотных искажений в области низших частот достигается увеличением постоянных времени входной, переходной и эмиттерной цепей τ_{p1} , τ_{p2} , $\tau_{C\alpha}$. Поскольку величины сопротивлений или их параллельных соединений, входящих в выражения для постоянных времени, обычно невелики, то емкости конденсаторов, полученные согласно выражений (8-39), (8-40), (8-43) для заданных значений M_{H1} , M_{H2} , $M_{H. \alpha}$, достигают десятков и даже сотен микрофард.

За пределами области средних частот с их ростом снижение усиления обусловлено уменьшением модуля коэффициента усиления по току β , проявляющего теперь комплексный характер (см. гл. 2), а также увеличением шунтирующего влияния емкости $C_{кэ}$, которая включена параллельно нагрузке. На частоте ω_B за счет изменения β коэффициент частотных искажений

$$M_{B\beta} = \beta_0 / |\dot{\beta}| = \sqrt{1 + (\omega_B/\omega_\beta)^2} = \sqrt{1 + (\omega_B\tau_\beta)^2}, \quad (8-45)$$

где $\tau_\beta = \frac{\tau_\alpha}{1-a}$ практически совпадает со средним временем жизни неосновных носителей в базе.

Коэффициент частотных искажений на той же частоте, вносимый емкостью $C_{кэ}$,

$$M_{BC} = \sqrt{1 + (\omega_B\tau_{BC})^2}, \quad (8-46)$$

где τ_{BC} — постоянная времени высших частот (постоянная времени цепи разряда конденсатора $C_{кэ}$), определяемая выражением

$$\tau_{BC} = C_{кэ} (R_{вых1} \parallel R_k \parallel R_H) = C_{кэ} R_{к. н}. \quad (8-47)$$

Результирующее значение коэффициента частотных искажений на верхней частоте

$$M_B = M_{B\beta}M_{BC}. \quad (8-48)$$

Таким образом, область высших частот в усилительных каскадах по схеме ОЭ, использующих низкочастотные транзисторы, начинается при частоте, примерно, равной $(0,1-0,2) f_\beta = (0,1-0,2) \times \omega_\beta/2\pi$. Суммарные частотные искажения на частоте ω_β определяются постоянными времени τ_β и τ_{BC} , однако, какая из них будет преобладать, зависит от частотных свойств применяемого транзистора и $R_{к. н}$ (8-47).

Принципиальная схема усилительного каскада по схеме ОК, выполненная на транзисторе типа $p-n-p$, показана на рис. 8.8. Назначение элементов делителя R_1, R_2 , а также разделительных конденсаторов C_{p1} и C_{p2} аналогично назначению этих элементов в схеме рис. 8.6, а.

Рассматривая работу схемы в области средних частот, будем считать сопротивления разделительных конденсаторов несущественными. Поэтому сопротивление нагрузки переменному току

$$R_{э. н} = R_э R_H / (R_э + R_H), \quad (8-49)$$

где $R_э$ — сопротивление эмиттерной нагрузки постоянному току, обуславливающее динамический режим работы усилительного каскада; R_H — сопротивление внешней нагрузки.

Выходное напряжение $U_{вых}$, снимаемое с $R_{э. н}$, находится в фазе с входным напряжением $U_{вх}$, так как приращение, например, положительного потенциала базы ($p-n$ -переход эмиттер — база смещается в этом случае в обратном направлении) приводит к уменьшению базового, а следовательно, и эмиттерного токов. Это вызывает приращение положительного потенциала эмиттера. Кроме того, $U_{вых}$ меньше $U_{вх}$ на величину $U_б$, поскольку входное напряжение распределяется между участком эмиттер — база и сопротивлением $R_{э. н}$. Так как сопротивление участка эмиттер — база значительно меньше $R_{э. н}$, $U_{вых} \gg U_б$ и $U_{вх} \approx U_{вых}$, то коэффициент усиления напряжения меньше единицы (см. пример 1). Таким образом, усилительный каскад лишь повторяет входное напряжение и отсюда название «эмиттерный повторитель». Однако такой каскад дает усиление тока.

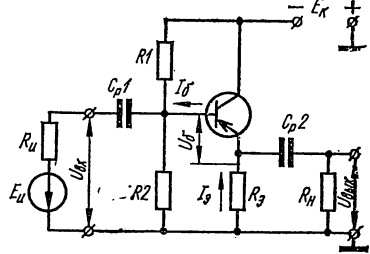


Рис. 8.8. Схема усилительного каскада с ОК.

Сравнивая схему рис. 8.8 с каскадом усиления рис. 8.6, а, можно сделать вывод, что эмиттерный повторитель следует рассматривать как каскад по схеме ОЭ с $R_к = 0$ и сопротивлением в цепи эмиттера, не зашунтированным конденсатором $C_э$, т. е. в этом случае все напряжение выходного сигнала последовательно вводится во входную цепь, вычитаясь из напряжения входного сигнала, поскольку $U_{вх}$ и $U_{вых}$ синфазны. Следовательно, в схеме существует 100%-ная последовательная отрицательная обратная связь по напряжению, увеличивающая входное и уменьшающая выходное сопротивление усилителя, снижая величину усиления (гл. 7). Поэтому обычно эмиттерным повторителем интересуются не с точки

зрения усиления мощности (оно меньше, чем у других схем включения), а как элементом согласования высокоомных и низкоомных звеньев цепи.

Заменяя в уравнении (8-35) $R_э$ на $R_{э.н}$, получаем полное входное сопротивление эмиттерного повторителя

$$R_{вх.п} = \frac{[r_6 + (r_э + R_{э.н})(1 + \beta)]R}{r_6 + (r_э + R_{э.н})(1 + \beta) + R}, \quad (8-50)$$

где R — параллельное соединение сопротивлений делителя $R1, R2$.

Собственно входное сопротивление эмиттерного повторителя без учета делителя $R1, R2$ и сопротивления нагрузки R_n находят из выражения (8-34), которое тем больше, чем больше усиление по току транзистора β и сопротивление в цепи эмиттера $R_э$.

Анализируя формулу (8-50), можно сделать вывод, что в реальных схемах высокое входное сопротивление может быть получено при больших сопротивлениях нагрузки переменному току и высокоомном делителе $R1, R2$. Поскольку R_n задается и обычно $R_э \gg \gg R_n$, то для увеличения $R_{вх.п}$ часто отказываются от делителя напряжения в цепи базы, осуществляя смещение фиксированным током базы (см. рис. 8.1, б). В этом случае R в формуле (8-50) заменяется на R_6 , которое вследствие малости тока I_{06} велико.

Выходное сопротивление эмиттерного повторителя невелико и зависит от сопротивления источника входного сигнала

$$R_{вых} = r_э + (R_n + r_6)/(1 + \beta). \quad (8-51)$$

Полное значение выходного сопротивления с учетом параллельного включенного сопротивления $R_э$

$$R_{вых.п} = \frac{[r_э + (R_n + r_6)/(1 + \beta)]R_э}{r_э + (R_n + r_6)/(1 + \beta) + R_э}. \quad (8-52)$$

Этой формулой следует пользоваться при значениях $R_э$ порядка единиц килоом и ниже.

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_{Uп} = \frac{(1 + \beta)R_{э.н}}{(1 + \beta)(r_э + R_{э.н})} < 1. \quad (8-53)$$

Коэффициент усиления по току

$$K_{Iп} = I_э/I_6 = 1 + \beta r_к/(r_к + R_{э.н}). \quad (8-54)$$

При $r_к \gg R_{э.н}$ $K_{Iп} = 1 + \beta$.

Если для выбранного транзистора известны его h -параметры, то эмиттерный повторитель рассчитывают по общим формулам (8-12)—(8-14), (8-18).

Для проведения графоаналитического расчета эмиттерного повторителя необходимы семейства входных $I_6 = f(U_6)_{U_K = \text{const}}$ и выходных эмиттерно-коллекторных $I_9 = \varphi(U_K)_{I_6 = \text{const}}$ статических характеристик транзистора, на которых строят нагрузочные линии. Обычно используют входную статическую характеристику, а выходную нагрузочную линию строят на семействе коллекторных статических характеристик $I_K = \psi(U_K)_{I_6 = \text{const}}$, поскольку $I_9 \approx \approx I_K \gg I_6$.

Выходная нагрузочная линия строится точно так же, как и для усилительного каскада по схеме ОЭ, с той лишь разницей, что вместо R_K используется R_9 . Графики мгновенных значений токов и напряжений, действующих в усилителе во входной и выходной цепях, изображены на рис. 8.6, в, г с учетом того, что R_K необходимо заменить R_9 .

Амплитуда базового напряжения $U_{6m} = U_{вхm} - U_{выхm}$ находится из соотношения

$$U_{6m} = U_{вхm} / (1 + K_9), \quad (8-55)$$

где K_9 — коэффициент усиления

каскада по схеме ОЭ с нагрузкой в коллекторной цепи $R_K = R_9$.

Воспользовавшись результатом графических построений, по формулам (8-5) — (8-8) определяют основные параметры эмиттерного повторителя. Поскольку обычно выполняется условие $R_{вх} \gg R_{и1}$, $U_{вхm} \approx E_{и1m}$, где $E_{и1m}$ — амплитудное значение ЭДС источника входного сигнала.

Каскад транзисторного усилителя по схеме ОБ, реже применяемый в устройствах промышленной электроники, показан на рис. 8.9. Напряжение смещения в цепи эмиттера за счет напряжения E_9 , определяющее величину тока смещения I_{09} , обусловлено соответствующим выбором элементов цепочки, состоящей из резисторов $R1$, $R2$ и конденсатора C_6 . Смещение в цепи эмиттера может быть также осуществлено фиксированным током. При этом $R2$ исключается и необходимо напряжение E_9 может быть получено выбором соответствующего сопротивления $R1$. Однако в таком виде схема менее термостабильна.

В обоих случаях за счет конденсатора C_6 осуществляется «заземление» базы, поэтому емкостное сопротивление указанного конденсатора должно быть незначительным во всем диапазоне частот усиливаемого сигнала. При этом напряжение смещения U_{09} будет

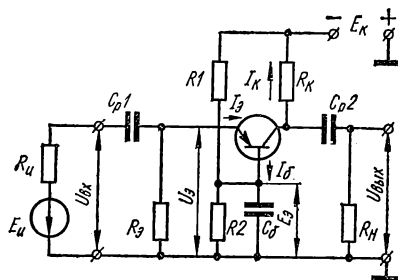


Рис. 8.9. Схема усилительного каскада с ОБ.

практически постоянно, если сопротивление конденсатора C_6 переменному току с частотой ω значительно меньше сопротивления параллельно соединенных резисторов R_1 и R_2 , т. е.

$$1/\omega C_6 \ll R_1 R_2 / (R_1 + R_2).$$

Сопротивление R_3 , включенное параллельно входному сопротивлению усилительного каскада, уменьшает его величину. Поэтому выбирать его малым нежелательно. Назначение основных элементов схемы такое же, как в схемах ОЭ и ОК (рис. 8.6, а и 8.8).

Следует отметить также синфазность напряжений входного и выходного сигналов в схеме ОБ. В этом случае приращение положительного потенциала эмиттера (относительно общей точки) вызывает увеличение эмиттерного, а следовательно, и коллекторного токов, что приводит к увеличению приращения положительного потенциала коллектора.

При известных значениях h -параметров для схемы ОБ динамические параметры усилительного каскада в режиме малого сигнала рассчитываются по формулам (8-12)—(8-14), (8-18) или графоаналитическим методом согласно методике, изложенной выше. При этом динамические характеристики строятся на семействах входных $I_3 = f(U_3)_{U_K = \text{const}}$ и выходных $I_K = \varphi(U_K)_{I_3 = \text{const}}$ статических характеристик. Используя соотношения (8-5)—(8-8) с учетом того, что $I_{вх м} = I_{3 м} (R_3 = \infty)$; $U_{вх м} = U_{3 м} (1/\omega C_{p1} = 0)$; $U_{вых м} = U_{K м}$, $I_{вых м} = I_{K м}$, находят значения основных динамических параметров усилительного каскада.

5. МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С RC-СВЯЗЬЮ

Если одиночный каскад не обеспечивает заданной величины усиления по напряжению, току или мощности, то применяют многокаскадный усилитель, в однотипными или разнотипными каскадами. Например, усилитель должен обеспечить в нагрузке заданную мощность, а источником входного сигнала является датчик с потенциальным входом, тогда предварительный каскад усиления (или несколько каскадов) выполняется по схеме усиления напряжения, а оконечный (возможно также и предоконечный) — по схеме усиления мощности.

Усилители с RC-связью применяются наиболее часто, так как они просты в конструировании и наладке, имеют стабильные характеристики, малые размеры, небольшую массу и надежны в работе. При построении многокаскадного усилителя основным является согласование каскадов без заметной потери величины усиления. В этом отношении схема ОБ, имеющая малое входное и большое выходное сопротивление, менее предпочтительна с точки зрения

усиления напряжения или мощности. Усилительный каскад по схеме ОК, имеющий большое входное и малое выходное сопротивления, обладает в этом смысле лучшими данными, выполняя все же, из-за отсутствия усиления напряжения, вспомогательную роль. Поэтому в качестве отдельных каскадов многокаскадного усилителя с RC -связью чаще используется схема ОЭ, занимающая по входному и выходному сопротивлениям промежуточное положение, но имеющая значительное усиление мощности.

На рис. 8.10 показана типовая схема двухкаскадного усилителя с RC -связью и температурной стабилизацией режима. Усиленное

первым каскадом на транзисторе $T1$ переменное напряжение снимается с резистора $R_{к1}$ и поступает на вход второго каскада на транзисторе $T2$. Переменная составляющая выходного тока первого каскада разделяется на две составляющие, одна из которых $I_{к1}$ протекает через резистор $R_{к1}$, другая является выходным током $I_{вых1}$. В данном случае нагрузкой первого каскада усиления является входное сопротивление второго каскада, которое определяется по формуле (8-28) или (8-31). Внеш-

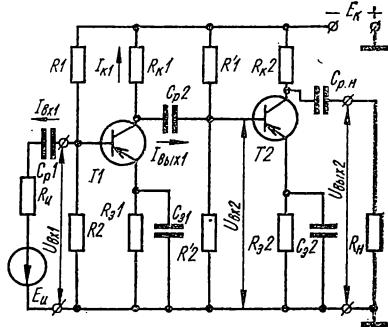


Рис. 8.10. Схема двухкаскадного усилителя с RC -связью.

няя нагрузка подключается к выходу второго каскада усиления.

Назначение разделительных конденсаторов C_{p1} , C_{p2} , $C_{p.н}$, цепей подачи смещения $R1$, $R2$, $R'1$, $R'2$, цепей температурной стабилизации режима $R31$, $R32$, конденсаторов в цепи эмиттера $C31$, $C32$ такое же, как это описано для однокаскадного усилителя по схеме с ОЭ (рис. 8.6, а). Коэффициент усиления многокаскадного усилителя с однотипными каскадами определяется согласно выражению (7-1).

Величину емкостей конденсаторов C_{p1} , C_{p2} , $C_{p.н}$, $C31$, $C32$, определяющих частотную характеристику усилителя в области нижних частот, находят по формулам (8-39), (8-40), (8-43), в которых R_n рассчитывается по формуле (8-28).

6. МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ТРАНСФОРМАТОРНОЙ СВЯЗЬЮ

Если в качестве элемента связи используется согласующий трансформатор, то усилитель называется трансформаторным. Первичная обмотка трансформатора включается в цепь выходного тока

усилителя. В зависимости от нагрузки, подключаемой ко вторичной обмотке трансформатора, различают усилители напряжения и мощности. В первых нагрузкой является входное сопротивление следующего каскада усиления (рис. 8.11, а), во вторых — оконечная нагрузка, потребляющая мощность усиленного сигнала [громкоговоритель, электродвигатель и т. д. (рис. 8.11, б)].

Усилители с трансформаторной связью имеют следующие преимущества:

1) за счет повышающего или понижающего трансформатора увеличивается соответственно общий коэффициент усиления напряжения или тока. Применение понижающих трансформаторов характерно для транзисторных усилителей;

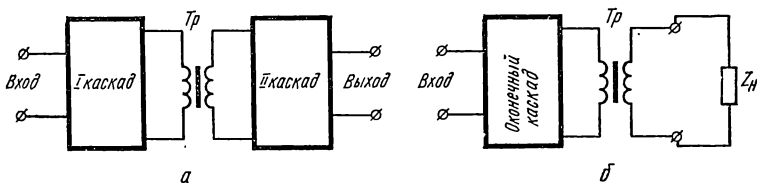


Рис. 8.11. Структурная схема трансформаторного усилителя:
а — напряжения; б — тока.

2) поскольку падение напряжения за счет постоянной составляющей входного тока на малом активном сопротивлении первичной обмотки трансформатора незначительно, к выходным зажимам транзистора подводится почти все напряжение источника питания. Это позволяет использовать более низковольтные источники питания;

3) согласование выходного сопротивления предыдущего каскада с входным сопротивлением последующего каскада или нагрузки позволяет осуществить режим передачи максимальной мощности.

К недостаткам трансформаторных усилителей можно отнести более резкое изменение коэффициента усиления в диапазоне частот, а также большие массу, габаритные размеры и стоимость усилителя в целом.

Трансформаторные усилители делятся на два основных типа: одноконтные напряжения и мощности и двухтактные, выполняющие функцию усиления мощности. Одноконтные усилители работают обычно в режиме класса А, двухтактные — класса А, В и АВ.

Принципиальная схема двухкаскадного трансформаторного усилителя напряжения по схеме ОЭ показана на рис. 8.12, а. Усилитель содержит в первом каскаде элементы R_1, R_2, R_3, C_3 и во втором $R'1, R'2, R'_3, C'_3$, назначения которых было рассмотрено ранее

(см. рис. 8.6, а). Конденсатор C_{p1} выполняет ту же роль, что и в схеме рис. 8.6, а. Благодаря наличию конденсатора C_{p2} во вторичной обмотке трансформатора отсутствует постоянная составляющая тока цепи смещения второго каскада усиления. Кроме того, C_{p2} предохраняет закорачивание базы транзистора $T2$ через вторичную обмотку на общий провод по постоянному току.

Коэффициент трансформации $n = \omega_2/\omega_1$ выбирают из условий согласования сопротивлений каскадов на средних частотах, $R_{\text{вых1}} = R_{\text{вх2}}/n^2$, откуда

$$n = \sqrt{R_{\text{вх2}}/R_{\text{вых1}}}, \quad (8-56)$$

где $R_{\text{вых1}}$ — выходное сопротивление каскада на транзисторе $T1$; $R_{\text{вх2}}$ — входное сопротивление каскада на транзисторе $T2$.

Таким образом, сопротивление нагрузки переменному току на средних частотах в режиме согласования каскадов

$$R'_H = R_{\text{вх2}}/n^2. \quad (8-57)$$

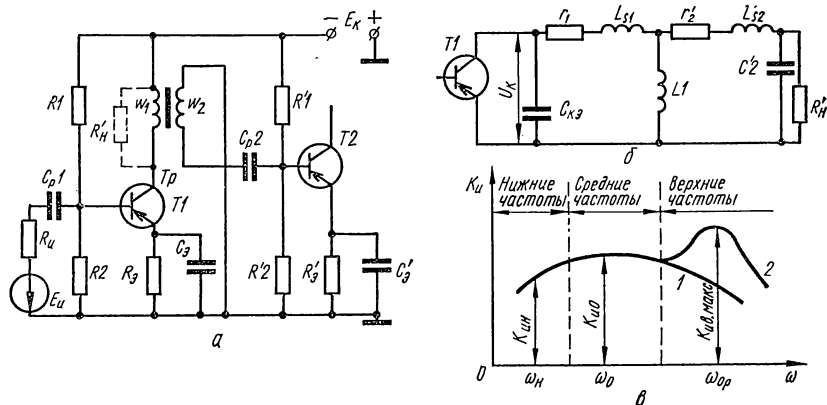


Рис. 8.12. Трансформаторный усилитель напряжения с ОЭ:
 а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема переходной цепи; в — частотная характеристика.

Это сопротивление имеет активный характер (на рис. 8.12, а оно показано штрихами). Однако это справедливо лишь тогда, когда сопротивление параллельно включенной индуктивности первичной обмотки $L1$ на частоте усиливаемого сигнала $\omega L1 \gg R'_H$, что необходимо учитывать при проектировании согласующего трансформатора.

Частотные искажения в трансформаторном усилителе обуславливаются реактивными элементами: конденсаторами C_{p1} , C_{p2} , C_g

и трансформатором Tr . Характер этих искажений рассмотрен выше (как для схемы рис. 8.6, *а*). Поэтому покажем влияние трансформатора на частотную характеристику усилителя.

На рис. 8.12, *б* показана полная эквивалентная схема согласующего трансформатора, включенного в выходную цепь транзистора $T1$ с выходной емкостью $C_{кз}$ и нагруженного активным сопротивлением $R'_н$. В эквивалентной схеме не учтены потери в стали сердечника. Сопротивление r_1 и индуктивность рассеяния L_{s1} первичной обмотки так же, как и равнозначные им по характеру r'_2 и L_{s2} вторичной обмотки, приведенные к первичной цепи трансформатора

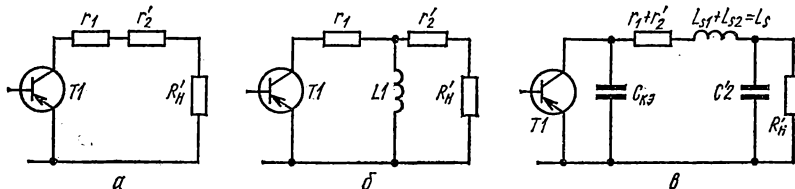


Рис. 8.13. Эквивалентная схема переходной цепи трансформаторного усилителя в области частот:

а — средних; *б* — низших; *в* — верхних.

согласно формулам $r'_2 = r_2/n^2$ и $L'_{s2} = L_{s2}/n^2$, характеризуют активные потери и потоки рассеяния первичной и вторичной обмоток. Приведенная к первичной обмотке емкость $C'_2 = C_2 n^2$ учитывает действие распределенной емкости обмоток и межобмоточных емкостей.

Типичная частотная характеристика трансформатора усилителя показана на рис. 8.12, *в*. В области средних частот малые индуктивности рассеяния практически не влияют на величину коэффициента передачи напряжения, так как их сопротивления, включенные последовательно с $R'_н$, малы. Незначительно также влияние малых емкостей $C_{кз}$ и C_2 и большой индуктивности L_1 , шунтирующих выход усилителя и нагрузку, благодаря большой величине сопротивлений в данном диапазоне частот. Эквивалентная схема цепи межкаскадной связи на средних частотах показана на рис. 8.13, *а*.

Из эквивалентной схемы видно, что сопротивление нагрузки

$$R_{н. п} = R'_н + r_1 + r'_2. \quad (8-58)$$

КПД трансформатора, с учетом того, что полезная мощность выделяется на $R'_н$, а сумма $r_1 + r'_2$ характеризует мощность потерь, определяется по формуле

$$\eta_{тр} = R'_н / (R'_н + r_1 + r'_2). \quad (8-59)$$

После подстановки выражений (8-57) и (8-58) в (8-59) получаем

$$\eta_{\text{тр}} = R_{\text{вх}2}/R_{\text{н. п}} n^2. \quad (8-60)$$

Соотношение (8-60) позволяет уточнить величину коэффициента трансформации (8-56), который с учетом потерь в трансформаторе определяется по формуле

$$n = \sqrt{R_{\text{вх}2}/R_{\text{н. п}} \eta_{\text{тр}}}. \quad (8-61)$$

Обычно $\eta_{\text{тр}} = (0,7 \dots 0,8)$.

Коэффициент усиления по напряжению и току трансформированного усилителя на средних частотах

$$K_{U0} = n (h_{21э} R_{\text{н. п}}) / (h_{11э} + h_э R_{\text{н. п}}); \quad (8-62)$$

$$K_{I0} = h_{21э} / n (1 + h_{22э} R_{\text{н. п}}). \quad (8-63)$$

В области нижних частот существенное влияние на частотную характеристику усилителя оказывает индуктивность катушки $L1$, сопротивление которой уменьшается с понижением частоты, шунтируя нагрузку $R'_{\text{н}}$. Сопротивления индуктивностей рассеяния X_{L_s} меньше, а емкостей $C_{кз}$ и $C'_2 - X_C$ больше, чем на средних частотах. С учетом этого эквивалентную схему цепи связи можно изобразить в виде, показанном на рис. 8.13, б.

Минимально допустимое значение индуктивности $L1$ при заданных $M_{\text{н}}$ и $\omega_{\text{н}}$ можно определить из соотношения

$$L_1 \geq R_0 / \omega_{\text{н}} \sqrt{M_{\text{н}}^2 - 1}, \quad (8-64)$$

$$\text{где } R_0 = \frac{(R_{\text{вых}1} + r_1)(r'_2 + R'_{\text{н}})}{R_{\text{вых}1} + r_1 + r'_2 + R'_{\text{н}}}. \quad (8-65)$$

Таким образом, с понижением частоты снижается сопротивление нагрузки, приобретая активно-индуктивный характер. Следовательно, снижается также усиление.

С переходом в область верхних частот и с их повышением увеличивается падение напряжения на возрастающем с ростом частоты сопротивлении X_{L_s} индуктивностей рассеяния и тем самым снижается напряжение полезного сигнала, подводимое к нагрузке $R'_{\text{н}}$. Кроме того, понижающее сопротивление X_C емкостей $C_{кз}$ и C'_2 уменьшает переменное напряжение соответственно на коллекторе и нагрузке. Все это приводит к уменьшению коэффициента усиления с ростом частоты. Эквивалентная схема цепи связи для области верхних частот показана на рис. 8.13, в. Для заданных значений $M_{\text{в}}$ и $\omega_{\text{в}}$ суммарная индуктивность рассеяния определяется по формуле

$$L_s \leq (R_{\text{вых}1} + r_1 + r_2 + R'_{\text{н}}) \sqrt{M_{\text{в}}^2 - 1} / \omega_{\text{в}}. \quad (8-66)$$

В усилителях с трансформаторной связью при большом R'_H возможен резонанс напряжений на некоторой частоте $\omega_{\text{р}}$ (рис. 8.12, в, кривая 2), обусловленный цепочкой C'_2L_5 .

Сущность физических процессов в трансформаторном усилителе можно объяснить с помощью графических построений (рис. 8.14).

В отличие от аналогичных графиков для усилителя по схеме ОЭ с RC-связью (рис. 8.6, а) строят динамическую характеристику по переменному току ДХПТ даже в режиме малого сигнала из-за значительного различия по величине сопротивлений постоянному

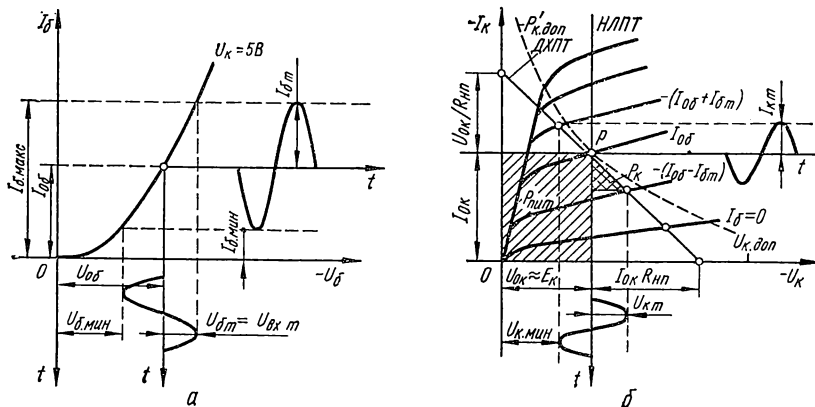


Рис. 8.14. Графическое объяснение сущности физических процессов в трансформаторном усилителе.

и переменному току. Нагрузочная линия по постоянному току НЛПТ, необходимая для определения положения точки покоя P , проводится из точки на оси абсцисс, соответствующей напряжению $U_{\text{ок}} \approx E_{\text{к}}$ почти вертикально. Это объясняется тем, что при незначительном сопротивлении нагрузки постоянному току (активное сопротивление обмотки трансформатора) любое изменение тока базы почти не вызывает изменения напряжения на коллекторе, т. е. $U_{\text{ок}} \approx E_{\text{к}}$.

Если учесть, что в диапазоне средних частот $U_{\text{вх}т} \approx U_{\text{б}т}$, а $U_{\text{вых}т} = U_{\text{к}т}$ и $I_{\text{вых}т} = I_{\text{к}т}/n$, то основные динамические параметры транзисторного усилителя напряжения можно получить графически, воспользовавшись формулами (8-5)—(8-8).

Пример 1. Определить значения динамических параметров усилительного каскада по схемам включения ОБ, ОЭ и ОК, если заданы типичные величины h -параметров малоомощного транзистора по схеме включения ОБ:

$h_{116} = 20 \text{ Ом}$; $h_{216} = -0,95$; $h_{126} = 2 \cdot 10^{-4}$; $h_{226} = 1 \cdot 10^{-6} \text{ См}$. Кроме того, $R_H = 1 \text{ кОм}$; $R_H = 0,5 \text{ кОм}$. Вспомогательный параметр $h_6 = h_{116}h_{226} - h_{126}h_{216} = 20 \cdot 10^{-6} + 0,95 \cdot 2 \cdot 10^{-4} = 2,1 \cdot 10^{-4}$.

Согласно формулам табл. 2.1 определим h -параметры двух других схем включения, а также вспомогательные параметры. При этом для схемы включения ОЭ: $h_{11э} = 400 \text{ Ом}$, $h_{21э} = 19$, $h_{12э} = 2 \cdot 10^{-4}$, $h_{22э} = 20 \cdot 10^{-6} \text{ См}$ и $h_э = h_{11э}h_{22э} - h_{12э}h_{21э} = 4 \cdot 10^2 \cdot 20 \cdot 10^{-6} - 2 \cdot 10^{-4} \cdot 19 = 42 \cdot 10^{-4}$.

Для схемы включения ОК: $h_{11к} = 400 \text{ Ом}$, $h_{21к} = -20$, $h_{12к} = 1$, $h_{22к} = h_{22э} = 20 \cdot 10^{-6} \text{ См}$ и $h_к = h_{11к}h_{22к} - h_{12к}h_{21к} = 4 \cdot 10^2 \cdot 10^{-6} + 20 = 20$.

Воспользовавшись соотношениями (8-12) — (8-14) и (8-18), (8-19), определяем значения динамических параметров. Результаты расчетов сведены в таблицу. На основании приведенных расчетов можно сделать следующие выводы:

Таблица

Схема включения	$R_{вх}$, Ом	$R_{вых}$, Ом	K_U	K_I	K_P
ОБ	20	730 000	47,5	0,95	45
ОЭ	404	63 400	47,5	19	902
ОК	20 400	45	0,98	20	19,6

коэффициент усиления по току K_I значительно больше единицы и почти одинаков для схем ОЭ и ОК и меньше единицы для схемы ОБ;

коэффициент усиления по напряжению K_U значительно больше единицы и почти одинаковый для схем ОЭ и ОБ. Для схемы ОК $K_U < 1$;

коэффициент усиления по мощности K_P максимальный в схеме ОЭ и минимальный в схеме ОК;

входное сопротивление $R_{вх}$ при фиксированном сопротивлении нагрузки имеет наибольшее значение в схеме ОК, наименьшее — в схеме ОБ и среднее — для схемы ОЭ.

Выходное сопротивление $R_{вых}$ при фиксированном значении сопротивления источника сигнала минимальное в схеме ОК, максимальное в схеме ОБ и среднее для схемы ОЭ.

Пример 2. Рассчитать транзисторный каскад усиления с RC -связью на транзисторе $T1$ (рис. 8.10), нагруженный аналогичным ему каскадом на транзисторе $T2$.

Данные каскада на транзисторе $T2$: амплитуда входного тока сигнала $I_{бm2} = 0,3 \text{ мА}$; входное сопротивление $R_{вх2} = 200 \text{ Ом}$; результирующее сопротивление плеч делителя $R_{12} = R'_1/R'_2 = 2200 \text{ Ом}$. Напряжение источника питания $E_k = 12,6 \text{ В}$; $f_n = 100 \text{ Гц}$; $f_b = 5000 \text{ Гц}$; $M_{н2} = M_{нэ} = M_b = 1,12$ (т. е. менее 1 дБ); амплитуда входного тока рассчитываемого каскада $I_{бm1}$ не должна превышать 0,02 мА.

Находим эквивалентное нагрузочное сопротивление рассчитываемого каскада

$$R_H = R_{вх2}R_{12}/(R_{вх2} + R_{12}) = 200 \cdot 2200/(200 + 2200) = 184 \text{ Ом}.$$

Определяем амплитудное значение тока в сопротивлении R_B

$$I_{нм} = (R_{вх2}/R_B) I_{6m2} = (200/184) 0,3 \approx 0,32 \text{ мА.}$$

Коэффициент усиления по току должен быть не менее

$$K_I = I_{нм}/I_{6m1} = 0,32/0,02 = 16.$$

Следовательно, необходимо выбрать транзистор с

$$\beta > 16 (\alpha = \beta/(1 + \beta) > 0,94).$$

Значение тока покоя транзистора должно в 1,5—2 раза превышать амплитуду входного тока сигнала последующего каскада

$$I_{0к} = 2I_{6m2} = 2 \cdot 0,3 = 0,6 \text{ мА.}$$

Выбираем для усилительного каскада транзистор МП40, имеющий $\beta_{мин} = 20$; $\beta_{макс} = 40$; $f_{гр. мин} = 1 \text{ МГц}$; $I_{0к. макс} = 20 \text{ мА}$; $U_{кз. доп} = 40 \text{ В}$.

По граничной частоте транзистор может быть использован, поскольку

$$f_{гр. мин об} = 1 \text{ МГц} > 3f_B \beta_{ср} = 3 \cdot 5000 \cdot 30 = 450 \text{ кГц.}$$

Определяем сопротивления резисторов $R_{к1} I$ и $R_{э1} I$, приняв падения напряжений на них равными соответственно $0,4E_{к}$ и $0,2E_{к}$,

$$R_{к1} = 0,4E_{к}/I_{0к} = 0,4 \cdot 12,6/0,6 \cdot 10^{-3} = 8400 \text{ Ом (станд. 8,2 кОм);}$$

$$R_{э1} = 0,2E_{к}/I_{0к} = 0,2 \cdot 12,6/0,6 \cdot 10^{-3} = 4300 \text{ Ом (станд. 4,3 кОм).}$$

При этом

$$\begin{aligned} U_{0к} &\approx E_{к} - I_{0к}R_{к1} - I_{0к}R_{э1} = \\ &= 12,6 - 0,6 \cdot 10^{-3} \cdot 8,2 \cdot 10^3 - 0,6 \cdot 10^{-3} \cdot 4,3 \cdot 10^3 \approx 5,1 \text{ В.} \end{aligned}$$

Коэффициент усиления по току усилительного каскада при использовании транзистора МП40 с $\beta_{мин} = 20$

$$K_{I0} = \beta R_{к1}/(R_{к1} + R_B) = 20 \cdot 8200/(8200 + 184) = 19,6,$$

что удовлетворительно.

Частотные искажения на верхней частоте диапазона f_B определяются в основном предельной частотой усиления тока транзистора f_{α} . При этом коэффициент передачи тока на частоте f_B для схемы ОБ

$$\alpha_B = \alpha/\sqrt{1 + (f_B/f_{\alpha})^2}.$$

Для схемы ОЭ

$$\beta_B = \beta/\sqrt{1 + (f_B/f_{\beta})^2}.$$

Если учесть, что $f_{\beta} = f_{\alpha}(1 - \alpha)$ и $M_B \approx \beta/\beta_B$, то при $f = 1 \text{ МГц}$ и $\alpha_{мин} = 0,95$

$$\begin{aligned} M_B &= \sqrt{1 + [f_B/f_{\alpha}(1 - \alpha_{мин})]^2} = \\ &= \sqrt{1 + [5 \cdot 10^3/10^6(1 - 0,95)]^2} = 1,002, \end{aligned}$$

что значительно меньше допустимого.

Определяем емкость разделительного конденсатора C_{p2} в соответствии с формулой (8-39), с учетом того, что выходное сопротивление транзистора $I I R_{\text{вых1}}$ значительно,

$$C_{p2} = 1/[2\pi f_H (R_{к1} + R_H) \sqrt{M_{H2}^2 - 1}] = \\ = 10^6/[2 \cdot 3,14 \cdot 10^2 (8200 + 184) \sqrt{1,12^2 - 1}] \approx 0,4 \text{ мкФ.}$$

Падение напряжения на C_{p2} на частоте f_H

$$U_{Cm} = I_{бm2}/(2\pi f_H C_{p2}) = 0,3 \cdot 10^{-3}/6,28 \cdot 10^2 \cdot 0,4 \cdot 10^{-6} = 1,2 \text{ В.}$$

Амплитудное значение напряжения на входе следующего каскада

$$U_{бm2} = I_{бm2} R_{\text{вх2}} = 0,3 \cdot 10^{-3} \cdot 200 = 0,06 \text{ В.}$$

Следовательно, транзистор должен обеспечить на выходе напряжение $U_{Cm} + U_{бm2} = 1,2 + 0,06 = 1,26 \text{ В}$. Поскольку напряжение покоя коллекторной цепи $U_{0к} = 5,1 \text{ В}$, то искажения сигнала с амплитудой $1,26 \text{ В}$ будут незначительны.

Емкость конденсатора в цепи эмиттера определяем согласно формуле (8-43) с учетом того, что $r_э$ для МП40 равно 15 Ом ,

$$C_э = 1/(2\pi f_H r_э \sqrt{M_{H.э}^2 - 1}) = 10^6/6,28 \cdot 15 \cdot 10^2 \times \\ \times \sqrt{1,12^2 - 1} \approx 2,1 \text{ мкФ.}$$

Ток смещения в цепи базы $I_{0б} = I_{0к}/\beta = 0,6/20 = 0,03 \text{ мА}$. Воспользовавшись входной характеристикой транзистора, находим напряжение смещения в цепи базы $U_{0б} = 0,1 \text{ В}$. Как было отмечено выше, падение напряжения на $R_э$ принимается $U_{э1} = 0,2E_k = 0,2 \cdot 12,6 = 2,52 \text{ В}$.

Рассчитываем сопротивление резисторов $R1$, $R2$

$$R1 = \frac{E_k - U_{0б} - U_{э1}}{I_{0б} + I_{R2}} = \frac{12,6 - 0,1 - 2,52}{0,03 \cdot 10^{-3} + 0,12 \cdot 10^{-3}} \approx \\ \approx 63 \text{ 300 Ом (станд. 63 кОм)},$$

где I_{R2} — ток в сопротивлении $R2$, который принимается равным $(2 \dots 5) \times I_{0б} = 0,12 \text{ мА}$;

$$R_э = \frac{U_{э1} + U_{0б}}{I_{R2}} = \frac{2,52 + 0,1}{0,12 \cdot 10^{-3}} \approx 21 \text{ 600 Ом (станд. 20 кОм)}.$$

Глава 9

УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

1. ОДНОТАКТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Усилители мощности, работающие в режиме класса А, чаще всего выполняются по однотоктной схеме (рис. 9.1,а). Такие усилители используются на выходе многокаскадного усилителя, в связи

с чем их называют выходными или оконечными. Транзисторы в каскадах усиления мощности наиболее часто включаются по схемам ОЭ и ОБ.

Все графические построения, а также расчетные соотношения, приведенные для трансформаторного усилителя напряжения (см. гл. 8), справедливы и для усилителя мощности при условии замены в них $R_{вх2}$ на R_H . Однако к усилителю мощности для получения оптимально возможного энергетического режима предъявляются требования, которые налагают особенности в выборе параметров усилительных и других элементов схемы, а также их режимов работы.

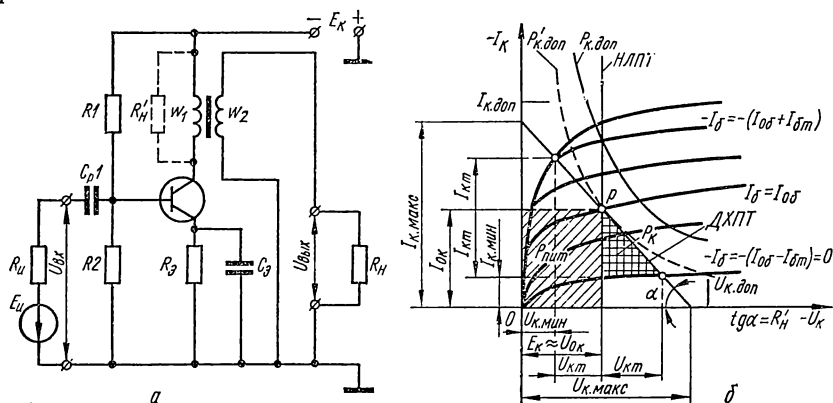


Рис. 9.1. Схема однотактного усилителя мощности с ОЭ (а) и график, отражающий сущность физических процессов в выходной цепи усиления (б).

Основной задачей усилителя мощности является передача потребителю максимальной мощности при высоком коэффициенте усиления мощности, КПД и минимально возможном уровне нелинейных и частотных искажений.

Графики на рис. 8.14 объясняют работу усилителя мощности в недовозбужденном режиме, когда изменения коллекторного тока при заданном положении динамической характеристики достигают максимально возможного значения из-за малости амплитуды напряжения выходного сигнала. При этом нелинейные искажения невелики.

Для получения максимально возможной мощности амплитуду входного сигнала увеличивают до такого уровня, при котором используется весь рабочий участок динамической характеристики (рис. 9.1, б). В этом случае особое внимание уделяется обеспечению нормального теплового режима транзистора и минимально возможного уровня нелинейных искажений.

Положение точки покоя p на характеристике выбирается таким образом, чтобы она находилась вблизи гиперболы предельно допустимой мощности $P_{к. доп}$, теряемой в транзисторе при наибольшей температуре окружающей среды $T_{ср. макс}$ (штриховая линия). Мощность $P_{к. доп}$, которую рассеивает транзистор не перегреваясь при нормальной температуре окружающей среды ($T_{ср. ном} = 25^\circ \text{C}$), показана сплошной линией. Связь между координатами точки покоя ($I_{0к}$, $U_{0к}$), $P'_{к. доп}$ и $P_{к. доп}$ выражается соотношением

$$P'_{к. доп} = P_{к. доп} (T_{к. макс} - T_{ср. макс}) / (T_{к. макс} - T_{ср. ном}) = I_{0к} U_{0к}, \quad (9-1)$$

где $T_{к. макс}$ — максимально допустимая температура коллектора.

При заданном напряжении питания $E_k = U_{0к}$ расчетная формула для определения тока покоя с учетом выражения (9-1) имеет вид

$$I_{0к} = (0,8 \dots 0,9) P'_{к. доп} / U_{0к}. \quad (9-2)$$

Следует учитывать, что при большом токе $I_{0к}$ снижается коэффициент передачи транзистора по току.

Минимальные нелинейные искажения в режиме полного возбуждения соответствуют выбору точки покоя с учетом симметрии полуволн тока. При этом

$$I_{км} = I_{0к} - I_{к. мин} \approx I_{0к}; \quad (9-3)$$

$$U_{км} = U_{0к} - U_{к. мин} \approx U_{0к}. \quad (9-4)$$

Из рис. 9.1, б также видно, что

$$I_{км} = (I_{к. макс} - I_{к. мин}) / 2; \quad (9-5)$$

$$U_{км} = (U_{к. макс} - U_{к. мин}) / 2. \quad (9-6)$$

Значение тока базы $I_{0б}$, удовлетворяющее выбранному току $I_{0к}$, обеспечивается делителем $R1$, $R2$.

Поскольку предельное изменение напряжения на коллекторе транзистора $2U_{км}$ при воздействии входного сигнала с симметричной знакоменяющейся амплитудой тока $I_{бм}$ очень близко к удвоенному значению напряжения источника питания $E_k \approx U_{0к}$ (см. рис. 9.1, б и формулу (9-4)), при выборе напряжения E_k следует пользоваться формулой

$$E_k \leq U_{к. доп} / 2, \quad (9-7)$$

где $U_{к. доп}$ — допустимое напряжение на коллекторе для выбранного транзистора.

Кроме того, максимальный размах коллекторного тока при заданной нагрузке должен быть меньше предельно допустимого тока коллектора, т. е.

$$2I_{км} < I_{к. доп}. \quad (9-8)$$

При максимальном использовании коллекторного тока исходят из условия (9-8). В этом случае величину сопротивления $R'_н$, приведенного к первичной обмотке выходного трансформатора, определяют по формуле

$$R'_н = U_{к м} / I_{к м}. \quad (9-9)$$

В рассматриваемом случае $R_{вх2} = R'_н$ и коэффициент трансформации выходного трансформатора согласно выражению (8-56) определяется из формулы

$$n = \sqrt{R'_н / R'_н}, \quad (9-10)$$

или с учетом потерь в трансформаторе (8-60)

$$n = \sqrt{R'_н / (R_{н. п} \eta_{тр})}. \quad (9-11)$$

При таком выборе режима коэффициент усиления по мощности получается ниже того, который мог бы дать каскад при условии согласования сопротивления нагрузки с выходным сопротивлением трансформатора. Однако с этим обстоятельством приходится мириться, так как от усилителя мощности требуется получить необходимую выходную мощность при максимальном КПД и допустимом коэффициенте гармоник.

Для трансформаторного усилителя, работающего в режиме усиления мощности, помимо основных динамических параметров (8-5) — (8-8), важное значение имеют такие основные энергетические показатели:

мощность, потребляемая от источника питания,

$$P_{пит} = (I_{0к} + I_{0б}) E_k \approx I_{0к} U_{0к}, \quad (9-12)$$

которая равна площади заштрихованного прямоугольника (рис. 9.1, б);

мощность, выделяемая в коллекторной цепи транзистора, которая при воздействии периодического сигнала определяется как

$$P_k = U_{к м} I_{к м} / 2 = I_{к м}^2 R_{н. п} / 2 = U_{к м}^2 / (2R_{н. п}) \quad (9-13)$$

и представляется графически площадью заштрихованного треугольника;

выходная мощность, подводимая к нагрузке,

$$P_{вых} = P_k \eta_{тр}; \quad (9-14)$$

КПД коллекторной цепи

$$\eta_k = P_k / P_{пит} = I_{к м} U_{к м} / (2I_{0к} U_{0к}). \quad (9-15)$$

В режиме полного возбуждения с учетом выражений (9-3) и (9-4) η_k приближается к 0,5 (50%). Однако в данном режиме уровень нелинейных искажений велик. Поэтому одноктактные усилители мощности чаще работают в недовозбужденном режиме с КПД порядка 25—40%.

Мощность, рассеиваемая коллектором транзистора (мощность потерь),

$$P_p = P_{\text{пит}} - P_k \quad (9-16)$$

имеет наибольшее значение, равное $P_{\text{пит}}$, при отсутствии входного сигнала ($P_k = 0$).

Воспользовавшись эквивалентной схемой рис. 8.12, б, с учетом того, что R'_n определяется согласно формуле (9-9), частотная характеристика усилителя мощности анализируется так же, как это показано в гл. 8.

В режиме полного возбуждения класса А, а также в режиме класса В нелинейные искажения достаточно велики и амплитуды токов и напряжений в том или ином приближении (в зависимости от уровня нелинейных искажений) соответствуют амплитудным значениям первых гармонических этих же токов и напряжений. Поэтому расчетные соотношения для определения динамических параметров и энергетических показателей усилителей мощности с помощью графических построений являются приближенными.

Для получения точных данных следует разложить импульсы тока и напряжения в ряд и воспользоваться первыми гармониками разложения.

2. ДВУХТАКТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Для получения большей мощности с высоким КПД коллекторной цепи применяют двухтактные усилители, работающие в режиме класса В. Принципиальная схема двухтактного усилителя по схеме ОЭ в классе В показана на рис. 9.2, а, а графики, поясняющие физические процессы в усилителе, показаны для одного плеча на рис. 9.2, б, в, г. Усилители мощности в классе В строятся также и по схеме ОБ, однако значительно реже.

Как видно из схемы, питание транзисторов параллельное, а входные сигналы через транзисторы проходят последовательно. В режиме покоя на базы обоих транзисторов с делителя $R1, R2$ подается напряжение смещения $U_{об}$ (рис. 9.2, б), немногим отличающееся от нуля. При этом в цепи базы транзисторов протекает небольшой ток $I_{б, \text{мин}}$, точка покоя p находится на пересечении статической характеристики, соответствующей $I_b = I_{б, \text{мин}}$, с динамической характеристикой (рис. 9.2, в). В этом случае в схеме не

существует чистого режима класса В, однако существенно уменьшаются нелинейные искажения, так как исключается действие начального участка входной характеристики, обладающего большой нелинейностью.

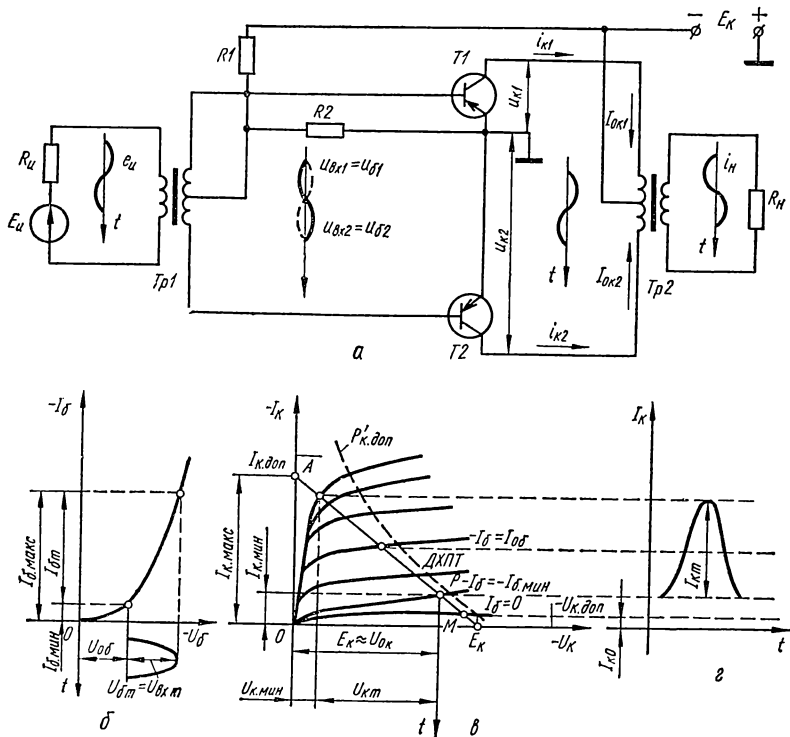


Рис. 9.2. Схема двухтактного усилителя мощности с ОЗ (а) и графики, отражающие сущность физических процессов в усилителе (б, в, г).

Схема может работать и без начального смещения в чистом режиме класса В ($R_2 = 0$). В этом случае в коллекторной цепи протекает только неуправляемый ток I_{K0} и точка покоя находится на пересечении статической характеристики при $I_{об} = 0$ с динамической характеристикой (точка М). КПД в режиме полного возбуждения, когда $U_{K,м} = E_K - U_{K,мин} - \Delta E_K \approx E_K$ максимален, однако и нелинейные искажения велики.

Со вторичной обмотки трансформатора $Tr1$ предоконечного каскада с выходным сопротивлением R_n на базы транзисторов двух-

тактного каскада поступают два симметричных напряжения $U_{вк1}$ и $U_{вк2}$. В данный момент времени один из транзисторов открыт, а другой закрыт, и транзисторы пропускают коллекторные токи $i_{к1}$ и $i_{к2}$ поочередно по полупериодам со сдвигом по фазе на 180° . Форма одного из коллекторных токов показана на рис. 9.2, *г*.

Благодаря магнитной связи между обеими половинами первичной обмотки $Tr2$ форма напряжения на коллекторах транзисторов $u_{к1}$ и $u_{к2}$ и сквозной ток первичной обмотки i_1 синусоидальны, хотя коллекторные токи отдельных транзисторов $i_{к1}$ и $i_{к2}$ имеют вид импульсов. Действительно, при изменении мгновенного значения коллекторного тока какого-либо из транзисторов появляется ЭДС на обеих половинах первичной обмотки трансформатора с той лишь разницей, что на одной полуобмотке возникает ЭДС самоиндукции, а на другой — ЭДС взаимной индукции.

Достоинство двухтактного усилителя мощности — отсутствие в выходном токе четных гармоник, что подтверждается результатами разложения в ряд Фурье токов

$$i_{к1} = I_{0к1} + I_{к11} \cos \omega t + I_{к21} \cos 2\omega t + I_{к31} \cos 3\omega t + \dots$$

и

$$i_{к2} = I_{0к2} + I_{к12} \cos (\omega t + \pi) + I_{к22} \cos [2(\omega t + \pi)] + \\ + I_{к32} \cos [3(\omega t + \pi)] + \dots = I_{0к2} - I_{к12} \cos \omega t + \\ + I_{к22} \cos 2\omega t - I_{к32} \cos 3\omega t + \dots$$

При идентичности обоих плеч схемы ($I_{0к1} = I_{0к2} = I_{0к}$; $I_{к11} = I_{к12} = I_{к1}$; $I_{к21} = I_{к22} = I_{к2}$; $I_{к31} = I_{к32} = I_{к3}$), а также учитывая, что токи $i_{к1}$ и $i_{к2}$ находятся в противофазе, сквозной ток первичной обмотки трансформатора

$$i_1 = i_{к1} - i_{к2} = 2I_{к1} \cos \omega t + 2I_{к3} \cos 3\omega t + \dots \quad (9-17)$$

Из уравнения (9-17) следует:

амплитуда первой гармоники усиленного сигнала равна удвоенному значению амплитуд коллекторных токов отдельных транзисторов, что позволяет в двухтактном каскаде получить удвоенное значение полезной мощности по сравнению с однотактным;

в первичной обмотке отсутствуют четные гармоники и постоянная составляющая коллекторных токов транзисторов $T1$ и $T2$. При этом уменьшается коэффициент нелинейных искажений

$$\gamma = \sqrt{I_{к3}^2 + I_{к5}^2 + \dots} / I_{к1} \quad (9-18)$$

и отсутствует подмагничивание трансформатора, что позволяет уменьшить его габаритные размеры по сравнению с трансформатором однотактной схемы.

К достоинству двухтактного усилителя мощности относится также отсутствие в общем проводе питания нечетных гармоник, в том числе и первой, вследствие чего отсутствует паразитная связь с другими каскадами через общий источник питания. Это позволяет во многих случаях упростить, а иногда вообще исключить развязывающие фильтры.

Все эти преимущества двухтактного усилителя мощности по сравнению с одноктактным могут быть, однако, реализованы при достаточно высокой степени электрической симметрии плеч.

Для эффективного использования транзистора следует руководствоваться соотношениями (см. рис. 9.2)

$$U_{к м} \approx E_{к} \text{ и } I_{к м} \approx I_{к. доп}$$

с учетом того, что

$$E_{к} \leq U_{к. доп}; \quad I_{к. мин} + I_{к м} \leq I_{к. доп}.$$

Энергетические показатели двухтактного усилителя мощности обычно рассчитывают для одного плеча за половину периода усиленного сигнала. При этом коэффициент трансформации (9-10), учитывающий всю вторичную обмотку и половину первичной, $n = \omega_2/(\omega_1/2)$. Данные расчета справедливы для всего каскада за период.

Первая гармоника и постоянная составляющая из разложения в ряд полусинусоидального импульса коллекторного тока (рис. 9.2, з) имеют следующие значения:

$$I_{к м1} = I_{к м}/2; \quad I_{0к} = I_{к м}/\pi.$$

Потребляемая каскадом от источника питания мощность

$$P_{пит} = 2E_{к}(I_{0к} + I_{к. мин}) \approx 2U_{0к}I_{0к}. \quad (9-19)$$

Мощность, отдаваемая транзисторами в первичную обмотку трансформатора,

$$P_{к} = 2I_{к м1}U_{к м}/2 = I_{к м}U_{к м}/2. \quad (9-20)$$

Мощность, подводимая к нагрузке,

$$P_{вых} = P_{к}\eta_{тр}. \quad (9-21)$$

КПД выходной цепи каждого плеча и всего каскада

$$\eta_{к} = P_{к}/P_{пит} = \pi\xi/4, \quad (9-22)$$

где $\xi = U_{к м}/U_{0к}$ — коэффициент использования коллекторного питания.

В случае полного использования коллекторного питания ($\xi = 1$)

$$\eta_{\text{к}} = \eta_{\text{к. макс}} = \pi/4 = 0,786. \quad (9-23)$$

Мощность потерь

$$P_{\text{р}} = P_{\text{пит}} - P_{\text{к}} = P_0 - P_{\text{вых}}/\eta_{\text{тр}} \quad (9-24)$$

не должна превышать при данных условиях эксплуатации значе-
ние $P'_{\text{к. доп}}$.

Пример. Рассчитать транзисторный оконечный каскад усиления мощности в режиме А в диапазоне частот 100—5000 Гц, имеющий коэффициент нелинейных искажений $\gamma \leq 5\%$, $M_{\text{н}} \leq 1,5$ дБ. Каскад должен обеспечить в нагрузке усилителя ($R_{\text{н}} = 3$ Ом), подключенной через выходной трансформатор, мощность $P_{\text{вых}} = 1$ Вт. Температура окружающей среды лежит в диапазоне $T_{\text{окр. мин}} - T_{\text{окр. макс}} = 10 \dots 40^\circ \text{С}$. Напряжение источника питания составляет 16 В. Так как коэффициент нелинейных искажений велик, используем схему ОЭ (рис. 9.1, а).

Задавшись величиной КПД трансформатора $\eta_{\text{тр}} = 0,75$, определяем мощность, выделяемую в коллекторной цепи транзистора,

$$P_{\text{к}} = P_{\text{вых}}/\eta_{\text{тр}} = 1/0,75 = 1,33 \text{ Вт.}$$

Мощность, потребляемая от источника питания при $\eta_{\text{к}} = 0,4$ в режиме А,

$$P_{\text{пит}} = P_{\text{к}}/\eta_{\text{А}} = 1,33/0,40 = 3,32 \text{ Вт.}$$

Учитывая, что падение напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки r_1 (см. рис. 8.12, б) порядка 0,1 $E_{\text{к}} = 0,1 \cdot 16 = 1,6$ В, а падение напряжения на сопротивлении $R_{\text{э}}$ $0,08E_{\text{к}} = 0,08 \cdot 16 = 1,28$ В, получим напряжение питания участка коллектор—эмиттер

$$U_{\text{ок}} = 16 - (1,6 + 1,28) = 14,1 \text{ В.}$$

Следовательно, транзистор должен выдержать максимальное напряжение

$$U_{\text{к. макс}} \approx U_{\text{ок}}/0,4 = 14,1/0,4 \approx 35 \text{ В.}$$

Применим в каскаде транзистор типа ГТ703Д, имеющий максимальную мощность рассеяния с дополнительным радиатором 15 Вт, допустимое напряжение коллектор—эмиттер $U_{\text{к. доп}} = 40$ В, $\beta_{\text{мин}} = 20$, $\beta_{\text{макс}} = 45$, $I_{\text{к0}} \leq 45$ мкА, тепловое сопротивление переход—корпус $R_{\text{ТТ}} = 3^\circ \text{С/Вт}$, $f_{\beta} = 10$ кГц.

Ток покоя коллекторной цепи

$$I_{\text{ок}} = P_{\text{к}}/\eta_{\text{А}}U_{\text{ок}} = 1,33/0,40 \cdot 14,1 = 0,235 \text{ А.}$$

Ток смещения базы при среднем значении коэффициента передачи по току $\beta_{\text{ср}} = 30$

$$I_{\text{об}} = I_{\text{ок}}/\beta_{\text{ср}} = 0,235/30 = 7,85 \text{ мА.}$$

По полученным значениям $U_{\text{ок}}$, $I_{\text{ок}}$, $I_{\text{об}}$ отмечаем положение точки покоя p , через которую для сопротивления нагрузки коллекторной цепи переменному току

$$R'_{\text{н}} = U_{\text{ок}}^2/2P_{\text{к}} = 14,1^2/2 \cdot 1,33 = 71 \text{ Ом}$$

проводим нагрузочную прямую (рис. 9.3, а).

Отметив значения остаточного напряжения на коллекторе $U_{к.ост} = 0,5$ В и минимальный и максимальный ток коллектора ($I_{к.мин}$, $I_{к.макс}$), находим на нагрузочной прямой крайние положения рабочей точки 1 и 6. Мощность, выделяемая в коллекторной цепи транзистора в выбранном режиме,

$$P_{к} = 0,125 (I_{к.макс} - I_{к.мин})^2 R_{н}' = 0,125 (0,57 - 0,02)^2 \cdot 71 = 2,6 \text{ Вт},$$

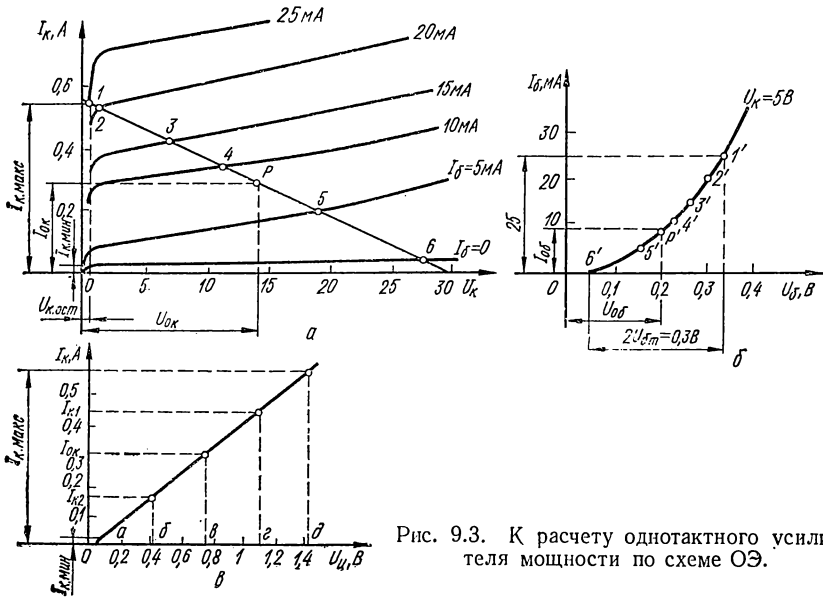


Рис. 9.3. К расчету однотактного усилителя мощности по схеме ОЭ.

что достаточно с запасом. Амплитуда входного тока, обеспечивающая полученное значение мощности коллекторной цепи при наихудшем транзисторе,

$$I_{бт} = (I_{к.макс} - I_{к.мин})/2\beta_{мин} = (0,57 - 0,02)/2 \cdot 20 = 13,7 \text{ мА}.$$

Переноса точки 1, p и 6 с динамической выходной характеристики на входную характеристику (точки 1', p', б'). найдем значения $U_{0б} = 0,2$ В; $2U_{бт} = 0,35 - 0,05 = 0,3$ В

$$R_{вх} = 2U_{бт}/2I_{бт} = 0,3/2 \cdot 0,025 = 6 \text{ Ом};$$

$$P_{вх} = 2I_{бт} \cdot 2U_{бт}/8 = 2 \cdot 0,0137 \cdot 0,3/8 = 0,00187 \text{ Вт} = 1,87 \text{ мВт}.$$

Определяем коэффициент усиления мощности каскада

$$K_P = P_{к}/P_{вх} = 1,33/1,87 \cdot 10^{-3} = 710.$$

Так как падение напряжения на сопротивлении эмиттерной температурной стабилизации $U_{э} = 1,28$ В, то

$$R_{э} = U_{э}/I_{0э} \approx U_{э}/I_{0к} = 1,28/0,235 = 5,45 \text{ Ом}.$$

Сопrotивление резистора R_2 принимается

$$R_2 = (5 \dots 15) R_{\text{вх}} = 10 \cdot 6 = 60 \text{ Ом (станд. 62 Ом)};$$

$$R_1 = \frac{E_{\text{к}} - U_{06} - U_{\text{с}}}{I_{06} + I_{R_2}} = \frac{16 - 0,2 - 1,28}{7,85 \cdot 10^{-3} + 31 \cdot 10^{-3}} = 377 \text{ Ом (станд. 390 Ом)},$$

где I_{R_2} — ток через резистор R_2 , равный $(2 \dots 5) I_{06} = 4 \cdot 7,85 = 31 \text{ мА}$.

Для определения коэффициента нелинейных искажений необходимо знать сопротивление источника сигнала $R_{\text{и}}$ (выходное сопротивление предыдущего каскада). Пусть рассчитанное значение $R_{\text{к}}$ предыдущего каскада равно 300 Ом, тогда

$$R_{\text{и}} = R_{\text{к}} R_{\text{д}} / (R_{\text{к}} + R_{\text{д}}) = 300 \cdot 52 / (300 + 52) = 440 \text{ Ом},$$

где $R_{\text{д}} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = 390 \cdot 62 / (390 + 62) = 52 \text{ Ом}$.

Определим значения $I_{\text{к}}$ (точки 1—6 на выходной динамической характеристике, рис. 9.3, а) и значения $I_{\text{б}}$, $U_{\text{б}}$ (точки 1'—6' на входной характеристике, рис. 9.3, б) и вычислим ЭДС источника сигнала $U_{\text{и}}$ для $R_{\text{и}} = 440 \text{ Ом}$. Результаты отсчета и вычислений сведем в таблицу.

Таблица

Номер точки	1	2	3	4	5	6
$I_{\text{к}}, \text{ мА}$	570	560	430	260	180	20
$I_{\text{б}}, \text{ мА}$	25	20	15	10	5	0
$U_{\text{б}}, \text{ В}$	0,35	0,3	0,27	0,23	0,16	0,05
$U_{\text{и}} = U_{\text{б}} + I_{\text{б}} R_{\text{и}}, \text{ В}$	1,45	1,18	0,95	0,67	0,38	0,05

По полученным данным строим сквозную динамическую характеристику (рис. 9.3, в). Отмечаем значения $I_{\text{к. мин}} = 20 \text{ мА}$, $I_{\text{к. макс}} = 570 \text{ мА}$ и проектируем согласно методу пяти ординат эти крайние точки сквозной динамической характеристики на горизонтальную ось (отрезок ad). Разделив отрезок ad на четыре равные части, находим токи $I_{\text{к}2} = 160 \text{ мА}$, $I_{0\text{к}} = 300 \text{ мА}$ (уточненное значение тока покоя), $I_{\text{к}1} = 440 \text{ мА}$. Определяем гармонические составляющие

$$I_{\text{к}1\text{м}} = \frac{I_{\text{к. макс}} - I_{\text{к. мин}} + I_{\text{к}1} - I_{\text{к}2}}{3} = \frac{570 - 20 + 440 - 160}{3} = 276 \text{ мА};$$

$$I_{\text{к}2\text{м}} = \frac{I_{\text{к. макс}} + I_{\text{к. мин}} - 2I_{0\text{к}}}{4} = \frac{570 + 20 - 2 \cdot 300}{4} = -2,5 \text{ мА};$$

$$I_{\text{к}3\text{м}} = \frac{I_{\text{к. макс}} - I_{\text{к. мин}} - 2(I_{\text{к}1} - I_{\text{к}2})}{6} = \frac{570 - 20 - 2(440 - 160)}{6} = 1,66 \text{ мА};$$

$$I_{к4m} = \frac{I_{к. макс} + I_{к. мин} - 4(I_{к1} + I_{к2}) + 6I_{0к}}{12} =$$

$$= \frac{570 + 20 - 4(440 + 160) + 6 \cdot 300}{12} = -0,83 \text{ мА.}$$

По формуле (7-2) определяем коэффициент нелинейных искажений

$$\gamma = \frac{\sqrt{I_{к2m}^2 + I_{к3m}^2 + I_{к4m}^2}}{I_{к1m}} = \frac{\sqrt{(-2,5)^2 + (-1,66)^2 + (-0,83)^2}}{276} = 1,12\%.$$

Определяем наибольшую мощность, выделяемую в транзисторе в режиме покоя,

$$P_{рас} = I_{0к} U_{0к} + I_{0б} U_{0б} = 0,235 \cdot 14,1 + 7,85 \cdot 10^3 \cdot 0,2 = 3,321 \text{ Вт.}$$

Необходимую поверхность охлаждения радиатора, если температура перехода $T_n = 85^\circ \text{C}$, рассчитываем по формуле

$$S_{охл} = \frac{1200 \dots 1500}{\frac{T_n - T_{окр. макс}}{P_{рас}} - R_{ТТ}} = \frac{1350}{\frac{85 - 40}{3,321} - 3} = 128 \text{ см}^2.$$

Коэффициент трансформации трансформатора

$$n = \sqrt{R_n / (\eta_{тп} R'_n)} = \sqrt{3 / (0,75 \cdot 71)} = 2,44.$$

Активное сопротивление первичной и вторичной обмоток трансформатора

$$r_1 = \frac{c}{1+c} R'_n (1 - \eta_{тп}) = \frac{0,6}{1+0,6} 71 (1 - 0,75) = 6,7 \text{ Ом;}$$

$$r_2 = \frac{1}{1+c} R_n \left(\frac{1 - \eta_{тп}}{\eta_{тп}} \right) = \frac{1}{1+0,6} 3 \left(\frac{1 - 0,75}{0,75} \right) = 0,625 \text{ Ом.}$$

Коэффициент c выбираем равным от 0,75 до 0,7. Это уменьшает падение напряжения на первичной обмотке трансформатора и повышает КПД каскада.

Значение $M_n \leq 1,5$ дБ распределяем между цепями, вносящими искажения в области нижних частот. Приняв для трансформатора $M_{н. тп}$ (дБ) = 1 дБ ($M_{н. тп} = 1,12$) и для конденсатора C_9 , $M_{нс}$ (дБ) = 0,5 дБ ($M_{нс} = 1,06$), рассчитываем необходимую индуктивность первичной обмотки трансформатора и емкость конденсатора C_9 в цепи эмиттерной температурной стабилизации:

$$L_1 = \frac{0,159 (R'_n - r_1)}{f_n \sqrt{M_{н. тп}^2 - 1}} = \frac{0,159 (71 - 6,7)}{100 \sqrt{1,12^2 - 1}} = 0,200 \text{ Г;}$$

$$C_9 = \frac{0,159}{f_n [R_{вх об} + (1 - \alpha_{макс}) R_n \sqrt{M_{нс}^2 - 1}]} =$$

$$= \frac{0,159}{100 [0,248 + (1 - 0,98) 440 \sqrt{1,06^2 - 1}} = 0,0048 \text{ Ф} = 4180 \text{ пФ.}$$

$R_{вх об} = 0,248$ (входное сопротивление транзистора, включенного по схеме ОБ) определяем по входной статической характеристике.

УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА (УПТ)

1. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ УПТ

При автоматизации производственных процессов, в биологии, ядерной физике и других областях науки и техники применяются высокочувствительные преобразовательные элементы—датчики, выходным параметром которых является ЭДС постоянного тока малой мощности. Для усиления ЭДС постоянного тока используют УПТ, у которых нижняя граница полосы пропускания соответствует частоте $\omega_n = 0$. Высшая рабочая частота УПТ (см. гл. 7) определяется их назначением. Частотная характеристика УПТ показана на рис. 10.1.

В таких усилителях можно использовать только гальваническую межкаскадную связь, поэтому их еще называют усилителями с непосредственной связью. Кроме того, в схемах УПТ отсутствуют реактивные элементы, что приводит к одновременному прохождению через усилитель полезного сигнала и сигнала помехи, обусловленного различного рода электрическими процессами, чаще всего нестационарного характера. Такими процессами могут быть, например, изменения во времени характеристик и параметров транзисторов из-за изменений условий окружающей среды либо с течением времени, нестабильность напряжения источника питания и др. В результате этого на выходе усилителя появляются ложные сигналы, не отличающиеся от полезных.

Трудность различения полезного сигнала от ложного на выходе усилителя (характер изменения их во времени может быть одинаковым либо весьма близким) обуславливает ложное представление о величине усиленного полезного сигнала, а следовательно, и о величине коэффициента усиления.

Непостоянство выходного напряжения при неизменном уровне входного сигнала, обусловленное влиянием помех, называется дрейфом нуля усилителя. Величину дрейфа оценивают изменением выходного напряжения за единицу времени при неизменной либо равной нулю (закороченный вход) величине усиливаемого сигнала. Для качественной оценки различных усилителей по нестабильности выходного напряжения пользуются понятием дрейфа, приведенного ко входу усилителя,

$$d = (U_{\text{др. макс}} - U_{\text{др. мин}}) / K_u, \quad (10-1)$$

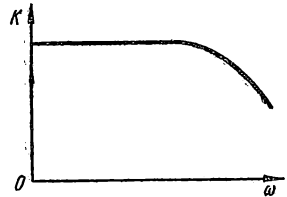


Рис. 10.1. Частотная характеристика УПТ.

где $U_{др. макс.}$, $U_{др. мин.}$ — максимальное и минимальное выходные напряжения дрейфа при $U_{вх} = const$.

При построении практических схем УПТ принимаются меры для борьбы с дрейфом нуля, а именно, жесткая стабилизация источников питания, использование отрицательных обратных связей, применение балансных и компенсационных схем.

2. УСИЛИТЕЛИ ПРЯМОГО УСИЛЕНИЯ

Схема двухкаскадного УПТ прямого усиления (рис. 10.2, а) питается от общего источника E_K . Напряжение сигнала $U_{вх}$ поступает на базу транзистора $T1$ и после усиления первым каскадом непосредственно передается на вход последующего каскада на транзисторе $T2$. Оба усилительных каскада выполнены по схеме включения ОЭ, поэтому все положения анализа, включая расчетные соотношения при выборе режима покоя и режима усиления для каждого отдельного каскада такие же, как и рассмотренные в гл. 8. Однако в УПТ прямого усиления выбор режима покоя каждого отдельного каскада усиления зависит от режимов смежных каскадов.

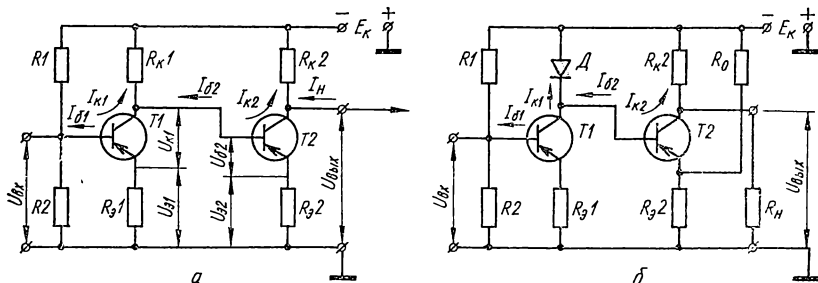


Рис. 10.2. Схемы двухкаскадных УПТ прямого усиления.

Смещение на базу транзистора $T1$ снимается с делителя $R1$, $R2$. При этом сравнительно высокий отрицательный потенциал коллектора $T1$, соответствующий режиму покоя, прикладывается к базе транзистора $T2$. Если его не скомпенсировать, то токи $I_{Б2}$ и $I_{К2}$ могут возрасти настолько, что транзистор $T2$ окажется в режиме насыщения.

В показанной схеме коллекторное напряжение компенсируется эмиттерным напряжением $U_{Э2}$ второго транзистора, направленным встречно, так что

$$U_{Э2} = U_{Э1} + (U_{К1} - U_{Б2}). \quad (10-2)$$

Напряжение $U_{\text{б}2}$ обеспечивает протекание необходимого базового тока

$$I_{\text{б}2} = U_{\text{б}2}/h_{1\text{э}2} = U_{\text{б}2}/R_{\text{вх}2},$$

соответствующего нормальному режиму работы второго каскада.

В режиме согласования каскадов должны выполняться следующие соотношения:

$$R_{\text{к}1} = \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{к}1} - U_{\text{э}1}}{I_{\text{к}1} + I_{\text{б}2}}; \quad R_{\text{к}2} = \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{к}2} - U_{\text{э}2}}{I_{\text{к}2} + I_{\text{н}}}. \quad (10-3)$$

Следовательно, чем больше величина коллекторного напряжения предыдущего каскада усиления, тем больше должно быть падение напряжения на эмиттерном сопротивлении последующего каскада при заданном коллекторном токе. При этом увеличивается необходимое значение эмиттерного сопротивления и потери напряжения источника питания (ухудшается экономичность схемы). Так как в каждом последующем каскаде усиления величина полезного сигнала больше, чем в предыдущем (при наличии входного сигнала), то и значение $U_{\text{к}}$, соответствующее режиму покоя, должно увеличиваться от каскада к каскаду. Поэтому сопротивление $R_{\text{э}}$ в последнем каскаде усиления, где полезный сигнал велик, может значительно превышать одноименное ему сопротивление первого каскада.

В связи с тем, что через эмиттерные сопротивления протекают также составляющие коллекторных токов за счет полезного сигнала, при увеличении этих сопротивлений увеличивается глубина отрицательной обратной связи, уменьшающая усиление (применение шунтирующих конденсаторов здесь принципиально невозможно). Следовательно, коэффициент усиления УПТ прямого усиления уменьшается от каскада к каскаду. Поэтому построение таких усилителей с числом каскадов больше трех нецелесообразно.

Повышение потенциала эмиттера последующего каскада без увеличения сопротивления в цепи эмиттера $R_{\text{э}2}$ может быть достигнуто за счет пропуска через это сопротивление вспомогательного тока от источника $E_{\text{к}}$, подключенного через балластное сопротивление R_0 (рис. 10.2, б). Эквивалентное эмиттерное сопротивление в этом случае

$$R'_{\text{э}} = R_{\text{э}2}R_0/(R_{\text{э}2} + R_0).$$

При этом усиление не уменьшается, однако возрастает расход мощности.

В результате замены $R_{\text{к}1}$ (рис. 10.2, а) термозависимым нелинейным сопротивлением (в данном случае диодом, включенным в обратном направлении, рис. 10.2, б) существенно снижается

температурный дрейф, характерный для УПТ на транзисторах. Действительно, с повышением температуры снижается обратное сопротивление диода и уменьшается доля коллекторного тока транзистора $T1$, протекающего в базе $T2$. Поэтому коллекторный ток транзистора $T2$ будет оставаться практически неизменным.

В качестве термозависимых элементов R_T могут быть использованы также и термисторы. Для получения наибольшего эффекта компенсации кривую зависимости $R_T = \varphi(t^\circ \text{C})$ необходимо подобрать в соответствии с кривой изменения теплового тока I_{K0} , за счет которого и происходят изменения коллекторных токов. Рассмотренная схема уменьшает напряжение дрейфа нуля в 5—10 раз по сравнению со схемами без компенсации.

Коэффициент усиления для обеих схем УПТ

$$K_{U \text{ общ}} = K_{U1}K_{U2}, \quad (10-4)$$

где коэффициенты усиления отдельных каскадов определяются по формуле

$$K_{U 1, 2} = \beta R_K / R_{вх}. \quad (10-5)$$

Для первого каскада $R_{вх1} = R_{э1}(\beta + 1) + R_{и} \parallel R_{см}$, где $R_{и}$ — внутреннее сопротивление источника сигнала; $R_{см} = R_1 \parallel R_2$ — сопротивление цепи смещения; $R_K = R_T$; и для второго каскада $R_{вх2} = R_{э2}(\beta + 1)$; $R'_{к2} = R_{к2} \parallel R_{и}$.

Частотная характеристика УПТ в области низких частот из-за отсутствия разделительных конденсаторов не ограничена, а в области верхних частот она не отличается от характеристики усилителей с резистивно-емкостной связью.

3. БАЛАНСНЫЕ СХЕМЫ УПТ

Применение термостабилизирующих нелинейных элементов, снижающих температурный дрейф нуля, не уменьшает напряжения дрейфа, вызванного другими причинами, например, изменением напряжения источника питания, сменой транзисторов и др. Кроме того, схема с температурной компенсацией (рис. 10.2, б) требует индивидуальной настройки в заданном диапазоне температур. Для существенного уменьшения дрейфа нуля при воздействии различных дестабилизирующих факторов применяются балансные схемы, особенно в первых каскадах усилителя, где существует наибольшая опасность дрейфа.

Балансные УПТ могут быть выполнены по схемам параллельного или последовательного баланса. Так как в транзисторном исполнении схемы последовательного баланса имеют худшие техниче-

ские показатели, то рассмотрим схемы каскада УПТ параллельного баланса (рис. 10.3). Схема имеет два плеча на транзисторах $T1$ и $T2$, выбор исходного режима покоя которых и его стабилизация осуществляется с помощью резисторов $R'1, R''1, R'2, R''2, R'_3$ и R''_3 . Входной сигнал в такую схему можно вводить симметрично (на базы обоих транзисторов, как показано на рисунке) и несимметрично (база одного из транзисторов — заземленный полюс источника питания). Сопротивление нагрузки R_H подключается в одну из диагоналей моста, плечами которого являются внутренние сопротивления транзисторов $T1$ и $T2$ и резисторов R_{K1} и R_{K2} . Напряжение источника питания E_K подключается в другую диагональ моста.

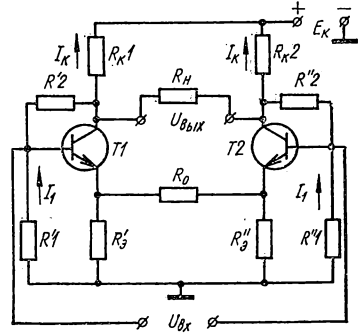


Рис. 10.3. Схема УПТ параллельного баланса.

При полной симметрии плеч токи покоя обоих транзисторов, а также их отклонения в случае изменения режима (например, при изменении напряжения E_K) имеют равную величину. Потенциалы коллекторов также равны или получают одинаковые приращения напряжения. Так или иначе напряжение на сопротивлении нагрузки отсутствует ($U_{\text{вых}} = 0$). Следовательно, при отсутствии входного сигнала и при воздействии дестабилизирующих факторов нагрузка не находится под напряжением. При этом напряжение дрейфа равно нулю.

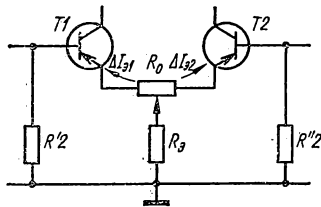


Рис. 10.4. Построение каскада УПТ параллельного баланса с общим сопротивлением в цепи эмиттера.

При наличии входного сигнала потенциалы коллекторов получают одинаковые по абсолютной величине, но противоположные по знаку приращения. Это обуславливает падение напряжения на R_H ($U_{\text{вых}} \neq 0$), за счет которого в нагрузке протекает ток полезного усиленного сигнала. В действительности всегда имеет место некоторая асимметрия схемы, поэтому напряжение дрейфа на выходе каскада УПТ полностью не исчезает. Для обеспечения дополнительной симметрии схемы вводят сопротивление R_0 , которое обуславливает постоянство потенциалов эмиттеров при отклонениях токов транзисторов. Таким образом, дрейф нуля в балансной схеме определяется разностью токов обоих плеч схемы, и поэтому значительно меньше, чем в схеме УПТ прямого усиления.

Коэффициент усиления в параллельно-балансном каскаде равен коэффициенту усиления одного плеча схемы, нагруженного на сопротивление $R'_K (R'_K = R_K \parallel R_H/2 \text{ и } R_{K1} = R_{K2} = R_K)$ и определяется формулой

$$K_U = \frac{h_{21э} R'_K}{R_H + h_{11э}} \cdot \frac{R_6}{R_6 + h_{11э}}. \quad (10-6)$$

Для получения высокой термостабильности схемы (малого значения коэффициента S) сопротивления $R'_э$ и $R''_э$ должны быть сравнительно большими. Однако это приводит к значительному сниже-

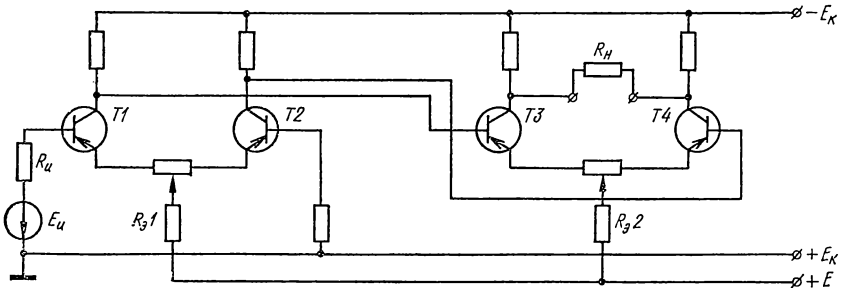


Рис. 10.5. Схема двухкаскадного УПТ параллельного баланса.

нию усиления из-за действия отрицательной обратной связи, которую нельзя устранить применением шунтирующих конденсаторов. Поэтому часто в цепь эмиттеров обоих транзисторов включают одно общее большое сопротивление $R_э$ через сравнительно низкоомное сопротивление связи $R_0 = (0,01...0,05) R_э$ (рис. 10.4). Хотя это сопротивление также несколько снижает усиление каскада, однако термостабильность схемы существенно повышается. Действительно, общее сопротивление в цепи эмиттера каждого из транзисторов, через которое протекают токи покоя, велико (в симметричном каскаде оно равно примерно $R_э + R_0/2$, в то время как сопротивление $R_э$ не создает обратной связи для составляющих токов $\Delta I_{э1}$ и $\Delta I_{э2}$, вызванных действием полезного сигнала. Это связано с тем, что токи $\Delta I_{э1}$ и $\Delta I_{э2}$ протекают встречно (такое направление протекания токов принято условно в связи с тем, что изменения потенциалов баз происходят в противоположных направлениях), поэтому при $\Delta I_{э1} = \Delta I_{э2}$ ток в $R_э$ постоянный. Используя в качестве R_0 потенциометр с отводом от средней точки, получаем возможность плавной балансировки нуля выходного напряжения моста, что имеет значение при длительной работе УПТ. Исключение из схемы сопротивления R_0 может привести к запариванию одного

из транзисторов при незначительном разбалансе базовых потенциалов.

Двухкаскадный УПТ с несимметричным входом и симметричным выходом показан на рис. 10.5. Так как коллекторы первого каскада усиления непосредственно связаны с базами второго, то каскады согласовываются посредством увеличения сопротивления в цепи эмиттеров $R_э$. Такие схемы с двумя или несколькими каскадами применяются достаточно широко, так как часто необходимо заземлять источник входного сигнала, а нагрузка, например отклоняющие пластины осциллографической трубки, потребляет симметрично изменяющееся напряжение.

На рис. 10.6 показана схема балансного каскада, в которой нагрузка подключается к одному из коллекторов транзистора (несимметричный выход), а входные сигналы поступают на базы обоих транзисторов. Выходной сигнал совпадает по фазе с $U_{вх1}$ и противоположен по фазе с $U_{вх2}$. Можно так подобрать элементы схемы, что при воздействии на входы приращений напряжений, равных по величине и знаку, напряжение на выходе не будет изменяться. При разной величине приращений $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ для этого же случая напряжение на выходе пропорционально их разности. Поэтому такой каскад параллельного баланса называют еще дифференциальным.

Различают коэффициенты усиления разности и среднего уровня входных напряжений, которые определяют соответственно по формулам

$$K_{раз} = (K_1 + K_2)/2; \quad (10-7)$$

$$K_{ср} = K_1 + K_2 = 0, \quad (10-8)$$

где K_1 и K_2 — коэффициенты усиления по первому и второму входам.

Соотношение (10-8) на практике обычно не выполняется, поскольку реальные транзисторы имеют разброс параметров и $K_{ср} \neq 0$. Однако усилитель лишь в том случае реагирует на разность входных сигналов, если выполняется неравенство $K_{ср} \ll K_{раз}$.

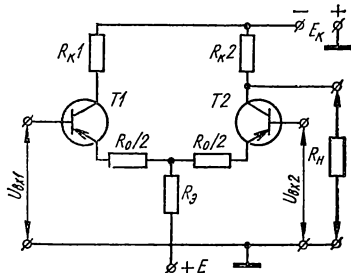


Рис. 10.6. Схема дифференциального усилителя.

4. УПТ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

В тех случаях, когда напряжение входного сигнала превышает значение сотен микровольт, применяют балансные схемы для уменьшения дрейфа нуля. При усилении напряжения ниже

указанной величины необходимо использовать УПТ с преобразованием частоты усиливаемого сигнала, так как напряжение дрейфа в балансных схемах, обусловленное эффектом мерцания, может быть порядка сотен микровольт. Структурная схема УПТ с преобразованием показана на рис. 10.7.

К модулятору подводится усиливаемый входной сигнал и переменное напряжение от дополнительного генератора возбуждающего напряжения. На выходе модулятора образовывается переменное напряжение, амплитуда которого пропорциональна входному сигналу постоянного тока. Усиление осуществляется обычным усилителем переменного напряжения.

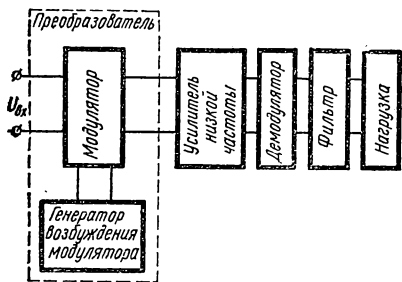


Рис. 10.7. Структурная схема УПТ с преобразованием.

Далее усиленное напряжение демодулируется демодулятором и отфильтровывается фильтром от напряжения несущей частоты. С целью синхронизации модулятор и демодулятор питаются от одного источника напряжения несущей частоты. Дрейф нуля таких усилителей очень мал.

Модуляция заключается в преобразовании медленно изменяющегося сигнала в переменный с сохранением основных информационных особенностей входного сигнала. Различают амплитудную, фазовую и частотную модуляции. Наиболее просто реализуется амплитудная модуляция. Для фазовой и частотной модуляций необходима более сложная аппаратура, поэтому в системах промышленной электроники они применяются редко.

Для амплитудной модуляции постоянного или медленно изменяющегося напряжения в переменное применяются специальные устройства — электронные, магнитные, электромеханические, параметрические и контактные модуляторы. В общем случае модуляторы можно разделить на две группы — бесконтактные и контактные. Последние реализуются с помощью вибропреобразователей, однако имеют низкую надежность вследствие срабатывания контактов. Более перспективные бесконтактные модуляторы, которые обеспечивают преобразование $U_{\text{вых}} \equiv U_{\text{вх}} \sin \omega_0 t$ с помощью бесконтактного прерывания либо параметрического изменения элементов схемы по определенной несущей частоте ω_0 .

В настоящее время широко применяются транзисторные модуляторы, использующие ключевой режим работы транзисторов. По способу связи с нагрузкой транзисторные модуляторы могут быть с емкостной и индуктивной связью (рис. 10.8, а, б).

Транзисторный прерыватель в таком модуляторе обязательно дополняется разделительной реактивной цепью, представленной разделительным конденсатором C или разделительной индуктивностью L . Параметры конденсатора C и индуктивности L выбирают таким образом, чтобы во всех состояниях транзисторного прерывателя ток через разделительный конденсатор (либо напряжение на разделительной индуктивности) не превращался в нуль в течение всего периода преобразования. В таком случае ток через конденса-

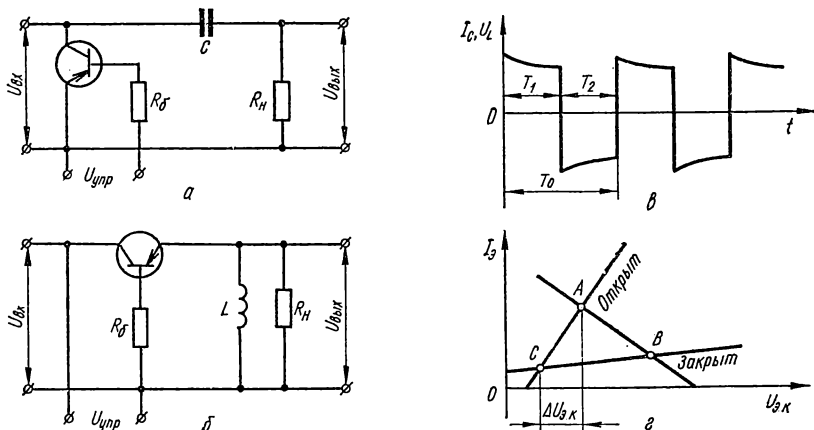


Рис. 10.8. Транзисторные модуляторы:

a — схема с емкостной связью; b — схема с индуктивной связью; $в$ — диаграмма изменения напряжения и тока; $г$ — рабочие характеристики транзистора в режиме ключа.

тор C и напряжение на индуктивности L будут изменяться за полный период модулирования T_0 ступенчато, изменяя полярность каждый полупериод преобразования T_1 и T_2 (рис. 10.8, $в$).

Форма выходного тока I_C (или выходного напряжения U_L) определяется состоянием транзисторного прерывателя. В схеме на рис. 10.8, a при закрытом транзисторе на протяжении полупериода T_1 происходит зарядка конденсатора C входным напряжением $U_{вх}$ с уменьшением тока зарядки по экспоненте. В конце полупериода за счет подачи на базу управляющего импульса транзистор открывается и схема переходит в другой режим, который длится весь второй полупериод преобразования T_2 . При открытом транзисторе конденсатор C разряжается на нагрузку R_H с экспоненциальным спаданием тока.

Для схемы на рис. 10.8, b в полупериод T_1 транзистор должен быть открытым. Тогда в первый момент, когда ток через индуктив-

ность еще мал, входное напряжение будет полностью приложено к сопротивлению нагрузки. По мере экспоненциального возрастания тока через индуктивность L напряжение на выходе убывает вследствие уменьшения противоЭДС. В конце полупериода T_1 транзистор закрывается. При этом нагрузка и индуктивность L отключаются от источника сигнала, а накопленная в индуктивности электромагнитная энергия передается в нагрузку. Полярность напряжения на индуктивности L в другой полупериод T_2 изменится за счет соответствующего действия противоЭДС.

Транзисторы в модуляторах работают в режимах отсечки и насыщения. Как идеальный ключ транзистор можно представить только при достаточно большой амплитуде модулированного сигнала. В этом случае точность преобразования будет очень высока. При малых уровнях модулированных сигналов возникают неточности, обусловленные неидеальностью транзистора как прерывателя. На рис. 10.8, *а* изображены рабочие характеристики транзистора, которые показывают, что линии открывания и закрывания транзистора не совпадают с осями координат. Рабочим участком при достаточном уровне сигнала есть линия AB . Если уровень сигнала очень мал, то возникает неточность, связанная с расхождением начальной точки характеристик C и началом координат.

Другая неточность обусловлена конечными значениями сопротивлений транзистора в открытом $R_{откр} \neq 0$ и закрытом $R_{закр} \neq \infty$ состояниях. Чтобы уменьшить эти неточности, применяют инверсное включение транзистора с подачей модулированного напряжения управления на коллекторный переход через сопротивление R_6 . В этом случае рабочим будет эмиттерный переход. Неточности можно существенно уменьшить также за счет использования компенсационных мостовых схем транзисторных прерывателей либо компенсированных транзисторных ключей.

Для последующего преобразования промодулированного и усиленного усилителем напряжения используются обычные фазочувствительные выпрямители, которые называют демодуляторами или, в цепях малой мощности, детекторами. Наиболее часто на практике применяются балансные демодуляторы, которые по принципу действия и схемным построениям похожи на модуляторы и могут быть с однополупериодным или двухполупериодным выпрямлением.

Недостатками усилителей с промежуточным преобразованием являются их сложность и ограниченное значение верхней частоты усиливаемого сигнала. Чтобы переходные процессы в усилителе и фильтре успели закончиться за период усиливаемого сигнала, его самая высокая частота должна быть в 10—15 раз ниже несущей частоты.

УПТ с преобразованием чаще всего применяют в качестве составной части операционных (решающих) усилителей с автоматической стабилизацией нулевого уровня. Операционные усилители — это усилители постоянного тока с обратной связью, которые выполняют определенные математические операции (суммирование, дифференцирование, интегрирование и инвертирование) и являются основными элементами аналоговых вычислительных машин.

Пример. Рассчитать УПТ параллельного баланса (рис. 10.3) по следующим техническим данным: допустимая величина дрейфа в нагрузке $\Delta I_{др} = 30$ мкА, сопротивление нагрузки $R_H = 5$ кОм, напряжение источника питания $E_K = 24$ В.

Так как основной причиной дрейфа тока в нагрузке УПТ, выполненного по балансирной схеме, является температурный дрейф коллекторного тока обоих транзисторов, необходимо выбрать пару транзисторов, имеющих минимальный относительный дрейф в диапазоне температур. С этой точки зрения наиболее целесообразно применять кремниевые транзисторы, имеющие малые обратные коллекторные токи и их относительные изменения.

Пусть относительный дрейф транзисторов $T1$ и $T2$ $\Delta I_{к01} - \Delta I_{к02} = 20$ мкА в заданном диапазоне температур. На семействе выходных характеристик транзистора выбираем рабочую точку с координатами $U_K = 8$ В; $I_э = 1$ мА. Сопротивления $R_{к1} = R_{к2} = R_K$ принимаем равными 10 кОм. Определяем коэффициент стабилизации дрейфа

$$S = \left(2 + \frac{R_H}{R_K}\right) \frac{\Delta I_{др}}{\Delta I_{к01} - \Delta I_{к02}} = \left(2 + \frac{5}{10}\right) \frac{30}{20} = 3,7.$$

Значения сопротивлений $R_2' = R_2'' = R_2$ определяем по формуле, приняв $\alpha = 0,98$,

$$R_2 = \frac{SE_K - U_{0к}}{\alpha I_э} = \frac{3,7 \cdot 24 - 8}{0,98 \cdot 1} \approx 91,8 \text{ кОм (станд. 92 кОм)}.$$

Взяв из справочника для выбранных транзисторов значение $I_{к0}$ (например, 10 мкА), определяем токи

$$I_1 = (U_{0к}/R_1) - I_э (1 - \alpha) + I_{к0} = (8/91,8) - 0,02 + 0,01 = 0,117 \text{ мА};$$

$$I_K = I_{к0} + \alpha I_э + (U_{0к}/R_2) = 0,01 + 0,98 + (8/91,8) = 1,077 \text{ мА}.$$

Определяем сопротивления в цепи смещения $R_1' = R_2' = R_1$ и в цепях эмиттеров $R_э' = R_э'' = R_э$:

$$R_1 = \frac{E_K - U_{0к} - I_K R_K}{I_1} = \frac{24 - 8 - 10 \cdot 1,077}{0,117} = 51 \text{ кОм (станд. 51 кОм)};$$

$$R_э = R_1 I_1 / I_э = 51 \cdot 0,117 \cdot 10^{-3} / 10^{-3} = 6 \text{ кОм (станд. 6,2 кОм)}.$$

Сопротивление R_0 обычно выбирается равным $10r_э = 10 \cdot 30 = 300$ Ом.

Находим входное сопротивление каскада

$$R_{вх} = 2R_1 R_{вх}' / (2R_1 + R_{вх}'),$$

где

$$R'_{вх} = R_0 \frac{2R_2 + R_{н. экв}}{2R_2(1-\alpha) + R_0 + R_{н. экв}};$$

$$R_{н. экв} = 2R_k R_H / (2R_k + R_H) = 2 \cdot 10 \cdot 5 / 2 \cdot 10 + 5 = 4 \text{ кОм.}$$

Определив

$$R'_{вх} = \frac{0,3 \cdot 2 \cdot 91,8 + 4}{2 \cdot 91,8 \cdot 0,02 + 0,3 + 4} = 7,4 \text{ кОм,}$$

получим окончательно

$$R_{вх} = \frac{2 \cdot 51 \cdot 7,4}{2 \cdot 51 + 7,4} = 6,9 \text{ кОм.}$$

Находим коэффициенты усиления по напряжению

$$K_U = \frac{\alpha R_{н. экв}}{R_0(1 + R_{н. экв}/2R_2)} = \frac{0,98 \cdot 4}{0,3 [1 + 4/(2 \cdot 91,8)]} = 13$$

и по току

$$K_I = \frac{\alpha}{(1 + \alpha) + R_{н. экв}/2R_2 + R_0/R_H} \frac{R_{н. экв}}{R_H} =$$

$$= \frac{0,98}{0,02 + 4/2 \cdot 91,8 + 0,315} \frac{4}{5} = 13.$$

Глава 11

ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

1. УСИЛИТЕЛИ С ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНОЙ НАГРУЗКОЙ

Избирательными или селективными называют усилители, имеющие узкую полосу пропускания и усиливающие сигналы только в пределах этой полосы частот. Такие усилители широко применяются в радиоприемных устройствах, устройствах измерительной техники, следящих системах и т. п. Для усиления сигналов в области от десятков килогерц и выше применяются избирательные усилители, использующие в качестве нагрузки выходной цепи транзистора параллельный колебательный контур (рис. 11.1). Такие усилители с частотно-избирательной нагрузочной цепью называют еще резонансными. Связь колебательного контура с нагрузкой, которой обычно является входное сопротивление последующего каскада усиления, чаще всего осуществляется по трансформаторной схеме (резонансно-трансформаторная связь, рис. 11.1, а). Значительно реже резонансные усилители выполняются в автотрансформаторной (рис. 11.1, б) или емкостной (рис. 11.1, в) связи.

При рассмотрении принципов построения и элементов расчета резонансных усилителей будем ориентироваться на низкочастотную область их применения, характерную для устройств промышленной электроники. В резонансных усилителях транзистор включается чаще всего по схеме ОЭ, которая обеспечивает малый уровень шумов

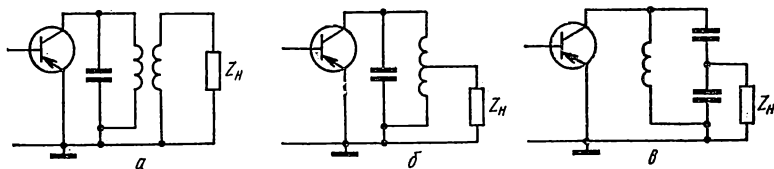


Рис. 11.1. Схемы резонансных усилителей при различных способах связи контура с нагрузкой:

a — резонансно-трансформаторной; *б* — автотрансформаторной; *в* — емкостной.

при максимальном усилении мощности. Однако можно применять схемы включения транзистора с ОБ и ОК, например, схему ОБ применяют на достаточно высоких частотах усиливаемых сигналов.

Принципиальные схемы резонансных усилителей с резонансно-трансформаторной связью, выполненные по схеме с ОЭ, показаны

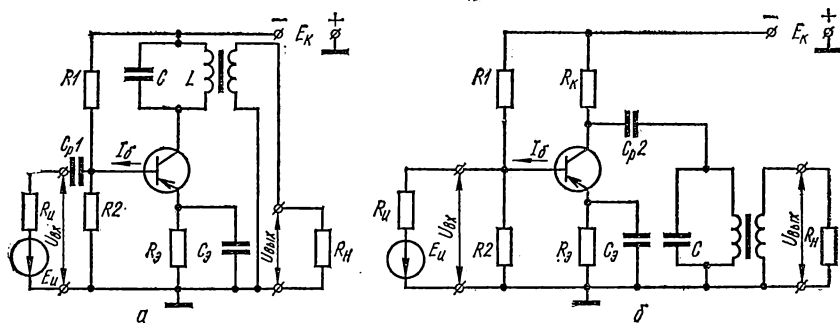


Рис. 11.2. Принципиальные схемы резонансных усилителей с включением колебательного контура:

a — последовательным; *б* — параллельным.

на рис. 11.2. На рис. 11.2, *a* изображена схема с последовательным включением контура и на рис. 11.2, *б* — с параллельным. Хотя схема рис. 11.2, *б* содержит дополнительные элементы, она является предпочтительной с точки зрения конструктивного выполнения элементов колебательного контура, который не находится под постоянным напряжением. К тому же, поскольку сердечники катушек индуктивности имеют обычно большую магнитную проницаемость,

обуславливающую уменьшение габаритных размеров и повышение добротности катушки, то отсутствие постоянного тока подмагничивания обеспечивает более высокую стабильность настройки контура (назначение и выбор элементов, разделительных цепей, цепей смещения и температурной стабилизации изложено в гл. 8). Емкости разделительных конденсаторов C_{p1} и C_{p2} выбираются такой величины, чтобы они не влияли на частотную характеристику схем.

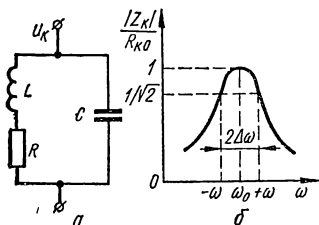


Рис. 11.3. Параллельный колебательный контур:
а — схема; б — характеристика

Элементом, определяющим частотную характеристику резонансного усилителя, является колебательный контур (рис. 11.3, а), характеризующийся индуктивностью L , емкостью C и активным сопротивлением потерь R . Чаще всего при рассмотрении свойств контура пользуются параметрами, связанными с R, L, C , а именно, круговой частотой,

характеристическим сопротивлением и добротностью

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}; \quad \rho = \sqrt{L/C} = \omega_0 L = 1/\omega_0 C; \quad Q = \rho/R. \quad (11-1)$$

Полная проводимость контура

$$1/Z_k = 1/(R + j\omega L) + j\omega C. \quad (11-2)$$

Считая, что усиливаемые частоты не слишком отличаются от резонансной частоты ω , а также принимая во внимание, что $R \ll \frac{1}{\omega_0 C} = \omega_0 L$, с учетом выражения (11-1) получаем

$$1/Z_k = (1/\rho Q) + (j/\rho) (\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega). \quad (11-3)$$

Если частота ω близка к ω_0 , то

$$\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{(\omega + \omega_0)(\omega - \omega_0)}{\omega\omega_0} \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_0},$$

где $\Delta\omega = \omega - \omega_0$, и уравнение (11-3) можно записать в виде

$$1/Z_k = 1/\rho Q + (j/\rho) (2\Delta\omega/\omega_0). \quad (11-4)$$

Сопротивление контура вблизи резонанса

$$Z_k = \rho Q / \left(1 + jQ \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right) \quad (11-5)$$

и его модуль

$$|Z_k| = \rho Q / \sqrt{1 + \left(Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2}. \quad (11-6)$$

Обычно формулу (11-6) приводят к виду

$$|Z_k|/R_{к0} = 1/\sqrt{1 + \left(Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}, \quad (11-7)$$

где

$$R_{к0} = \rho Q \quad (11-8)$$

— сопротивление контура на резонансной частоте $\omega_0 (2\Delta\omega = 0)$, которое в этом случае активно и максимально. С увеличением расстройки ($2\Delta\omega \neq 0$) модуль сопротивления контура уменьшается.

Частотная характеристика колебательного контура (рис. 11.3, б) построена в соответствии с выражением (11-7) при неограниченном значении $2\Delta\omega$. Характер изменения

напряжения на контуре с изменением частоты (резонансная кривая) не отличается от характера изменения сопротивления. При этом на частотах, меньших ω_0 , ток проходит главным образом через индуктивную ветвь (индуктивное сопротивление), а на частотах, больших ω_0 , — через емкостную (емкостное сопротивление). Таким образом, когда резонансная частота совпадает с частотой напряжения усиливаемого сигнала, коэффициент усиления достигает максимального значения, уменьшаясь на других частотах (рис. 11.4, а).

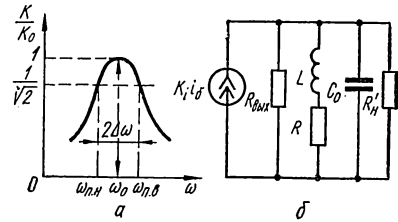


Рис. 11.4. Резонансный усилитель: а — частотная характеристика; б — эквивалентная схема.

Полоса частот $2\Delta\omega$ называется полосой пропускания контура и обычно определяется на уровне $1/\sqrt{2}$ от максимального значения рассматриваемого электрического параметра контура (напряжения, тока или сопротивления). Поэтому на краях полосы пропускания

$$|Z_k|/R_{к0} = 1/\sqrt{1 + \left(Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2} = 1/\sqrt{2}. \quad (11-9)$$

Из выражения (11-9) получаем

$$2\Delta\omega = \omega_0/Q. \quad (11-10)$$

Из формулы (11-10) видно, что полоса пропускания тем уже, чем ниже резонансная частота и чем больше добротность контура. Следовательно, при заданной резонансной частоте требуемая полоса пропускания обеспечивается добротностью контура.

Для резонансных усилителей основным показателем является не столько величина усиления, пропорциональная сопротивлению контура, сколько величина избирательности

$$\sigma = R_{к0}/|Z_{к.п}|. \quad (11-11)$$

Избирательность усилителя показывает, во сколько раз усиление на резонансной частоте больше по сравнению с усилением на некоторой частоте помехи $\omega_{\text{п}}$ (обычно на граничных частотах полосы пропускания, рис. 11.4, а). По заданному соотношению (11-11) определяется необходимая добротность контура согласно преобразованной формуле

$$R_{\text{к0}}/|Z_{\text{к. п}}| = \sqrt{1 + (Q2\Delta\omega/\omega_0)^2}, \quad (11-12)$$

из которой видно, что повышение избирательности при заданной частоте ω_0 связано с необходимостью увеличения добротности контура. В тех случаях, когда один каскад резонансного усилителя не обеспечивает усиления при заданной избирательности, в усилитель дополнительно вводят обычные реостатные каскады. Если усилитель не обеспечивает необходимой избирательности, то составляют несколько резонансных каскадов, настроенных на одну частоту.

Полученные расчетные соотношения справедливы, если выходное сопротивление резонансного каскада $R_{\text{вых}}$ и входное сопротивление последующего каскада усиления $R_{\text{вх. сл}} = R_{\text{н}}$ достаточно велики. Однако в транзисторных усилителях данное условие не выполняется и поэтому часть энергии колебаний из контура потребляется указанными сопротивлениями.

На рис. 11.4, б показана эквивалентная схема резонансного усилителя, которая идентична для обеих принципиальных схем рис. 11.2. Емкость колебательного контура C_0 увеличивается за счет выходной $C_{\text{вых}}$ и входной $C'_{\text{вх. сл}} = C_{\text{вх. сл}} n^2$ емкостей, а также емкости монтажа $C_{\text{М}}$:

$$C_0 = C + C_{\text{вых}} + C'_{\text{вх. сл}} + C_{\text{М}}.$$

Эта емкость шунтирована сопротивлениями $R_{\text{вых}}$ и $R'_{\text{н}} = R'_{\text{вх. сл}} = R_{\text{вх. сл}}/n^2$. Эквивалентное сопротивление цепи межкаскадной связи на резонансной частоте

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC_0} \quad (11-13)$$

определяется параллельным соединением трех сопротивлений, т. е.

$$1/R_{\text{к0 экв}} = 1/R_{\text{вых}} + 1/R_{\text{к0}} + 1/R'_{\text{н}}. \quad (11-14)$$

Добротность колебательного контура с учетом влияния шунтирующих сопротивлений также снижается и определяется по формуле

$$Q_{\text{экв}} = \frac{Q}{1 + Q^2 (1/R_{\text{вых}} + 1/R'_{\text{н}})}. \quad (11-15)$$

Таким образом, для расчета реальных значений величины коэффициента усиления, полосы пропускания и избирательности резонансного усилителя необходимо предварительно воспользоваться формулами (11-13)—(11-15).

2. УСИЛИТЕЛИ С ЧАСТОТНО-ЗАВИСИМОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Избирательные усилители с частотно-зависимой обратной связью используются на низких частотах, где нецелесообразно применять LC -колебательные контуры, так как размеры контурной катушки на этих частотах и ее стоимость увеличиваются. Кроме того, катушка с большой индуктивностью ухудшает не только эксплуатационные, но и технические параметры — уменьшается добротность, увеличивается восприимчивость к наводкам и помехам и т. д.

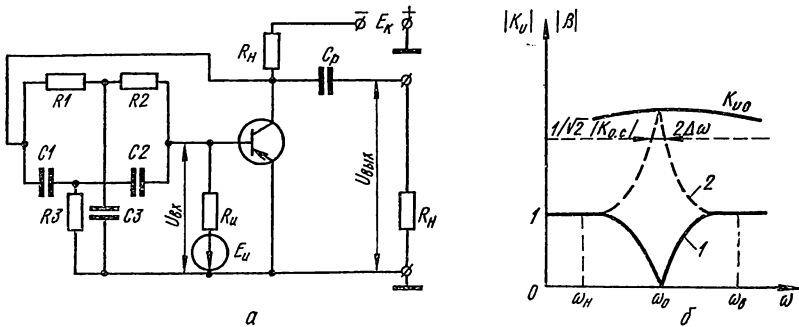


Рис. 11.5. Усилитель с частотно-зависимой обратной связью:
а — принципиальная схема; б — частотная характеристика.

Принципиальная схема избирательного усилителя с наиболее часто употребляемой цепочкой частотно-зависимой обратной связи в виде двойного Т-образного моста показана на рис. 11.5, а. Смещение в схеме осуществляется за счет суммарного сопротивления $R_1 + R_2$ 2Т-моста. Коэффициент передачи 2Т-моста

$$\beta_u = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{R_1 R_2 R_3 + Z_1 Z_3 R_3 + Z_2 Z_3 R_3 + R_1 R_2 Z_3 + R_2 R_3 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_3}{(R_1 + Z_3)(R_3 + Z_1)(R_2 + Z_2) + Z_1 R_3(R_1 + Z_3) + R_1 Z_3(Z_1 + Z_3)}, \quad (11-16)$$

где $Z_1 = 1/(j\omega C_1)$; $Z_2 = 1/(j\omega C_2)$; $Z_3 = 1/(j\omega C_3)$.

Приравнивая вещественную и мнимую части числителя в уравнении (11-16) к нулю, при котором соответственно

$$R_1 R_2 = \frac{1}{\omega C_3} \left(\frac{1}{\omega C_1} + \frac{1}{\omega C_2} \right); \quad (11-17)$$

$$R_3 (R_1 + R_2) = 1/(\omega^2 C_1 C_2), \quad (11-18)$$

или после деления (11-17) на (11-18),

$$R_1 R_2 / [R_3 (R_1 + R_2)] = (C_1 + C_2) / C_3 = 1/a^2,$$

получаем условие наибольшей избирательности 2Т-моста при равенстве нулю коэффициента передачи β_{u0} , т. е. $a = 1$. При этом $C_3 = C_1 + C_2$ и $R_3 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$.

Квазирезонансная частота ω_0 , соответствующая $\beta_{u0} = 0$ (баланс моста) может быть найдена из соотношения

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}. \quad (11-19)$$

Если $R_1 = R_2 = 2R_3$ и $C_1 = C_2 = 0,5C_3$, то

$$\omega_0 = 1/(R_1 C_1) = 1/(R_2 C_2) = 1/(R_3 C_3). \quad (11-20)$$

На частоте квазирезонанса фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями равен нулю.

Частотная характеристика 2Т-моста показана на рис. 11.5, б (кривая 1). Термин квазирезонансная частота (в отличие от резонансной) вводится в связи с тем, что, несмотря на внешнее сходство характеристик LC-контуров и RC-избирательных цепочек, природа их различна. Поскольку транзистор сдвигает фазу на 180° , 2Т-мост включен в цепь отрицательной обратной связи и общий сдвиг фазы по замкнутой петле обратной связи равен 180° .

Коэффициент усиления усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, определяется уравнением (7-12), откуда следует, что, если на частоте ω_0 обратная связь в схеме отсутствует ($\beta_u = 0$), то коэффициент усиления максимален $K_{U\beta} = K_{U0}$, рис. 11.5, б. С увеличением расстройки $|\beta|$ растет, устремляясь при некоторых частотах ω_n и ω_b к значению, равному единице. При этом коэффициент усиления усилителя $|K_{o.c}|$ уменьшается (кривая 2). Так как при $\beta_0 = 1$ $K_{U\beta} \gg 1$ и в соответствии с уравнением (7-12) $K_{U\beta} = 1/\beta_u$, то $|K_{o.c}| = 1$ (рис. 11.5, б).

Связь коэффициента передачи 2Т-моста с условной полосой пропускания избирательного усилителя $\omega_0 \pm \Delta\omega$, определяемой на уровне $1/\sqrt{2}$ от максимального значения усиления, выражается формулой

$$\dot{\beta}_U = j \frac{b}{b+1} \left(\pm \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right), \quad (11-21)$$

где $b = R_2/R_1 = C_1/C_2$.

Тогда для модуля коэффициента усиления усилителя с учетом уравнений (7-12) и (11-21) получаем выражение

$$K_{U_{o.c.}} = K_{U0} / \sqrt{1 + \left(K_{U0} \frac{b}{1+b} \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2}, \quad (11-22)$$

из которого при $K_{U_{o.c.}} = (1/\sqrt{2}) K_{U0}$ определяем полосу пропускания избирательного усилителя

$$2\Delta\omega = (2\omega_0/K_{U0}) [(b+1)/b]. \quad (11-23)$$

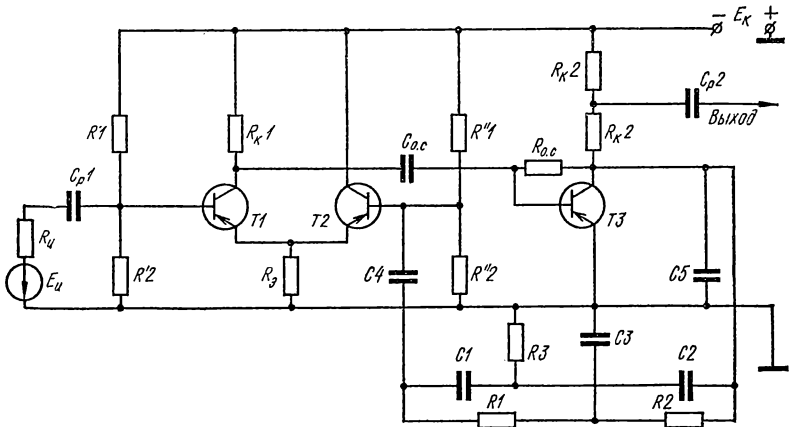


Рис. 11.6. Схема избирательного усилителя с каскадом-развязкой.

Избирательность усилителя с частотно-зависимой обратной связью определяется по формуле

$$\sigma = \frac{K_{U0}}{K_{U_{o.c.}}} = \sqrt{1 + \left(K_{U0} \frac{b}{b+1} \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2}. \quad (11-24)$$

Из сравнения формул (11-24) и (11-12) видно, что избирательный усилитель с частотно-зависимой обратной связью характеризуется эквивалентной добротностью

$$Q_{\text{экр}} = K_{U0} b / [2(b+1)] = K_{U0} Q_{RC}, \quad (11-25)$$

где Q_{RC} — добротность 2Т-моста.

Из выражения (11-25) следует, что даже при небольшой добротности 2Т-моста можно получить достаточно высокую избирательность усилителя, если выбрать усилительный каскад с большим усилением. Кроме того, на характеристики 2Т-моста существенно влияет входное сопротивление усилительного каскада, искажая

амплитудно-частотную характеристику, ухудшая избирательность и расширяя полосу пропускания. Поэтому в практических схемах используются каскады развязки в виде эмиттерных повторителей или эмиттерно-связанных каскадов (рис. 11.6, каскад на транзисторах $T1$ и $T2$).

Пример. Рассчитать узкополосный резонансный усилитель низкой частоты, если заданы: частота усиливаемого сигнала $f_0 = 3500$ Гц; полоса пропускания $2\Delta f \leq 350$ Гц; входная $P_{\text{вх}} = 10$ мВт и выходная $P_{\text{вых}} = 100$ мВт мощности. Усилитель нагружен сопротивлением $R_{\text{н}} = 1$ кОм; напряжение источника питания $E_{\text{к}} = 16$ В. Схема рассчитываемого усилителя показана на рис. 11.7.

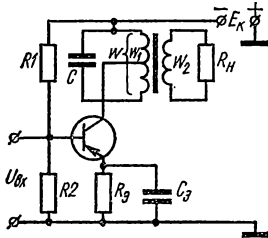


Рис. 11.7. К расчету примера.

Учитывая, что на низких частотах волновое сопротивление контура $\rho = 1 \dots 3$ Ом и $\omega_0 = 2\pi f_0$, емкость и индуктивность колебательного контура определяем из условия (11-1):

$$C = 1/(\omega_0 \rho) = 1/(2 \cdot 3,14 \cdot 3,5 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3) = 0,0227 \text{ мкФ};$$

$$L = 1/(\omega_0^2 C) = 1/(2 \cdot 3,14 \cdot 3,5 \cdot 10^3)^2 \cdot 0,0227 \cdot 10^{-6} = 0,110 \text{ Г.}$$

Так как коэффициент A для альсиферовых сердечников равен 129, число витков катушки ω (см. рис. 11.7) рассчитываем по формуле

$$\omega = A \sqrt{L} = 129 \sqrt{110} = 1320 \text{ витков.}$$

Согласно справочным данным для принятого типоразмера сердечника средняя длина витка $l_{\text{ср}} = 5,5$ см. Следовательно, расчетная длина обмоточного провода

$$l_{\text{пр}} = l_{\text{ср}} \omega = 5,5 \cdot 1320 = 7250 \text{ см.}$$

Определяем диаметр провода с изоляцией

$$d_{\text{нз}} = 13/\sqrt{\omega} = 13/\sqrt{1320} = 0,352.$$

Сопротивление провода $r_{\text{н}}$, если удельное сопротивление медного провода $\rho_{\text{м}}$, указанного диаметра длиной 1 км равно 265 Ом рассчитываем по формуле

$$r_{\text{н}} = l_{\text{пр}} \rho_{\text{м}} = 0,0725 \cdot 265 = 19,2 \text{ Ом.}$$

Рассчитываем сопротивление потерь в сердечнике на вихревые токи

$$r_{\text{в}} = \rho f_0 \delta_{\text{в}} = 2 \cdot 10^3 \cdot 3,5 \cdot 10^3 \cdot 500 \cdot 10^{-9} = 3 \text{ Ом},$$

где $\delta_{\text{в}} = 500 \cdot 10^{-9}$ — коэффициент потерь на вихревые токи для данного материала сердечника.

С учетом того, что коэффициент потерь на последствие $\delta_{\text{п}} = 2 \cdot 10^{-3}$, определяем сопротивление потерь на последствие

$$r_{\text{п}} = \rho \delta_{\text{п}} = 2 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 4 \text{ Ом}.$$

Сопротивление потерь в конденсаторе контура $r_{\text{к}}$ определяется при известном значении тангенса угла потерь $\text{tg } \delta$. Пусть для выбранного типа конденсатора $\text{tg } \delta = 10^{-3}$, тогда

$$r_{\text{к}} = \rho \text{tg } \delta = 2 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3} = 2 \text{ Ом}.$$

Находим сопротивление потерь в контуре без учета потерь в сердечнике на гистерезис и влияние нагрузки

$$r = r_{\text{м}} + r_{\text{в}} + r_{\text{п}} + r_{\text{к}} = 19,2 + 3 + 4 + 2 = 28,2 \text{ Ом}.$$

Рассчитываем оптимальную величину нагрузочного сопротивления переменному току в коллекторной цепи транзистора

$$R'_{\text{н}} = 1,2 E_{\text{к}} / I_{\text{к. доп}} = 1,2 \cdot 16 / (20 \cdot 10^{-3}) = 960 \text{ Ом}.$$

Для определения потерь в сердечнике на гистерезис необходимо рассчитать вспомогательный коэффициент

$$\rho = k^2 \frac{E_{\text{к}}^2}{2R'_{\text{н}}} \frac{\rho^2 \omega^2}{1 + \gamma},$$

где k — коэффициент, зависящий от типа сердечника (для альсифера ТЧ-60 $k = 43 \cdot 10^{-8}$); $\gamma = R'_{\text{н}} / R_{\text{к. экв}}$; $R_{\text{к. экв}}$ — эквивалентное сопротивление контура на резонансной частоте.

Приняв $\gamma = 1$, получим

$$\rho = 43 \cdot 10^{-8} \frac{16^2}{2 \cdot 960} \frac{(2 \cdot 10^3)^2 \cdot 1320^2}{2} = 1,77 \cdot 10^6.$$

Сопротивление потерь на гистерезис определяют обычно по номограммам для рассчитанных значений ρ и r . В данном случае для $\rho = 1,77 \cdot 10^6$ и $r = 28,2 \text{ Ом}$ $r_{\text{г}} = 48 \text{ Ом}$,

Находим полное сопротивление потерь в контуре

$$r_{\Sigma} = r + r_{\text{г}} = 28,2 + 48 = 76,2 \text{ Ом}.$$

Рассчитываем собственную добротность контура

$$Q_{\text{к}} = \rho / r_{\Sigma} = 2 \cdot 10^3 / 76,2 = 26,3$$

и эквивалентную добротность системы контур — нагрузка

$$Q_{\text{экв}} = Q_{\text{к}} / (1 + \gamma) = 26,3 / 2 = 13,15.$$

Определяем полосу пропускания резонансного усилителя

$$2\Delta f = f_0 / Q_{\text{экв}} = 350 / 13,15 = 266 \text{ Гц},$$

что удовлетворяет условию $266 \text{ Гц} < 350 \text{ Гц}$.

Находим эквивалентное сопротивление нагруженного контура на резонансной частоте

$$R_{o.c} = \rho Q_{экв} = 2 \cdot 10^3 \cdot 13,15 = 26,3 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Так как коэффициент подключения контура к транзистору

$$n_1 = \sqrt{R'_H/R_{o.c}} = \sqrt{960/2630} = 0,188,$$

то $\omega_1 = n_1 \omega = 0,188 \cdot 1320 = 250$ витков, а коэффициент подключения нагрузки к контуру

$$n_2 = \sqrt{R_H/\gamma \rho Q_K} = \sqrt{1000/1 \cdot 2000 \cdot 26 \cdot 3} \approx 0,14,$$

откуда $\omega_2 = n_2 \omega = 0,14 \cdot 1320 = 180$ витков.

Элементы смещения и температурной стабилизации могут быть определены по формулам гл. 8.

Глава 12

ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

1. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Электронными генераторами называют устройства, преобразующие с помощью усилительных приборов энергию источника питания в энергию электрических колебаний заданной частоты и формы. Внутренним классификационным признаком генераторов является принцип управления режимом их работы. По этому признаку различают генераторы с независимым возбуждением, режимом работы которых управляют от внешнего источника переменного напряжения, и генераторы с самовозбуждением — автогенераторы.

По форме выходных колебаний различают генераторы гармонических (синусоидальных) колебаний и генераторы колебаний несинусоидальной формы (прямоугольной, пилообразной и др.), которые называют релаксационными (импульсными). Работа последних характеризуется специфическими особенностями, поэтому им посвящена отдельная глава.

Гармонические колебания в генераторах поддерживаются резонансными контурами либо другими резонирующими элементами (кварцы, объемные резонаторы и т. п.) или с помощью фазирующих RC -цепей, включаемых в цепь обратной связи усилителей. Первые называются LC -, а вторые RC -генераторами гармонических колебаний. Маломощные LC -генераторы применяются в измерительных и регулирующих устройствах, а также служат в качестве задающих генераторов в радиопередатчиках. LC -генераторы средней и большой мощностей широко используются для питания технологических установок ультразвуковой обработки материалов, устано-

вок индукционного нагрева металлов и диэлектриков, электронных микроскопов и др. RC -генераторы применяются как задающие устройства в системах преобразования постоянного тока в переменный, а также различного рода измерительных приборах и системах.

2. LC -ГЕНЕРАТОРЫ С НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Схема LC -генератора с независимым возбуждением по сути не отличается от схемы резонансного усилителя (см., например, рис. 11.2). Однако LC -генераторы обычно обеспечивают в избирательной нагрузке значительную мощность, что достигается применением мощных транзисторов, работающих в соответствующем режиме при достаточном уровне входного сигнала возбуждения. В связи с этим их иногда называют избирательными усилителями мощности.

LC -генераторы с независимым возбуждением могут быть построены по схемам включения транзисторов с ОЭ, ОБ и ОК. На практике применяются лишь первые две схемы.

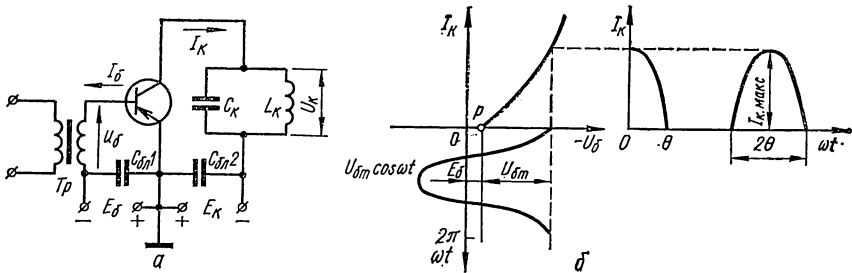


Рис. 12.1. LC -генератор с независимым возбуждением:

а — схема; б — графики, объясняющие физические процессы в генераторе.

Рассмотрим работу такого генератора на транзисторе типа p - n - p по схеме включения с ОЭ, которая обладает наибольшим усилением мощности (рис. 12.1, а). При этом будем считать, что на средних частотах действие внутренней обратной связи в транзисторе несущественно, а частотные свойства не зависят от времени пролета носителей через его активную область. Напряжение возбуждения $u_δ = U_δm \cos \omega t$, снимаемое со вторичной обмотки входного трансформатора, прикладывается к участку база—эмиттер. Колебания выходного сигнала более высокой мощности выделяются в коллекторной цепи, нагрузкой которой является параллельный колебательный контур. Напряжение смещения в данную схему поступает от источника $E_δ$.

В практических схемах генераторов напряжение смещения подается через делитель на резисторах (см. гл. 8) от источника питания E_k . Для получения достаточно высокой термостабильности генератора применяется эмиттерная температурная стабилизация. Благодаря наличию блокировочных конденсаторов $C_{бл1}$ и $C_{бл2}$ переменные составляющие базового и коллекторного токов через источник смещения E_b и источник питания E_k отсутствуют.

Напряжение смещения — E_b выбирается, как правило, такой величины, чтобы рабочая точка p располагалась левее начального участка проходной характеристики $I_k = \varphi(U_b)$ (рис. 12.1, б). Таким образом, схема работает в режиме класса С. Из рис. 12.1, б видно, что мгновенное значение результирующего напряжения на базе

$$u_b = E_b - U_{b\ m} \cos \omega t.$$

Кривая выходного тока имеет вид кратковременных импульсов с максимальным значением $I_{k\ \max}$ и длительностью $2\theta < \pi$. Используя ряд Фурье, импульсы коллекторного тока можно разложить на составляющие, зависящие от максимального значения импульса $I_{k\ \max}$ и угла отсечки θ , т. е.

$$I_{0k} = \alpha_0 I_{k\ \max}; \quad I_{k1} = \alpha_1 I_{k\ \max}; \quad I_{k2} = \alpha_2 I_{k\ \max}; \quad I_{kn} = \alpha_n I_{k\ \max}. \quad (12-1)$$

Здесь $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ — коэффициенты разложения, являющиеся функциями угла отсечки θ , которые определяются по таблицам или графикам.

Колебательный контур настраивается на первую гармоническую коллекторного тока с амплитудой I_{k1} . Мгновенное значение напряжения на контуре, обусловленное первой гармоникой, с учетом напряжения источника питания, имеет вид

$$u_k = I_{k1} R_{0e} \cos \omega t - E_k = U_{k\ m} \cos \omega t - E_k, \quad (12-2)$$

где $U_{k\ m} = I_{k1} R_{0e}$ — амплитуда контурного напряжения; $R_{0e} = = L_k / C_k r_k$ — активное сопротивление контура для первой гармоники; r_k — сопротивление потерь контура.

Несмотря на импульсный характер коллекторного тока, напряжение в коллекторном контуре U_k изменяется по косинусоидальному закону. Это объясняется характерными особенностями контура, в котором между катушкой L_k и конденсатором C_k происходит гармонический колебательный обмен энергией: энергия электромагнитного поля катушки индуктивности преобразуется в энергию электрического поля конденсатора и наоборот.

Максимальное значение коллекторного тока $I_{k\ \max}$ можно определить графически, используя семейство статических коллекторных характеристик $I_k = \psi(U_k)_{U_b = \text{const}}$ (рис. 12.2, а). При этом должно

быть известно максимальное напряжение базы $U_{б. макс} = E_b - U_{б. т.}$, а также минимальное напряжение на коллекторе $U_{к. мин} = U_{к. т.} - E_k$ (напряжение и ток в коллекторной цепи пульсируют в противофазе). Однако такое графическое построение можно проводить лишь в случаях недонапряженного и критического режимов работы генератора, когда форма импульсов тока не слишком искажена (рис. 12.2, б, в). Форма импульсов коллекторного тока зависит от величины сопротивления нагрузки, как это показано на рис. 12.2, б, в, г для некоторого постоянного значения угла отсечки θ .

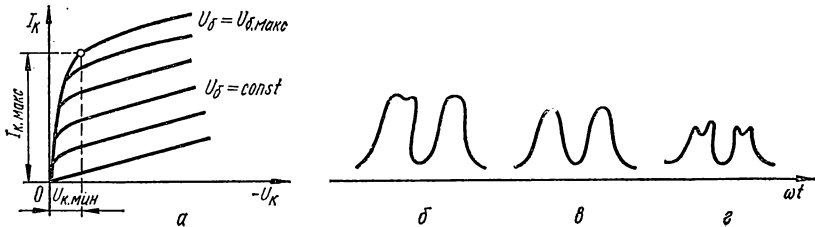


Рис. 12.2. К определению максимального значения коллекторного тока (а) и форма импульсов в критическом (б), недонапряженном (в) и перенапряженном (г) режимах.

При некотором критическом значении сопротивления нагрузки, когда $R_{oe} = R_{кр}$ (критический режим), импульс коллекторного тока имеет затупленную вершину (рис. 12.2, б). В случае выполнения соотношения $R_{oe} < R_{кр}$ (недонапряженный режим) импульс заострен (рис. 12.2, в) и имеет провал в вершине при $R_{oe} > R_{кр}$ (перенапряженный режим, рис. 12.2, г).

Основные энергетические показатели LC -генератора с независимым возбуждением определяются по таким же формулам, как и для усилителей мощности (гл. 11).

Мощность, потребляемая коллекторной цепью от источника питания,

$$P_{пит} = I_{0к} E_{к.} \quad (12-3)$$

Выделяемая в коллекторной цепи колебательная мощность

$$P_{к} = I_{к1} U_{к. т.} / 2 = I_{к1}^2 R_{oe} / 2. \quad (12-4)$$

Значения токов $I_{0к}$ и $I_{к1}$ определяются согласно уравнению (12-1). Мощность, рассеиваемая на коллекторе,

$$P_p = P_{пит} - P_{к}. \quad (12-5)$$

КПД коллекторной цепи

$$\eta_{к} = P_{к} / P_{пит}. \quad (12-6)$$

Максимальное значение колебательной мощности соответствует критическому режиму работы генератора. При этом КПД транзисторных генераторов может достигать 80—85%.

3. LC-ГЕНЕРАТОРЫ С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ (АВТОГЕНЕРАТОРЫ)

LC-генераторы, работающие в автоколебательном режиме, генерируют электрические колебания без какого-либо управляющего воздействия извне. При этом основным параметром автогенератора является частота генерируемых колебаний, г. е. частота преобразования постоянного напряжения источника питания схемы в колебания переменного напряжения.

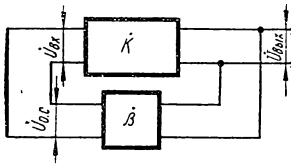


Рис. 12.3. Структурная схема автогенератора.

В гл. 7 показано, что возможны условия, при которых усилитель, охваченный положительной обратной связью, самовозбуждается, так как коэффициент усиления на определенных частотах достигает бесконечно большой величины. Это обуславливает наличие

выходного напряжения при отсутствии входного сигнала. Данный принцип используется в автогенераторах гармонических колебаний, представляющих собой усилительное звено с коэффициентом усиления K , охваченное положительной обратной связью с коэффициентом передачи по напряжению β (рис. 12.3). Для напряжения, снимаемого с выхода обратной связи,

$$\dot{U}_{o.c} = \beta \dot{U}_{\text{в.х.}} \quad (12-7)$$

В свою очередь напряжение на выходе генератора $\dot{U}_{\text{в.х.}} = K \dot{U}_{o.c}$ или, с учетом уравнения (12-7), $\dot{U}_{\text{в.х.}} = K \beta \dot{U}_{\text{в.х.}}$. Следовательно, установившиеся колебания будут существовать в схеме при условии, что

$$K \beta = 1. \quad (12-8)$$

При $K \beta > 1$ амплитуда колебаний будет непрерывно возрастать. Условие (12-8) можно записать следующим образом:

$$K \beta e^{j(\varphi_K + \varphi_\beta)} = 1. \quad (12-9)$$

Так как $K \beta$ — величина комплексная, процесс самовозбуждения автоколебаний, описываемый выражением (12-9), можно представить в виде двух условий:

$$\varphi_K + \varphi_\beta = 2\pi n; \quad (12-10)$$

$$K \beta = 1. \quad (12-11)$$

Уравнение (12-10) характеризует процесс баланса фаз, который подразумевает, что сдвиг фаз в замкнутой цепи автоколебательной системы должен равняться $2\pi n$, где $n = 0, 1, 2, 3, \dots$. Уравнение (12-11) показывает, что для существования автоколебательного режима ослабление сигнала, вносимое звеном обратной связи, должно компенсироваться усилителем. Данное условие отражает процесс баланса амплитуд. Для генерации гармонических колебаний схема автогенератора должна содержать частотно-зависимую цепь, обуславливающую выполнение условий баланса фаз и амплитуд на одной и той же частоте. Процесс развития и установления колебательного процесса автогенератора (при условии выполнения баланса фаз) можно объяснить с помощью графических построений.

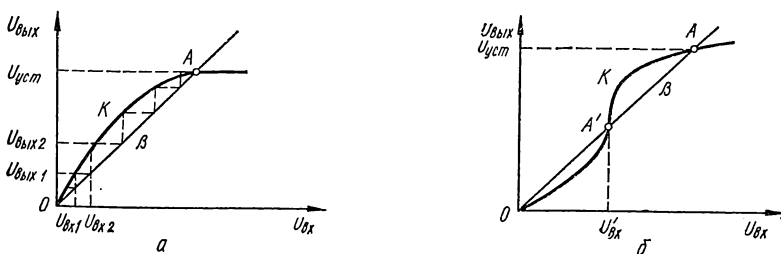


Рис. 12.4. К графической иллюстрации процесса развития автоколебаний: a — в мягком режиме самовозбуждения; b — в жестком режиме.

На рис. 12.4 изображены амплитудные характеристики собственно усилительного звена $K = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ и прямые обратной связи $\beta = U_{\text{вх}}/U_{\text{вых}}$, характеризующие ослабляющие действия звеньев обратной связи. Если на вход усилительного звена генератора в некоторый момент времени воздействует сигнал с амплитудой напряжения $U_{\text{вх}1}$ (рис. 12.4, a), то после усиления в K раз на выходе усилителя появится сигнал с амплитудой $U_{\text{вых}1}$. Это напряжение, ослабленное в β раз, является входным напряжением усилителя $U_{\text{вх}2}$, которое вызовет на выходе напряжение $U_{\text{вых}2}$. Описанный процесс протекает до тех пор, пока амплитуда выходного сигнала не достигнет своей установившейся величины $U_{\text{уст}}$ (точка A), при которой выполняется условие (12-11).

Как видно из рис. 12.4, a , из-за нелинейности амплитудной характеристики, обусловленной нелинейностью характеристик транзистора, коэффициент усиления усилительного звена с ростом уровня выходного сигнала уменьшается. Следовательно, для процесса развития автоколебаний условие (12-11) запишется в виде $K\beta > 1$, а условие баланса амплитуд в общем виде — $K\beta \geq 1$.

Здесь знак неравенства отражает процесс развития автоколебаний, а знак равенства — установившийся процесс. Таким образом, амплитуда установившихся колебаний ограничивается нелинейностью характеристик транзистора.

Из рис. 12.4, а следует также, что после включения схемы при воздействии на вход усилительного звена бесконечно малых импульсов, которые всегда имеются в виде напряжения шумов, авто-

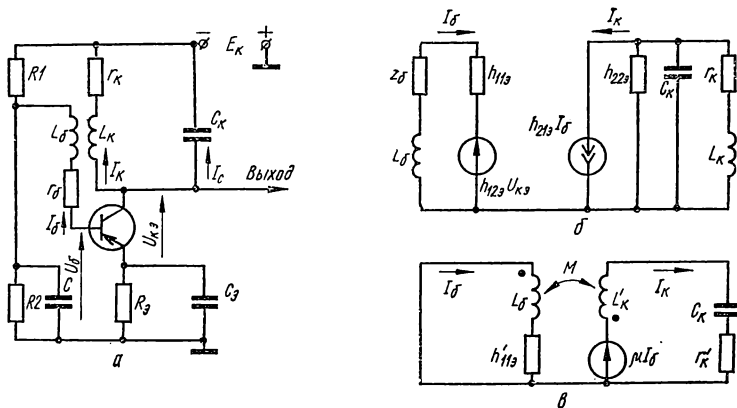


Рис. 12.5. Схемы автогенератора с трансформаторной связью: а — принципиальная; б — полная эквивалентная; в — упрощенная эквивалентная.

колебания развиваются мгновенно. Такой режим работы автогенератора называется мягким режимом самовозбуждения. Если рабочая точка выбрана на нелинейном участке характеристики транзистора, то амплитудная характеристика имеет вид, показанный на рис. 12.4, б. В этом случае колебания возникают при наличии на входе усилительного звена толчка напряжения не менее $U_{вк}$. Такой режим возникновения колебаний называется жестким режимом самовозбуждения.

Характеристику $U_{вых} = KU_{вх}$ называют также колебательной характеристикой автогенератора и используют обычно для экспериментального определения амплитуды установившихся колебаний. Причем обычно стремятся получить мягкий режим самовозбуждения.

Принципиальная схема автогенератора с настроенным контуром в коллекторной цепи L_k, C_k , являющимся нагрузкой однокаскадного усилителя, и индуктивной связью между выходом и входом усилителя, осуществляемой отдельной базовой катушкой L_b , показана на рис. 12.5, а. Такая схема называется генератором с транс-

форматорной связью и используется обычно в диапазоне радиочастот. Элементы $R1, R2, R_3$ и C_3 предназначены для обеспечения необходимого режима по постоянному току и его термостабилизации (см. гл. 8). За счет конденсатора C , реактивное сопротивление которого на частоте генераций незначительно, осуществляется заземление одного конца базовой катушки. Сопротивления r_k и r_6 учитывают активные потери соответственно в контурной и базовой катушках.

Как и в генераторе с независимым возбуждением, сопротивление контура на резонансной частоте имеет чисто активный характер и равно $L_k/(r_k C_k)$. Поэтому при воздействии на базу сигнала переменного тока с частотой, равной частоте резонанса, напряжение на коллекторе будет сдвинуто по фазе на 180° (как для реостатного каскада усиления по схеме ОЭ). Поскольку базовая и контурная катушки связаны индуктивно, переменное напряжение на базовой катушке U_6 за счет тока I_k , протекающего через контурную катушку L_k , будет равно $\pm j\omega M I_k$, где M — коэффициент взаимной индукции. Если выбрать направление намотки катушек таким образом, чтобы $U_6 = -j\omega M I_k$, то общий фазовый сдвиг в замкнутой цепи усилитель — обратная связь равен нулю, что обеспечивает выполнение условия баланса фаз.

Для определения минимального коэффициента усиления, обеспечивающего выполнение условия баланса амплитуд на резонансной частоте (частота генерации), а также данной частоты, воспользуемся эквивалентной схемой генератора (рис. 12.5, б), упрощенный вариант которой показан на рис. 12.5, в. Эквивалентные схемы составлены с учетом того, что генерируемые колебания имеют не слишком высокую частоту.

Во входном контуре упрощенной эквивалентной схемы отсутствует генератор напряжения $h_{123} U_{k,3}$ вследствие малости параметра обратной связи h_{123} , а $h'_{113} = h_{113} + r_6$. Применив теорему Тевенена, в выходном контуре получим генератор напряжения μI_6 , где $\mu = jh_{213}/(\omega C_k)$. Последовательно с этим генератором включено сопротивление $1/(j\omega C_k)$. Параметры r_k и L_k выходного контура полной эквивалентной схемы с учетом параллельно подключенной выходной проводимости h_{223} заменены r'_k и L'_k .

Для составления характеристического уравнения (функции передачи сигнала) схемы воспользуемся методом контурных токов. При этом для входного и выходного контуров упрощенной эквивалентной схемы замещения получим соответственно:

$$0 = (h'_{113} + j\omega L_6) I_6 + j\omega M I_k; \quad (12-12)$$

$$j h_{213} I_6 / (\omega C_k) = I_k [1 / (j\omega C_k) + r'_k + j\omega L'_k] + j\omega M I_6. \quad (12-13)$$

Определяя из выражения (12-12)

$$I_k = j[(h'_{11э} + j\omega L_б) I_б / (\omega M)]$$

и подставляя его значение в (12-13), получаем

$$j \frac{h'_{21э} I_б}{\omega C_k} = j \frac{(h'_{11э} + j\omega L_б) I_б}{\omega M} \left(\frac{1}{j\omega C_k} + r'_k + j\omega L'_k \right) + j\omega M I_б. \quad (12-14)$$

Так как в режиме генерации ток базы отличен от нуля, им можно пренебречь. Кроме того, умножая обе части уравнения (12-14) на $-j\omega^2 M C_k$, получаем характеристическое уравнение

$$(h'_{11э} \omega C_k r'_k + \omega L_б - \omega^3 L_б L'_k C_k + \omega^3 M^2 C_k - \omega M h'_{21э}) + j(\omega^2 h'_{11э} L'_k C_k + \omega^2 L_б C_k r'_k - h'_{11э}) = 0. \quad (12-15)$$

Из равенства нулю мнимой части характеристического уравнения (на частоте баланса фаз функция передачи величина действительная) имеем

$$\omega^2 h'_{11э} L'_k C_k + \omega^2 L_б C_k r'_k - h'_{11э} = 0, \quad (12-16)$$

откуда круговая частота генерируемых колебаний

$$\omega^2 = \frac{1}{L'_k C_k [1 + L_б r'_k / (L'_k h'_{11э})]}. \quad (12-17)$$

С учетом того, что обычно $L_б r'_k / (L'_k h'_{11э}) \ll 1$, а $\omega = 2\pi f$, частота колебаний выражается формулой

$$f_r = 1 / (2\pi \sqrt{L'_k C_k}). \quad (12-18)$$

Минимальную величину коэффициента усиления, обеспечивающего условие баланса амплитуд в установившемся процессе генерации, получим из равенства единице действительной части характеристического уравнения, т. е.

$$h'_{11э} \omega C_k r'_k + \omega L_б - \omega^3 L_б L'_k C_k + \omega^3 M^2 C_k - \omega M h'_{21э} = 1. \quad (12-19)$$

Разделив все члены уравнения (12-19) на ω и воспользовавшись значением ω^2 из формулы (12-17) с учетом сделанных выше допущений при составлении упрощений эквивалентной схемы, получим

$$h'_{21э} = h'_{11э} r'_k C'_k / M + M / L'_k. \quad (12-20)$$

Таким образом, для получения устойчивого автоколебательного процесса с частотой колебаний f_r необходимо выбрать транзистор, у которого параметр $h'_{21э}$ не менее рассчитанного по формуле (12-20).

Рассмотренная схема автогенератора с трансформаторной связью не единственный вариант подобного рода схем. На практике

широко применяются также так называемые трехточечные схемы с автотрансформаторной (рис. 12.6, а) и емкостной (рис. 12.6, б) связями. Режим по постоянному току и его термостабилизация осуществляются в этих схемах за счет таких же элементов, что и в схеме рис. 12.5, а. Реактивное сопротивление конденсатора обратной связи C на частоте генерации пренебрежимо мало.

В схеме индуктивной трехточки (схема Хартлея) секционирована индуктивная ветвь колебательного контура (рис. 12.6, а), общая точка которой через нулевое сопротивление источника пита-

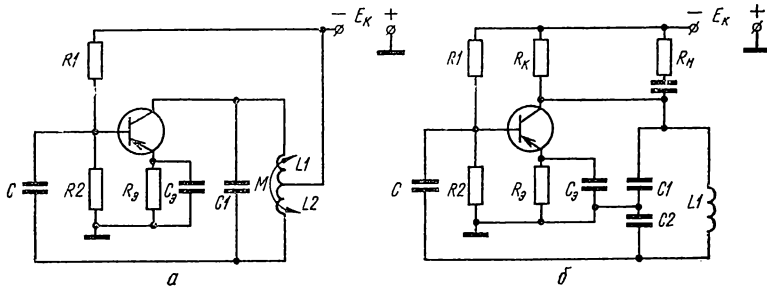


Рис. 12.6. Трехточечные схемы автогенератора:
а — индуктивная; б — емкостная.

ния переменной составляющей тока присоединена к эмиттеру. Обратная связь между индуктивностями $L1$ и $L2$ осуществляется через взаимную индуктивность M .

Поскольку знаки мгновенных напряжений на катушках $L1$ и $L2$ относительно средней точки противоположны (сдвиг фаз равен 180°), то обратная связь будет положительна и условие баланса фаз выполняется.

Схема емкостной трехточки (схема Колпитца) содержит в емкостной ветви колебательного контура два конденсатора $C1$ и $C2$ (рис. 12.6, б). Напряжение обратной связи с последнего поступает во входную цепь усилительного звена. При указанном на рисунке включении конденсаторов полярность мгновенных напряжений на их обкладках относительно общей точки — противоположная. Усилительный каскад также сдвигает фазу на 180° . Это обуславливает положительную обратную связь и выполнение условия баланса фаз.

Анализ трехточечных автогенераторов может быть проведен аналогично анализу схемы автогенератора с трансформаторной связью, т. е. с использованием эквивалентных схем. Поэтому ограничимся лишь конечными результатами анализа.

Частота установившихся колебаний:
для схемы индуктивной трехточки

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{[C_1(L_1 + L_2 + 2M)] - [(L_1 L_2 - M^2) h_{226}] / h_{116}}}, \quad (12-21)$$

где h_{116} и h_{226} — соответственно входное сопротивление и выходная проводимость транзистора, включенного по схеме ОБ, для емкостной трехточки

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\left[1 + \frac{L_1 y'_H}{(C_1 + C_2) h'_{113}}\right]} (LC_{эф}), \quad (12-22)$$

где $y'_H = h_{223} + 1/R_K + 1/R_H$ — полная проводимость выходной цепи транзистора; $C_{эф} = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ — эффективное значение емкости контура.

Минимальное значение коэффициента усиления по току, обеспечивающее процесс самовозбуждения автогенератора по схеме индуктивной трехточки, определяется из равенства

$$h_{213} \approx (L_1 + M) / (L_2 + M). \quad (12-23)$$

Эта же величина для схемы емкостной трехточки

$$h_{213} = h'_{113} y'_H C_1 / C_2 + C_2 / C_1. \quad (12-24)$$

4. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ RC-ГЕНЕРАТОРОВ

С понижением частоты генерируемых колебаний увеличивается индуктивность и емкость колебательного контура LC -генератора (12-18). При этом возрастают активное сопротивление обмотки катушки и токи утечки конденсатора, что снижает добротность колебательного контура и стабильность частоты генератора.

В генераторных устройствах низкочастотного диапазона в качестве избирательных используются частотно-зависимые цепочки из элементов R и C , включаемые в цепь обратной связи реостатного усилителя. Такие схемы, представляющие собой сочетание реостатный усилитель — частотно-зависимая положительная обратная связь, называются RC -генераторами. По габаритным и весовым характеристикам, а также и по стоимости в области частот от долей герц до десятков килогерц они имеют значительные преимущества перед LC -генераторами. В некоторых случаях RC -генераторы используются для генерации колебаний с частотами, достигающими сотен килогерц.

Как и для LC -генератора, условием самовозбуждения RC -генератора является выполнение соотношения $\dot{K}\beta \geq 1$. Если усиленное звено осуществляет фазовый сдвиг 180° , т. е. коэффициент

усиления — величина действительная и отрицательная, то для самовозбуждения такого усилителя необходимо, чтобы частотно-зависимая обратная связь также вносила фазовый сдвиг, равный 180° , а $(-K)(-\beta) \geq 1$. При неизменном фазовом сдвиге в усилителе коэффициент усиления — величина действительная и положительная. Самовозбуждение в этом случае возможно, когда фазовый сдвиг в цепи частотно-зависимой обратной связи (при действительном коэффициенте передачи β) равен нулю, т. е. $K\beta \geq 1$.

Для того, чтобы из всего возможного спектра частот RC -генератор генерировал лишь одну гармоническую составляющую, условие генерации установившихся колебаний (12-8) с помощью частотно-зависимой RC -цепи должно быть выполнено на этой частоте. Таким образом, по принципу построения RC -генераторы подразделяются на две основные группы:

генераторы с поворотом фазы сигнала в цепи обратной связи на $\pm 180^\circ$;

генераторы, у которых фазовый сдвиг сигнала в цепи обратной связи на определенной частоте равен нулю.

5. RC -ГЕНЕРАТОРЫ С ФАЗОВЫМ СДВИГОМ В ЦЕПИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Рассматриваемая группа RC -генераторов содержит однокаскадный усилитель по схеме ОЭ, фаза выходного напряжения которого отличается от фазы входного на 180° . Условие баланса фаз может

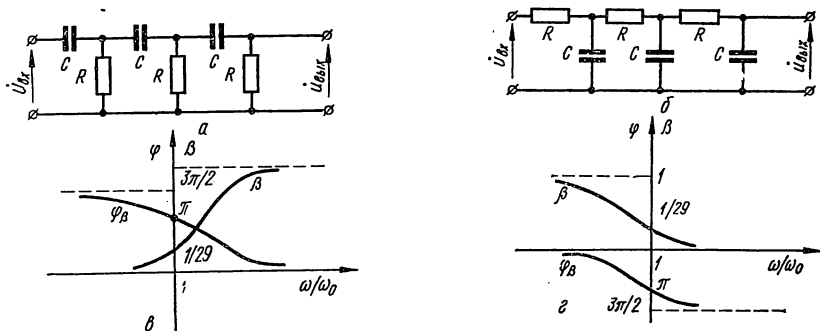


Рис. 12.7. Схемы трехзвенных фазированных RC -цепочек:

а — « R -параллель»; б — « C -параллель»; в, г — их амплитудно- и фазово-частотная характеристика.

быть выполнено, если частотно-зависимая цепь обратной связи (фазированная цепочка) также обеспечивает поворот фазы напряжения на нужной частоте генерации на 180° .

В качестве фазирующих используются цепочки, состоящие из простейших Г-образных RC -звеньев (обычно трех или четырех). На рис. 12.7 показаны два варианта применяемых на практике фазирующих цепочек. Трехзвенная цепочка, фазирующая напряжение, так называемая « R -параллель» показана на рис. 12.7, а, а такая же цепочка « C -параллель» — на рис. 12.7, б.

Амплитудно- и фазово-частотная характеристики цепочек « R - и C -параллель» показаны соответственно на рис. 12.7, в и г.

В отличие от резонансной частоты ω_0 колебательного контура для фазирующих RC -цепей частота, кратная πn , где $n = 0$ или 1 , называется квазирезонансной. Как видно из рис. 12.7, в и г, на квазирезонансной частоте ω_0 фазовый сдвиг φ_β между входным и выходным напряжением для цепочки « R -параллель» равен $+180^\circ$, а для цепочки « C -параллель» — 180° . На этой частоте коэффициент передачи напряжения $\beta = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ для обеих цепочек имеет вещественное значение $\beta_0 = 1/29$. Квазирезонансная частота для фазирующих цепочек определяется параметрами R и C : для цепочек « R -параллель»

$$f_0 = \omega_0/(2\pi) = 1/(2\pi RC \sqrt{6}) \quad (12-25)$$

и для цепочек « C -параллель»

$$f_0 = \omega_0/(2\pi) = \sqrt{6}/(2\pi RC). \quad (12-26)$$

Таким образом, усилительный каскад со сдвигом фазы усиляемого сигнала на 180° , в котором осуществлена положительная обратная связь с помощью трехзвенных цепочек « R - или C -параллель», может генерировать гармонические колебания с частотой ω_0 (12-25), (12-26), если его коэффициент усиления превышает 29.

Для четырехзвенной цепочки « R -параллель»

$$\beta_0 = 1/18,4; \quad \varphi_\beta = +180^\circ; \quad f_0 = 1/(2\pi RC \sqrt{10/7}). \quad (12-27)$$

Для четырехзвенной цепочки « C -параллель»

$$\beta_0 = 1/18,4; \quad \varphi_\beta = -180^\circ; \quad f_0 = \sqrt{10/7}/(2\pi RC). \quad (12-28)$$

Следовательно, при построении генераторов с использованием четырехзвенных цепочек требуются усилительные каскады с меньшим усилением ($K > 18,4$). Дальнейшее увеличение числа звеньев фазирующей цепочки не дает существенного уменьшения затухания, усложняя, однако, ее схему.

При рассмотрении вторичных параметров фазирующих цепочек (f_0 , β_0 , φ_β) предполагалось, что сопротивление источника входного напряжения равно нулю, а сопротивление нагрузки — бесконечности. Однако в реальной схеме генератора со стороны выходных

клемм RC -цепочка нагружается конечным входным сопротивлением усилительного звена, а ее вход подключается к выходу усилителя, имеющего зачастую значительное выходное сопротивление. Это приводит к изменению величины коэффициента передачи фазирующей цепочки β_0 , а частота установившихся колебаний $f_r \neq f_0$. На рис. 12.8, *a* показана принципиальная схема RC -генератора с трехзвенной цепочкой типа « R -параллель», а на рис. 12.8, *б* — ее эквивалентная схема, которой воспользуемся для получения условий возникновения генерации и частоты колебаний. Режим по постоянному току в этой схеме обеспечивается элементами R'_3 , R''_3 , R_3 и C_3 . Параллельно включенные сопротивления $R'_3 \parallel R''_3$

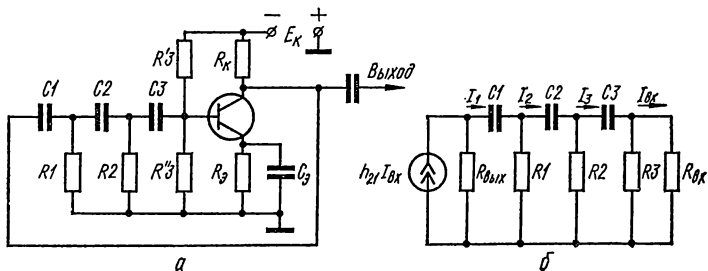


Рис. 12.8. Схемы RC -генератора с трехзвенной фазирующей цепью типа « R -параллель»:
a — принципиальная; *б* — эквивалентная.

совместно с параллельно включенным входным сопротивлением усилительного звена $R_{вх} \approx h_{11э}$ (емкость C_3 на частоте генерации вносит очень малое реактивное сопротивление) образует третье сопротивление фазирующей цепочки R_3 . Выходное сопротивление усилительного звена обусловлено в основном значением R_k , так как $R_k \ll 1/h_{22э}$.

Анализируя эквивалентную схему методом контурных токов, для характеристического уравнения, удовлетворяющего условию установившегося колебательного процесса (12-8), получаем

$$1 - \omega^2 R^2 C^2 (4n + 6) + j[\omega RC(n + 5) - \omega^3(2n + 1) + h_{21э} n \omega^3 RC] = 0, \quad (12-29)$$

где $nC_1 = C_2 = C_3 = C$; $R_1 = R_2 = R_3 \parallel R_{вх} = R_{вх}/n = R$.

Условие баланса фаз выполняется при равенстве нулю мнимой части уравнения (12-29). При этом частота генерации

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{4n + 6}} = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{\frac{R}{6R + 4R_{вх}}}. \quad (12-30)$$

Из равенства единице действительной части уравнения (12-29) с учетом (12-30) критическое значение коэффициента передачи тока транзистора

$$h_{21э} = (23 + 29n + 4/n) R_3 / (R_{вх} + R_3). \quad (12-31)$$

Выражение (12-31) имеет минимум тогда, когда $n = R/R_{вх} = 2,7$. В этом случае

$$h_{21э} \approx 45R_3 / (R_{вх} + R_3). \quad (12-32)$$

Из уравнения (12-32) следует, что лишь при выполнении неравенства $R_{вх} \gg R_3$ требуемое значение коэффициента передачи по току транзистора может быть минимальным, незначительно превышающим 45.

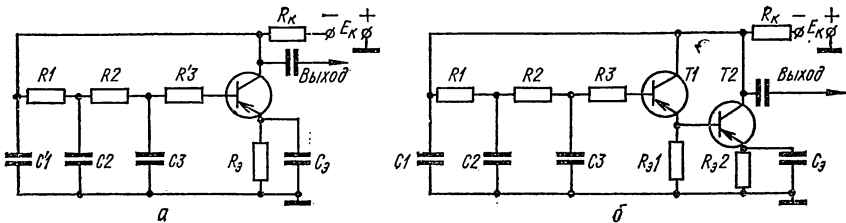


Рис. 12.9. Схема RC -генератора с трехзвенной фазировочной цепочкой типа «С-параллель» (а) и ее улучшенный вариант (б).

На рис. 12.9, а показана схема RC -генератора, представляющая собой усилительный каскад по схеме ОЭ, охваченный обратной связью с помощью трехзвенной фазировочной цепи «С-параллель».

Роль первого звена фазировочной цепи выполняет сопротивление коллекторной нагрузки R_k совместно с конденсатором $C'1$. Сопротивление $R'3$, включенное последовательно с входным сопротивлением усилительного звена $R_{вх} \approx h_{11э}$, исключает заметное влияние изменений последнего на частоту генерации. Смещение в цепи базы осуществляется фиксированным базовым током (см. гл. 8) за счет сопротивлений $R1, R2, R'3$ при наличии коллекторной температурной стабилизации рабочей точки.

Проводя аналогичный анализ режима работы RC -генератора с фазировочной цепочкой «С-параллель», для установившейся частоты автоколебаний и критического коэффициента передачи тока транзистора получаем следующие зависимости:

$$f_r = 1 / (2\pi RC \sqrt{7 + 3/m}); \quad (12-33)$$

$$h_{21э} = 21 + 32m + 3/m, \quad (12-34)$$

где $R = R_1 = R_2 = R_3 = mR_k$; $C = C_1/m = C_2 = C_3$; $R_3 = R'_3 + R_{вх}$.

Зависимость критического коэффициента передачи по току от величины входного сопротивления (12-32) обуславливает необходимость применения транзисторов с $h_{21э} > 45 \dots 60$, что может быть обеспечено не каждым транзистором. Кроме того, снижение напряжения источника питания приводит к уменьшению $U_{кз}$, а это в свою очередь — к уменьшению $h_{21э}$, что может вызвать неустойчивое возбуждение. Указанный недостаток устраняется применением согласующего эмиттерного повторителя или двоянного транзистора. На рис. 12.9, б показана улучшенная схема RC -генератора с трехзвенной фазирующей цепочкой «С-параллель», усильтельное звено которого выполнено на двоянном транзисторе.

Коэффициент передачи по току двоянного транзистора

$$K_I \approx h_{21э1} h_{21э2}, \quad (12-35)$$

а его входное сопротивление

$$R_{вх} \approx h_{11э1} + h_{21э1} h_{11э2} + h_{21э1} h_{21э2} \quad (12-36)$$

значительно больше таких же параметров одиночного транзистора. Поэтому применение двоянных транзисторов позволяет получить устойчивое возбуждение генератора без особого подбора транзисторов $T1$ и $T2$.

6 RC -ГЕНЕРАТОРЫ БЕЗ СДВИГА ФАЗЫ В ЦЕПИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Рассмотренные выше схемы RC -генераторов обычно применяются для генерации колебаний фиксированной частоты.

Это связано с трудностью перестройки частоты в широком диапазоне из-за необходимости одновременного изменения не менее трех элементов R - или C -фазирующей цепочки одинакового назначения. Более удобным, позволяющим, к тому же, получить широкий диапазон изменения частоты, является RC -генератор, использующий в качестве частотно-зависимой обратной связи последовательно-параллельную избирательную цепочку (рис. 12.10, а). Представляя RC -цепочку как делитель напряжения и используя для этого случая форму записи

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{U}_{\text{вх}} Z_2 / (Z_1 + Z_2),$$

где $Z_1 = R_1 + 1/j\omega C_1$; $Z_2 = \frac{1}{1/R_2 + j\omega C_2}$, получаем выражение для коэффициента передачи напряжения

$$\beta = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{-jR_2/(\omega C_2)}{R_1 R_2 - 1/(\omega^2 C_1 C_2) - j[R_2/(\omega C_1) + R_1/(\omega C_2) + R_2/(\omega C_2)]}. \quad (12-37)$$

На квазирезонансной частоте коэффициент передачи напряжения избирательной RC -цепочки должен равняться действительному числу. Так как фазовый угол числителя составляет -90° , данное условие будет выполнено, если фазовый угол знаменателя равен $\pm 90^\circ$. Это обеспечивается при равенстве действительной части знаменателя нулю, т. е.

$$R_1 R_2 - 1/(\omega^2 C_1 C_2) = 0. \quad (12-38)$$

Круговая частота квазирезонанса, на которой выполняется условие (12-38), определяется из соотношения

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}. \quad (12-39)$$

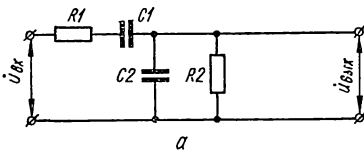
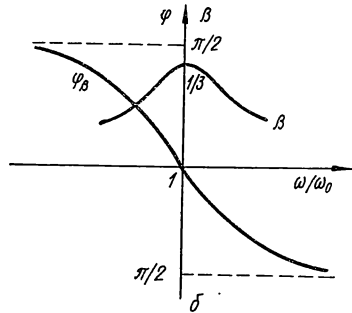


Рис. 12.10. Схема последовательно-параллельной фазирующей RC -цепочки (а) и ее амплитудно- и фазово-частотная характеристики (б).



Квазирезонансная частота

$$f_0 = 1/(2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}). \quad (12-40)$$

Сокращая числитель и знаменатель остальной части дроби уравнения (12-37) на $-j$, получаем

$$\beta_0 = \frac{R_2/(\omega_0 C_2)}{R_2/(\omega_0 C_1) + R_1/(\omega_0 C_2) + R_2/(\omega_0 C_2)} \quad (12-41)$$

или, с учетом (12-39),

$$\beta_0 = 1/(1 + R_1/R_2 + C_1/C_2). \quad (12-42)$$

Так как в реальных схемах обычно $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, соотношения (12-40) и (12-42) соответственно имеют вид

$$f_0 = 1/(2\pi RC); \quad \beta_0 = 1/3.$$

Поскольку коэффициент передачи напряжения β_0 — величина положительная, сдвиг фазы входного сигнала на квазирезонансной частоте отсутствует ($\varphi_\beta = 0$). Амплитудно- и фазово-частотные характеристики последовательно-параллельной RC -цепи показаны на рис. 12.10, б.

Таким образом, для выполнения условий самовозбуждения усилительное звено RC -генератора не должно вносить фазовых сдвигов ($\varphi_k + \varphi_p = 0$) и должно иметь величину коэффициента усиления не менее трех ($\beta K = 1$). При этом удовлетворяется условие баланса фаз и амплитуд. Коэффициент усиления, равный трем, может быть обеспечен практически любым усилителем напряжения. Для выполнения условия баланса фаз можно применить однокаскадный усилитель по схеме ОБ, обуславливающий нулевой фазовый сдвиг. Однако входное сопротивление схемы ОБ очень мало, а в данном случае именно оно играет роль сопротивления R_2 . При этом коэффициент передачи фазирующей цепи β уменьшается (растет затухание) и увеличивается требуемый коэффициент усиления усилительного звена. Практически задача решается обычно использованием в качестве усилительного звена двухкаскадного усилителя по схеме включения ОЭ (рис. 12.11).

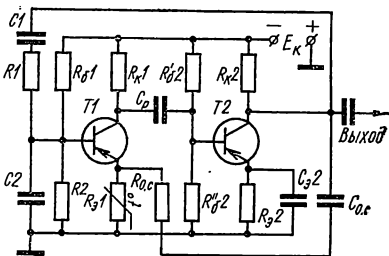


Рис. 12.11. Схема RC -генератора с мостом Вина.

Двухкаскадный усилитель по схеме ОЭ обеспечивает нулевой фазовый сдвиг (по 180° на каждый каскад). Благодаря тому, что частотно-зависимая последовательно-параллельная цепочка, включенная в цепи положительной обратной связи, на квазирезонансной частоте f_0 также обеспечивает сдвиг фазы, равный нулю, условие баланса фаз выполняется именно на этой частоте, чем достигается получение синусоидальной формы кривой генерируемых колебаний. Так как двухкаскадный усилитель имеет коэффициент усиления, значительно превышающий 3, через цепочку $R_{9,c}R_{9,l}$ введена отрицательная обратная связь, охватывающая оба каскада и снижающая коэффициент усиления до критического. Это позволяет существенно улучшить форму кривой генерируемых колебаний (при большом сигнале ограничивается его амплитуда), а также повысить стабильность их частоты. Термозависимый резистор $R_{9,l}$ предназначен для стабилизации амплитуды выходного напряжения и поддержания синусоидальной формы кривой при изменении температуры окружающей среды.

Как видно из рис. 12.11, сопротивление R_2 фазирующей цепи (см. рис. 12.10, а) подключено непосредственно ко входу усилителя, а следовательно, шунтируется его входным сопротивлением $R_{вх}$, которое для схемы ОЭ невелико. Это изменяет частоту квазирезонанса, равную в данном случае частоте генерации, и величину

коэффициента передачи фазирующей цепи, которые определяются по формулам

$$f_0 = f_r = 1/[2\pi \sqrt{R_1 R_2 R_{вх} C_1 C_2 / (R_2 + R_{вх})}]; \quad (12-43)$$

$$\beta_0 = \frac{1}{[1 + R_1 (R_2 + R_{вх}) / R_2 R_{вх} + C_2 / C_1]}. \quad (12-44)$$

Следовательно, квазирезонансная частота увеличивается, а коэффициент передачи напряжения при этом уменьшается (увеличивается затухание), т. е. f_0 и β_0 зависят от параметров транзистора.

Если входное сопротивление первого каскада усилителя одного порядка с сопротивлением резистора R_2 , то изменение режима или температуры приводит к заметному изменению сопротивления

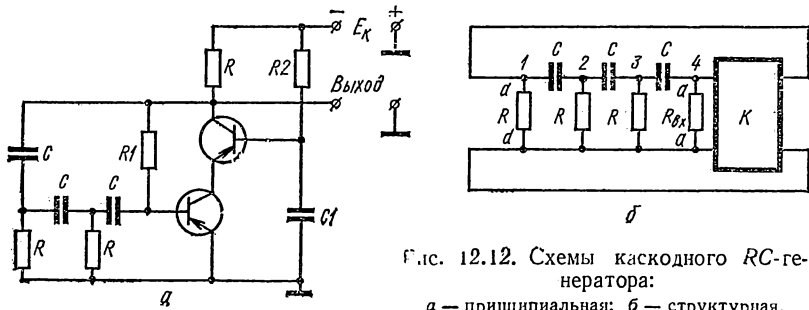


Рис. 12.12. Схемы каскодного RC-генератора:
а — принципиальная; б — структурная.

параллельной ветви фазирующей цепи за счет изменения $R_{вх}$. Это приводит к уходу частоты и ухудшению других параметров RC-генераторов. Поэтому появляется необходимость в высокоомном входе усилителя. Эта задача решается включением на входе усилителя составного транзистора или каскада с ОК. Влияние выходного сопротивления усилительного звена на параметры фазирующей цепи сказывается в меньшей степени. Перестройка частоты осуществляется обычно одновременным изменением одинаковых сопротивлений резисторов R_1 и R_2 , для чего используется спаренный потенциометр.

Несмотря на то, что в настоящее время существует два метода проектирования транзисторных RC-генераторов — аналогично и дуально ламповым — усилительное звено выбирается в основном по аналогии с ламповыми схемами. При этом в RC-генераторах на фиксированные частоты применяются, как правило, усилители по схеме ОЭ на составном транзисторе или по схеме ОЭ в сочетании с эмиттерным повторителем.

Сравнительный анализ различных усилительных схем показал, что повышенным техническим требованиям при проектировании

транзисторных RC -генераторов в большей мере удовлетворяют каскодные усилители по классической схеме (ОЭ—ОБ) и некоторые модификации данной схемы. На рис. 12.12, *a* изображена принципиальная схема транзисторного RC -генератора, представляющая сочетание усилительного звена по схеме ОЭ—ОБ и трехзвенной RC -цепи типа « R -параллель», фазирующей ток. Низкое входное и значительное выходное сопротивления схемы ОЭ—ОБ создают благоприятные условия для согласования ее с RC -цепью, фазирующей ток. Высокая линейность выходных характеристик обеспечивает малые нелинейные искажения выходного сигнала. Незначительная внутренняя обратная связь обеспечивает устойчивость усиления. Благодаря введению межтранзисторной отрицательной обратной связи по постоянному напряжению через резистор R_1 схема генератора обладает, к тому же, эффективной термостабильностью.

Для проведения анализа условно разделим схему генератора на усилительную и избирательную части (рис. 12.12, *б*) с коэффициентами передачи K и β и воспользуемся корневым критерием устойчивости. При этом предполагается, что выход петли обратной связи нагружен на конечное входное сопротивление усилителя. Предполагая разрыв контура в точках $a-a$, $d-d$, запишем матрицу проводимости фазирующей цепи в виде

	1	2	3	4
1	$G + pC$	$-pC$		
2	$-pC$	$G + 2pC$	$-pC$	
3		$-pC$	$G + 2pC$	$-pC$
4			$-pC$	pC

Раскрывая главный определитель и алгебраические дополнения матрицы проводимости, коэффициент передачи по току цепочки « R -параллель» с учетом входного сопротивления усилителя запишем в виде

$$\beta_1 = \frac{\Delta_{i_4 G_{\text{вх}}}}{\Delta + G_{\text{вх}} \Delta_{44}} = - \frac{a_3 p^3}{b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0}, \quad (12-45)$$

где $a_3 = 1$; $b_3 = 5G/G_{\text{вх}} + 1$;

$$b_2 = [G(4G + 6G_{\text{вх}})]/(G_{\text{вх}}C);$$

$$b_1 = [G^2(5 + G)]/(G_{\text{вх}}C^2); \quad b_0 = G_3/C^3.$$

Возвратное отношение схемы

$$T(p) = K\beta_1 = K \frac{a_3 p^3}{b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0}.$$

Поскольку общий сдвиг фазы каскодного усилителя равен 180° , коэффициент передачи электронной части взят со знаком минус. При определении возвратного отношения разрыв контура обратной связи предполагается лишь в точках $a-a$. Полиномы числителя и знаменателя возвратного отношения данной схемы — третьего порядка, поэтому частота генерации находится из выражения

$$(-b_3 a_2 + b_2 a_3) \omega_0^4 + (b_3 a_0 - b_2 a_1 + b_1 a_2 - b_0 a_3) \omega_0^2 + b_0 a_1 - b_1 a_0 = 0$$

или после подстановки значений коэффициентов из (12-45)

$$C^5 G (4\lambda + 6) \omega_0^4 - G^3 C^3 \omega_0^2 = 0,$$

где $\lambda = G/G_{вх}$, откуда

$$\omega_0 = 1/(RC \sqrt{6 + 4\lambda}). \quad (12-46)$$

Суммарный критический коэффициент усиления, обеспечивающий самовозбуждение генератора,

$$K_{кр} = (b_1 - b_3 \omega_0^2)/(a_1 - a_3 \omega_0^2). \quad (12-47)$$

После подстановки коэффициентов из выражения (12-45), а также значения частоты из (12-46) в (12-47)

$$K_{кр} = 29 + 21\lambda + 4\lambda^2.$$

7. ГЕНЕРАТОРЫ НА ТУННЕЛЬНЫХ ДИОДАХ

Сущность процесса генерации электрических колебаний генераторами на туннельных диодах заключается в использовании отрицательного сопротивления. Отрицательное сопротивление туннельного диода не является неким самогенератором электрической энергии (понятие «отрицательное сопротивление» является лишь удобным математическим символом, а не реальной физической величиной), поскольку это противоречило бы закону сохранения энергии, а представляет своего рода автоматический клапан, регулирующий поток энергии от источника питания в нагрузку. КПД таких устройств всегда меньше единицы.

Генераторы гармонических колебаний на туннельных диодах реализуются наиболее просто. Причем тот факт, что туннельный диод является двухполюсником, не усложняет задачу построения генератора, а, наоборот, упрощает ее. В таких схемах не требуется внешней цепи обратной связи, она получается в самом диоде.

Принципиальная схема последовательного генератора на туннельном диоде изображена на рис. 12.13, а. По своей конфигурации она по сути эквивалентна последовательному усилителю на туннельном диоде, в котором сопротивление нагрузки заменено индуктивностью L , а источник входного сигнала отсутствует. С помощью цепочки $R1, R2$ рабочая точка смещается в область вольт-амперной характеристики с отрицательным сопротивлением. Таким образом, универсальность туннельного диода позволяет переходить от одного типа схем к другим путем изменения лишь величин параметров элементов схемы.

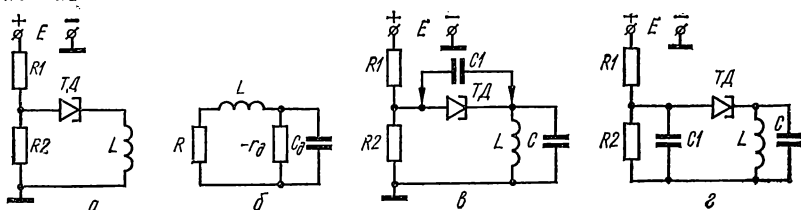


Рис. 12.13. Схемы генераторов на туннельном диоде:
 а — последовательная с эквивалентной (б); в — последовательно-параллельная; г — параллельная.

Эквивалентная схема последовательного генератора показана на рис. 12.13, б. В этой схеме сопротивление R является общим сопротивлением цепочки $R1, R2$ переменному току, т. е. $R = R_1 \parallel R_2$.

Туннельный диод изображен в виде упрощенной эквивалентной схемы, состоящей из отрицательного сопротивления $-r_d$ и емкости p - n -перехода C_d . Таким образом, эквивалентная схема представляется цепочкой, состоящей из параллельного колебательного контура L, C_d, R и отрицательного сопротивления $-r_d$. Условия самовозбуждения схемы будут выполнены, если величина $|-r_d|$ окажется достаточной, чтобы скомпенсировать потери в контуре, т. е.

$$R < |-r_d| \text{ и } L > R|-r_d|C_d. \quad (12-48)$$

При этом схема возбуждается и генерирует колебания с частотой

$$f_r = 1/[2\pi \sqrt{1/(LC_d) - R/(LC_d|-r_d|)}]. \quad (12-49)$$

Форму колебаний и их амплитуду можно изменить в широких пределах, изменяя величину смещения по постоянному току (величину $-r_d$), а также отношение L/C_d . Если $L \approx R|-r_d|C_d$, то амплитуда колебаний будет очень небольшой, при незначительном содержании высших гармонических. Увеличение индуктивности L

приводит к росту амплитуды с одновременным ухудшением формы колебаний. При $L \gg R | -r_d | C_d$ колебания становятся релаксационными.

Более стабильными являются генераторы параллельно-последовательного типа (рис. 12.13, в), частота генерации которых

$$f_g = 1 / \{ 2\pi \sqrt{1/[L(C + C_d)] - 1/[|-r_d|^2 C_d(C + C_d)]} \}. \quad (12-50)$$

Снижать частоту этого генератора можно включением параллельно туннельному диоду дополнительного конденсатора $C1$.

Наибольшую амплитуду гармонических колебаний можно получить в параллельном генераторе (рис. 12.13, в), так как конденсатор $C1$ шунтирует сопротивление $R = R_1 \parallel R_2$ по переменной составляющей и активные потери на частоте генерации определяются лишь потерями в туннельном диоде.

Единственным недостатком генераторов гармонических колебаний на туннельных диодах является малая выходная мощность. Максимальная мощность, развиваемая генератором на одном туннельном диоде,

$$P_{\max} = 1/8 (U_{\min} - U_{\max}) (I_{\max} - I_{\min}). \quad (12-51)$$

8. СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

Стабильность и надежность работы многих радиоэлектронных устройств существенно зависит от стабильности частоты автогенератора, вырабатывающего управляющие сигналы. Поэтому задача стабилизации частоты генерируемых колебаний приобретает особую актуальность.

Как следует из формул (12-18), (12-21), (12-22), (12-30), (12-33), (12-43), частота генерируемых колебаний определяется не только параметрами колебательного контура или фазирующей RC -цепи, но и параметрами других активных и пассивных элементов схемы. Изменение любого из них, обусловленное изменением режима или условий окружающей среды, приводит к уходу частоты генерации. Количественно стабильность частоты характеризуется абсолютной нестабильностью Δf , представляющей собой разность между номинальным значением частоты $f_{г.ном}$ и ее новым значением, или относительной нестабильностью $\Delta f/f_{г.ном}$, выражаемой в миллионных долях или процентах.

Основными факторами, вызывающими изменение частоты, являются:

- влияние температуры на параметры элементов схемы;
- нестабильность напряжения источника питания;
- колебания атмосферного давления и влажности;
- изменение нагрузки автогенератора.

В автогенераторах с колебательным контуром стабильность частоты прежде всего зависит от добротности колебательного контура. Если существующий в начале баланс фаз

$$\sum \varphi(\omega) = 2\pi n, \text{ где } \sum \varphi(\omega) —$$

сумма фазовых углов, несколько нарушается, т. е.

$$\sum \varphi(\omega) = 2\pi n + \Delta\varphi \text{ и } 0 < \Delta\varphi \ll 2\pi, \quad (12-52)$$

то увеличивается сумма запаздываний вдоль кольца самовозбуждения, что приводит к снижению частоты $\omega + \Delta\omega$, где $\Delta\omega < 0$.

Условие самовозбуждения должно выполняться теперь для новой частоты $\sum \varphi(\omega + \Delta\omega) = 2\pi n$. Разложив функцию $\sum \varphi(\omega + \Delta\omega)$ в ряд и отбросив члены высших порядков, получим $\sum \varphi(\omega) + \Delta\omega \times \times \frac{\partial \sum \varphi}{\partial \omega} = 2\pi n$.

Учитывая выражение (12-52), получаем $\Delta\varphi + \Delta\omega \frac{\partial \sum \varphi}{\partial \omega} = 0$, откуда

$$\Delta\omega = -\Delta\varphi / \frac{\partial \sum \varphi}{\partial \omega} \quad (12-53)$$

или

$$\Delta\omega/\omega = -\Delta\varphi/\omega \frac{\partial \sum \varphi}{\partial \omega}. \quad (12-54)$$

Поскольку $\Delta\omega/\omega < 0$, $\Delta\varphi > 0$, равенство (12-54) выполняется при положительном значении знаменателя, т. е.

$$\omega \frac{\partial \sum \varphi}{\partial \omega} > 0, \quad (12-55)$$

который характеризует фиксирующую способность автогенератора. Левая часть неравенства (12-55) тем больше, чем больше добротность контура. Таким образом, из выражения (12-54) видно, что изменение частоты генерации при нарушении баланса фаз тем меньше, чем больше фиксирующая способность колебательного контура, а следовательно, его добротность.

Для уменьшения нестабильности частоты, обусловленной изменениями параметров элементов схемы автогенератора за счет изменения условий окружающей среды (температуры, влажности, давления и т. д.), применяются высокостабильные резисторы, конденсаторы и катушки индуктивности колебательных контуров и фазирующих цепей, а усилительные звенья выбираются с высоким значением коэффициента температурной нестабильности. В некоторых случаях схема автогенератора (или отдельных его звеньев) помещается в термостат, внутри которого поддерживается постоянная температура.

Высокой стабильностью частоты обладают генераторы с кварцевой стабилизацией. В таких генераторах используются кристаллические кварцевые пластинки (эквивалентная схема кварцевой пластинки показана на рис. 12.14, а), обладающие пьезоэлектрическими свойствами. Кварц может быть включен либо в цепь обратной связи автогенератора, либо в качестве индуктивности колебательного контура. В некоторых случаях кварц включают между коллектором и базой или базой и эмиттером транзистора (трехточечные схемы, в которых кварц служит индуктивностью контура).

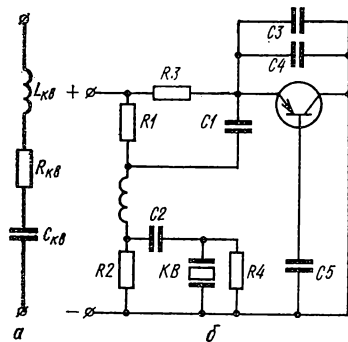


Рис. 12.14. Эквивалентная схема кварцевой пластинки (а) и схема генератора с кварцевой стабилизацией (б).

При подведении переменного напряжения кварцевая пластинка совершает механические колебания, частота которых зависит только от размеров и вида выреза пластинки. Поскольку размеры пластинки постоянны, то и частота колебаний постоянна. Механические колебания кварца в свою очередь вызывают собственные электрические колебания. Когда собственная частота кварца совпадает с частотой приложенного к пластинке напряжения, наступает явление резонанса и механические колебания достигают максимального значения. Добротность кварца $Q_{кв}$ достигает величины $5 \cdot 10^4$, поэтому фиксирующая способность колебательной системы очень высокая. Такую фиксированную способность невозможно получить в контуре с сосредоточенными параметрами. Генераторы с кварцевой стабилизацией могут быть выполнены только на фиксированных частотах, что является их недостатком. На рис. 12.14, б показана схема кварцевого генератора с высокими техническими характеристиками.

Кварц может быть включен либо в цепь обратной связи автогенератора, либо в качестве индуктивности колебательного контура. В некоторых случаях кварц включают между коллектором и базой или базой и эмиттером транзистора (трехточечные схемы, в которых кварц служит индуктивностью контура).

При подведении переменного напряжения кварцевая пластинка совершает механические колебания, частота которых зависит только от размеров и вида выреза пластинки. Поскольку размеры пластинки постоянны, то и частота колебаний постоянна. Механические колебания кварца в свою очередь вызывают собственные электрические колебания. Когда собственная частота кварца совпадает с частотой приложенного к пластинке напряжения, наступает явление резонанса и механические колебания достигают максимального значения. Добротность кварца $Q_{кв}$ достигает величины $5 \cdot 10^4$, поэтому фиксирующая способность колебательной системы очень высокая. Такую фиксированную способность невозможно получить в контуре с сосредоточенными параметрами. Генераторы с кварцевой стабилизацией могут быть выполнены только на фиксированных частотах, что является их недостатком. На рис. 12.14, б показана схема кварцевого генератора с высокими техническими характеристиками.

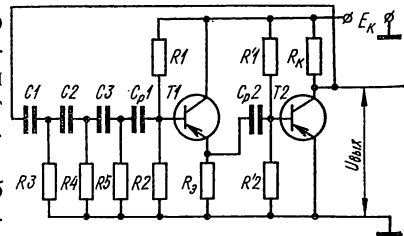


Рис. 12.15. К пояснению примера.

Пример. Рассчитать транзисторный RC-генератор с фазировущей цепочкой типа «R-параллель» (рис. 12.15), если частота генерируемых колебаний $f_0 = 3000$ Гц. В качестве согласующего звена между усилительным каскадом по схеме ОЭ на транзисторе T_2 и фазировущей RC-цепочкой использован эмиттерный повторитель на транзисторе T_1 . Напряжение источника питания $E_k = 12$ В.

1. Выбираем маломощные низкочастотные транзисторы типа МП41, имеющие следующие h -параметры: $h_{11} = 28 \text{ Ом}$; $h_{12} = 4 \cdot 10^{-4}$; $h_{21} = 0,97$; $h_{22} = 0,8 \text{ мкОм}$.

2. Определяем внутренние параметры транзистора:

$$\begin{aligned} \alpha &= |h_{21}| = 0,97; \\ r_G &= h_{12}/h_{22} = 4 \cdot 10^{-4}/0,8 \cdot 10^{-6} = 500 \text{ Ом}; \\ r_3 &\approx h_{11} - r_G(1 - \alpha) = 28 - 500(1 - 0,97) = 13 \text{ Ом}; \\ r_K &= 1/h_{22} - r_G \approx 1/0,8 \cdot 10^{-6} = 1,25 \text{ МОм}. \end{aligned}$$

3. Находим величину входного сопротивления усилительного каскада по схеме ОЭ

$$R_{\text{вх}2} = r_G + r_3/(1 - \alpha) = 500 + 13/(1 - 0,97) = 930 \text{ Ом}.$$

4. Определяем входное сопротивление эмиттерного повторителя

$$R_{\text{вх}1} = R_{\text{вх}2}/(1 - \alpha) = 930/(1 - 0,97) = 31 \text{ кОм}.$$

5. Рассчитываем коэффициент усиления по напряжению эмиттерного повторителя

$$K_{U1} \approx \frac{R_{\text{вх}2}}{(1 - \alpha)r_G + r_3 + R_{\text{вх}2}} = \frac{930}{(1 - 0,97)500 + 13 + 930} = 0,977.$$

6. Величину сопротивлений резисторов фазирующей цепочки определяем по формуле

$$R = R_{\text{вх}1}/(2 \dots 5),$$

где $R = R_3 = R_4 = R_5$.

Таким образом, $R = 31 \cdot 10^3/4 = 7500 \text{ Ом}$ (станд. 7,5 кОм).

В этом случае входное сопротивление эмиттерного повторителя не оказывает существенного влияния на затухание фазирующей цепочки.

7. Из тех же соображений рассчитываем величину нагрузочного сопротивления в цепи коллектора

$$R_K = R/(2 \dots 5) = 7500/4 = 1875 \text{ Ом (станд. 2 кОм)}.$$

8. Определяем коэффициент усиления по напряжению усилительного каскада по схеме ОЭ

$$K_{U2} = \alpha R_K / [(1 - \alpha)r_G + r_3] = 0,97 \cdot 2 \cdot 10^3 / [(1 - 0,97)500 + 13] \approx 76.$$

Следовательно, общий коэффициент усиления двухкаскадного усилителя

$$K_{U \text{ общ}} = K_{U1}K_{U2} = 0,977 \cdot 76 = 74,4.$$

Поскольку коэффициент затухания трехфазной фазирующей RC -цепочки равен 29, то для выполнения условия самовозбуждения (условия баланса амплитуд) необходимо, чтобы $K_{U \text{ общ}} > K_3 = 29$, что и соблюдается, так как $K_{U \text{ общ}} = 74,4 > 29$.

9. Рассчитываем величину емкостей конденсаторов фазирующей RC -цепочки

$$C = 1/2\pi fR \sqrt{6} = 1/2 \cdot 3,14 \cdot 3000 \cdot 7500 \sqrt{6} = 2900 \text{ пФ (станд. 2900 пФ)},$$

где $C = C_1 = C_2 = C_3$.

10. Величину сопротивления нагрузки эмиттерного повторителя определяем из условия

$$R_3 \gg (10 \dots 20) \frac{r_3 + r_6(1 - \alpha)}{\alpha} = 20 \frac{13 + 500(1 - 0,97)}{0,97} = 578 \text{ Ом (станд. 620 Ом)}.$$

11. На частоте генерации разделительные конденсаторы не должны вносить фазовых сдвигов. Величину их емкостей находим из формулы

$$C_p = 10^6 / (2\pi f \cdot 0,1 R_{\text{вх. у}}),$$

где $R_{\text{вх. у}}$ — входное сопротивление усилительного каскада.

Таким образом,

$$C_{p1} = 10^6 / (2 \cdot 3,14 \cdot 3000 \cdot 0,1 \cdot 31 \cdot 10^3) = 0,0171 \text{ мкФ (станд. 0,018 мкФ)};$$

$$C_{p2} = 10^6 / (2 \cdot 3,14 \cdot 3000 \cdot 0,1 \cdot 930) = 0,63 \text{ мкФ (станд. 0,68 мкФ)}.$$

12. На семействе статических характеристик строим динамическую характеристику и выбираем положение рабочей точки (рабочая точка для обоих транзисторов имеет одинаковые координаты). При этом $I_{0к} = 22 \text{ мА}$; $U_{0к} = 6 \text{ В}$; $I_{0б} = 0,6 \text{ мА}$; $U_{0б} = 0,3 \text{ В}$.

Так как в цепи делителей R_1R_2 и $R'_1R'_2$ ток выбирается $I_d = (2 \dots 5) \times I_{0б} = 2 \cdot 0,6 = 1,2 \text{ мА}$, то расчетные значения сопротивлений делителя будут

$$R_1 = (E_k - \Delta U_3 - U_{0б}) / (I_{0б} + I_d) = (12 - 1,08 - 0,3) / (0,6 + 1,2) \cdot 10^3 = 5,9 \text{ кОм (станд. 6,2 кОм)},$$

где $\Delta U_3 \approx 0,09 E_k = 0,09 \cdot 12 = 1,08 \text{ В}$;

$$R_2 = (\Delta U_3 - U_{0б}) / I_d = (1,08 - 0,3) / (1,2 \cdot 10^{-3}) = 1,5 \text{ кОм}.$$

13. Находим величину сопротивления

$$R_3 = \Delta U_3 / (I_{0к} + I_{0б}) = 1,08 / (22 + 0,6) \cdot 10^{-3} = 47,8 \text{ Ом (станд. 47 Ом)}.$$

Рассчитываем величину сопротивлений делителя

$$R'_1 = (E_k - U_{0б}) / (I_{0б} + I_d) = (12 - 0,3) / (0,6 + 1,2) \cdot 10^{-3} = 6,5 \text{ кОм (станд. 6,8 кОм)};$$

$$R'_2 = U_{0б} / I_d = 0,3 / (1,2 \cdot 10^{-3}) = 250 \text{ Ом (станд. 270 Ом)}.$$

Учитывая, что общее входное сопротивление эмиттерного повторителя $R_{\text{вх}} = R_{\text{вх1}} \parallel R_1 \parallel R_2 = 31 \parallel 5,9 \parallel 1,2 \approx 1 \text{ кОм}$ меньше величины сопротивления фазировочной RC -цепи, что обуславливает увеличение ее затухания и баланс на частоте, отличной от 3000 Гц, величину емкостей конденсаторов C_1 , C_2 , C_3 следует уточнить по формуле (12-30), а критический коэффициент усиления — согласно (12-31).

ФОРМИРОВАНИЕ И ГЕНЕРИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСОВ

1. ПАРАМЕТРЫ ИМПУЛЬСОВ

Устройства, работающие в прерывистом (дискретном) режиме, длительность которого соизмерима с длительностью переходных процессов, называют импульсными.

Импульсные устройства, предназначенные для формирования (преобразования) и генерирования маломощных импульсных сигналов (импульсов), которые используются для передачи, обработки

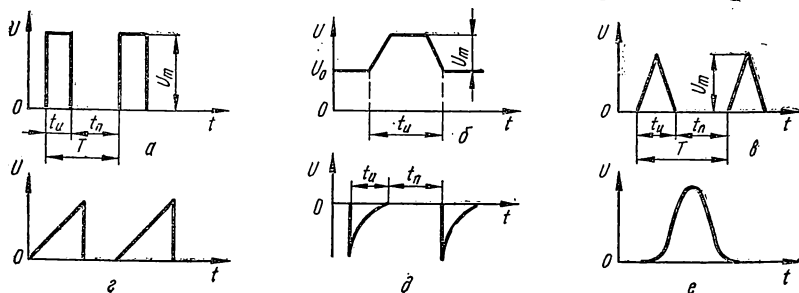


Рис. 13.1. Видеоимпульсы:

а — прямоугольные; б — трапецидальные; в — треугольные; г — пилообразные; д — экспоненциальные; е — колоколообразные.

и хранения информации, относятся к маломощным (информационным). Для этих устройств основными являются параметры, характеризующие форму и последовательность импульсов, так как любое изменение этих параметров может привести к потере информации.

Импульсные устройства, которые формируют и генерируют мощные импульсы, предназначенные для энергетического воздействия на различные процессы (например, для создания световых, рентгеновских, ультразвуковых импульсов, сильных магнитных полей, для импульсного управления электроприводом и т. д.), относятся к мощным (силовым). Для этих устройств первостепенное значение приобретают энергетические показатели, в частности КПД, в то время как информационные параметры имеют меньшее значение. Возможны случаи, когда информационные и энергетические параметры одинаково важны.

Импульсы в маломощных и мощных устройствах формируются линейными и нелинейными цепями с пассивными и активными элементами. На вход таких цепей подаются сигналы синусоидальной или несинусоидальной формы; на выходе получаются импульсы с заданными параметрами.

Различают два вида импульсов: видео- и радиоимпульсы. Видеоимпульс, представляющий собой кратковременное изменение напряжения (тока) в цепи постоянного тока, имеет постоянную составляющую (среднее значение), отличную от нуля. Идеализированные видеоимпульсы (рис. 13.1) имеют различную форму (прямоугольная, трапециевидальная, треугольная, пилообразная, экспоненциальная, колоколообразная) и их названия отражают геометрические

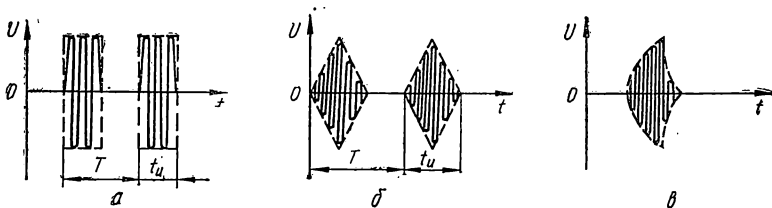


Рис. 13.2. Радиоимпульсы:

а — прямоугольные; б — треугольные; в — экспоненциальные.

свойства импульсов. Реальные импульсы не имеют формы, строго соответствующей названию. Так, например, прямоугольные видеоимпульсы имеют форму, близкую к трапециевидальной. Различают видеоимпульсы положительной и отрицательной полярностей, а также двухсторонние (разнополярные). В дальнейшем видеоим-

пульсы будем называть просто импульсами.

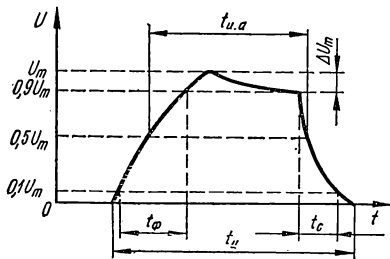


Рис. 13.3. Прямоугольный импульс реальной формы.

Радиоимпульс (рис. 13.2) — это кратковременный пакет высокочастотных колебаний напряжения или тока, огибающая которых имеет форму видеоимпульса. На практике широко применяются радиоимпульсы прямоугольной, треугольной и экспоненциальной форм. Радиоимпульс не имеет постоянной составляющей, а частота переменного напряжения (тока) называется частотой заполнения или иногда несущей.

Для количественной оценки формы импульса и его энергетических показателей вводят следующие основные параметры (рис. 13.1 и 13.3): амплитуду импульса U_m (I_m), длительность импульса t_n , длительность переднего фронта t_ϕ , длительность заднего фронта (среза) t_c ; длительность паузы между импульсами t_n ; спад вершины ΔU_m ; среднее значение импульса, определяемого средним значением напряжения, тока, мощности U_{cp} , I_{cp} , P_{cp} ; мощность в импульсе P_n ; действующее значение импульса $U_{эф}$, $I_{эф}$, $P_{эф}$.

Амплитуда импульса — максимальное значение напряжения (тока) импульса данной формы. В маломощных импульсных устройствах обычно применяются импульсы напряжения с амплитудой от десятых долей вольта до нескольких сотен вольт; импульсы тока — от долей миллиампера до долей ампера; в мощных импульсных устройствах импульсы напряжения с амплитудой от десятков вольт до десятков киловольт, импульсы тока — от долей ампера до десятков тысяч ампер. Обычно к формирователям и генераторам импульсов предъявляется требование стабильности амплитуды импульсов.

Длительность импульса — промежуток времени между моментами возникновения и исчезновения импульса. В зависимости от формы и назначения реальных импульсов длительность импульсов измеряют на некоторых условных уровнях отсчета относительно их основания. Иногда длительность импульсов определяют по длительности основания, иногда — на уровне $0,1 U_m$ или $0,5 U_m$ (активная длительность). Длительность импульсов, применяемых в той или иной области техники, может быть различна. Диапазон длительностей импульсов, используемых в промышленной электронике, заключен, примерно, в пределах 10^{-9} — 1 с. К формирователям и генераторам импульсов предъявляется требование стабильности длительности импульсов.

Длительность фронтов импульса определяет время нарастания t_{ϕ} (для переднего фронта) или спада t_c (для заднего фронта) импульса. Под фронтом понимают боковую сторону импульса. Различают передний и задний фронты, последний иногда называют срезом импульса. Для описания формы реального импульса наиболее часто пользуются понятием активной длительности фронта и среза импульса, которые соответственно отсчитываются между уровнями $0,1 U_m$ — $0,9 U_m$ и $0,9 U_m$ — $0,1 U_m$. Длительности t_{ϕ} и t_c составляют обычно (5—20) % от длительности импульса t_n . Чем меньше t_{ϕ} и t_c по сравнению с t_n , тем больше форма импульса приближается к прямоугольной. Иногда вместо длительности фронта (среза) форму импульса характеризуют крутизной фронта (среза) $S = U_m/t_{\phi}$ или $S = I_m/t_{\phi}$, под которой понимают скорость нарастания (убывания) импульса.

Спад вершины импульса. Вершина прямоугольного импульса является его рабочей частью, уровень которой желательно иметь постоянным. Однако вследствие несовершенства формирователей и генераторов импульсов наблюдается спад вершины $\Delta U_m (\Delta I_m)$, который желательно иметь возможно меньшим: $(0,01—0,005) U_m$. Относительная величина спада определяется по формулам $\lambda_U = \Delta U_m / U_m$ или $\lambda_I = \Delta I_m / I_m$.

У некоторых импульсов, например, треугольных, пилообразных и других вершина отсутствует и фронт сразу переходит в срез.

Период повторения импульсов T — отрезок времени между началом (концом) двух соседних однополярных импульсов. Величина, обратная периоду повторения, — частота повторения (следования) импульсов f . Диапазон частот повторения импульсов, используемых в промышленной электронике, лежит, примерно, в пределах от долей герца до десятков, а иногда и выше, мегагерц.

Скважность импульсов — отношение периода повторения к длительности импульса

$$Q = T/t_n = T/(T - t_n) = (t_n + t_n)/t_n = 1/(ft_n). \quad (13-1)$$

Скважность — величина безразмерная и всегда больше единицы. Величина скважности отражает возможность накопления больших энергий и мощностей в течение сравнительно большой паузы между импульсами и генерирования этой энергии во время кратковременного импульса. Поэтому величину скважности считают одной из энергетических характеристик импульсного устройства.

Величина, обратная скважности, называется коэффициентом заполнения импульсов $\gamma = 1/Q = t_n/T = ft_n$.

Для определения энергетических свойств импульсного устройства и характеристики энергетического воздействия импульса на нагрузку вводят понятие среднего значения импульса (постоянной составляющей импульса) за период и за время длительности импульса. Среднее значение напряжения, тока, мощности импульса за период определяется соответственно по формулам

$$U_{cp} = (1/T) \int_0^T u dt = [1/(Qt_n)] \int_0^{t_n} u dt = U_n/Q; \quad (13-2)$$

$$I_{cp} = (1/T) \int_0^T i dt = [1/(Qt_n)] \int_0^{t_n} i dt = I_n/Q; \quad (13-3)$$

$$P_{cp} = (1/T) \int_0^T p dt = [1/(Qt_n)] \int_0^{t_n} p dt = P_n/Q, \quad (13-4)$$

а за время длительности импульса соответственно

$$U_n = (1/t_n) \int_0^{t_n} u dt; \quad (13-5)$$

$$I_n = (1/t_n) \int_0^{t_n} i dt; \quad (13-6)$$

$$P_n = (1/t_n) \int_0^{t_n} p dt. \quad (13-7)$$

Формулы (13-4) и (13-7) справедливы только при активной нагрузке. Мощность P_n в импульсной технике часто называют мощностью в импульсе. Для прямоугольного импульса $U_n = U_m$, $I_n = I_m$, $P_n = U_m I_m$, тогда

$$U_{cp} = U_m/Q; \quad I_{cp} = I_m/Q; \quad P_{cp} = P_n/Q = U_m I_m/Q. \quad (13-8)$$

Выражение (13-8) указывает на связь между мощностью в импульсе P_n и мощностью источника питания $P_{ист} = P_{cp}$. Если накапливать непрерывно отдаваемую источником энергию в специальном устройстве (накопителе энергии), а затем во время импульса отдавать ее, то мощность источника питания может быть в Q раз меньше мощности в импульсе.

Действующее значение импульса по аналогии со средним значением определяется за период T по формулам

$$U_{эф} = \sqrt{(1/T) \int_0^T u^2 dt} = \sqrt{[1/(Qt_n)] \int_0^{t_n} u^2 dt} = U_{н.эф}/\sqrt{Q}; \quad (13-9)$$

$$I_{эф} = \sqrt{(1/T) \int_0^T i^2 dt} = \sqrt{[1/(Qt_n)] \int_0^{t_n} i^2 dt} = I_{н.эф}/\sqrt{Q}; \quad (13-10)$$

$$P_{эф} = \sqrt{(1/T) \int_0^T p^2 dt} = \sqrt{[1/(Qt_n)] \int_0^{t_n} p^2 dt} = P_{н.эф}/\sqrt{Q}, \quad (13-11)$$

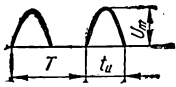
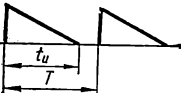
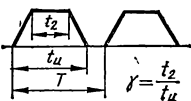
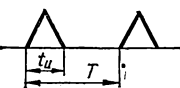
где $U_{н.эф}$, $I_{н.эф}$, $P_{н.эф}$ — соответственно действующие значения напряжения, тока и мощности за время длительности импульса.

Для прямоугольных импульсов $U_{н.эф} = U_n = U_m$; $I_{н.эф} = I_n = I_m$; $P_{н.эф} = P_n = U_m I_m$, тогда $U_{эф} = U_m/\sqrt{Q}$; $I_{эф} = I_m/\sqrt{Q}$; $P_{эф} = P_n/\sqrt{Q} = U_m I_m/\sqrt{Q}$.

В табл. 13.1 приведены значения P_{cp} , U_{cp} , $U_{эф}$ в зависимости от P_n и U_m для некоторых форм импульсов.

2. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ И ГЕНЕРАТОРОВ ИМПУЛЬСОВ

Простейшими линейными формирующими цепями являются дифференцирующие и интегрирующие цепи, формирующие линии с распределенными и сосредоточенными параметрами и др. К простейшим нелинейным формирующим цепям относятся электронные ключи, ограничители и др. В более сложных формирователях

Форма импульсов	$U_{\text{ср}}$	$U_{\text{эф}}$	$P_{\text{ср}}$
	$\frac{2U_m}{\pi Q}$	$\frac{U_m}{\sqrt{2Q}}$	$\frac{P_{\text{н}}}{2Q}$
	$\frac{U_m}{2Q}$	$\frac{U_m}{\sqrt{3Q}}$	$\frac{P_{\text{н}}}{3Q}$
	$\frac{U_m(1+\gamma)}{2Q}$	$\frac{U_m\sqrt{1+2\gamma}}{\sqrt{3Q}}$	$\frac{P_{\text{н}}(1+2\gamma)}{3Q}$
	$\frac{U_m}{2Q}$	$\frac{U_m}{\sqrt{3Q}}$	$\frac{P_{\text{н}}}{3Q}$

импульсов применяется сочетание линейных формирующих цепей с электронными ключами.

Схема идеального ключа и его нагрузочная прямая показаны на рис. 13.4. В статическом режиме ключ $K_{\text{кл}}$ (рис. 13.4, а) находится в состоянии равновесия (выключен или включен) и энергии не потребляет. В выключенном состоянии внутреннее сопротивление идеального ключа равно бесконечности, напряжение на выходе (на зажимах ключа) $U_{\text{вых}} = U_{\text{кл}} = -E_{\text{кп}}$, а ток через ключ $I_{\text{кл}} = 0$. Во включенном состоянии внутреннее сопротивление ключа и $U_{\text{вых}} = U_{\text{кл}}$ равны нулю, а ток через ключ имеет максимальную

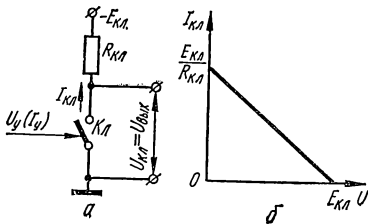


Рис. 13.4. Идеальный ключ: а — схема; б — нагрузочная прямая

величину $I_{\text{кл}} = E_{\text{кп}}/R_{\text{кп}}$, поэтому ВАХ ключа (рис. 13.4, б) совпадает с осями координат, а рабочие точки расположены на пересечении нагрузочной прямой с осями координат.

В состоянии равновесия ключ может находиться длительное время, а перевод ключа из одного состояния в другое осуществляется управляющим напряжением U_y или током I_y мгновенно, так что на выходе возникают скачки напряжения с амплитудой $U_m = E_{кл.}$ При периодической коммутации ключа выходное напряжение имеет форму прямоугольных импульсов. Коэффициенты передачи ключа по току и напряжению в моменты включения и выключения

$$K_I = I_{к}/I_{y, \text{вкл.}} \text{ и } K_U = E_{кл.}/U_{y, \text{вкл.}}$$

Реальные ключи (рис. 13.5) всегда имеют конечную величину внутреннего сопротивления $r_{кл. \text{ выкл.}}$ и $r_{кл. \text{ вкл.}}$ в выключенном и включенном состояниях, а также обладают некоторой емкостью $C_{кл.}$.

Генерируются импульсы нелинейными устройствами с самовозбуждением или с внешним запуском. Параметры генерируемых импульсов и энергетические показатели устройства определяются параметрами элементов самого генератора и его схемой. У генераторов с внешним запуском входной сигнал управляет лишь моментом возникновения генерации, а процесс генерации импульса происходит за счет внутренних процессов в схеме. Генераторы с самовозбуждением и внешним запуском относятся к классу импульсных устройств, называемых регенеративными. Характерным признаком этих устройств является наличие положительной обратной связи, которая вызывает лавинообразные процессы в схеме и приводит к скачкообразному изменению состояния схемы, т. е. к скачкам напряжения и тока. К регенеративным импульсным устройствам относятся триггеры, мультивибраторы, одновибраторы, блокинг-генераторы и др.

Анализ импульсных схем сводится к определению переходных процессов в них, к нахождению функциональной зависимости напряжений (токов) от времени после коммутации тех или иных цепей. Решение этой задачи значительно усложняется тем, что в импульсное устройство наряду с линейными вводят и нелинейные цепи. При анализе таких цепей в большинстве случаев используется кусочно-линейная аппроксимация характеристик нелинейных элементов, что позволяет внутри отдельных временных интервалов рассматривать цепь как линейную. Для расчета переходных процессов в такой цепи могут быть использованы все известные в электротехнике методы — классический, операторный и спектральный,

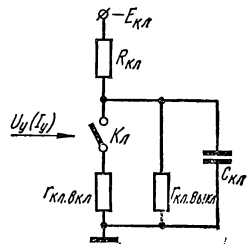


Рис. 13.5. Схема реального ключа.

метод интеграла Дюамеля, метод дискретного преобразования Лапласа и др.

Структурная схема маломощного формирователя импульсов изображена на рис. 13.6, *а* и содержит источник питания *ИП*, ключ *Кл*, формирующую цепь *ФЦ* и сопротивление нагрузки R_n . При коммутации ключа под воздействием управляющих импульсов $U_y = U_{вх}$ энергия источника питания *ИП* периодически, в течение определенных интервалов, поступает в нагрузку. В результате на сопротивлении R_n формируются импульсы, форма которых определяется свойствами *ФЦ*. При отсутствии *ФЦ* на R_n формируются прямоугольные импульсы.

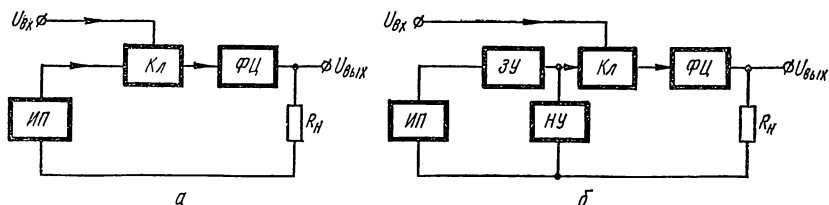


Рис. 13.6. Структурные схемы формирователей импульсов:
а — маломощных; *б* — мощных.

При малых мощностях формируемых импульсов потребляемая энергия незначительна и обычно ее не принимают во внимание по сравнению с потребляемой энергией более мощных исполнительных устройств. С увеличением мощности в импульсе до значительной величины и скважности $Q > 2-5$ формирователь (рис. 13.6, *а*) становится неэкономичным, так как требует, чтобы источник питания отдавал мощность, равную мощности в импульсе. Например, при прямоугольных импульсах со скважностью $Q = 10$ и мощностью в импульсе $P_n = 10$ кВт источник питания должен быть рассчитан на мощность 10 кВт, хотя средняя мощность за период $P_{ср}$ в Q раз меньше, т. е. составляет 1 кВт. При косинусоидальных (синусоидальных) импульсах и тех же данных $P_{ср}$, согласно табл. 13.1, еще меньше — 0,5 кВт, а при треугольных — 0,33 кВт. Поэтому в основе построения мощных формирователей импульсов лежит структурная схема (рис. 13.6, *б*), в которой используется принцип накопления энергии. Этот принцип основан на том, что во время паузы между формируемыми импульсами в накопительном устройстве *НУ* происходит медленное накопление энергии от источника питания в виде электрической энергии в конденсаторе (емкостный накопитель) или в виде магнитной энергии в дросселе (индуктивный накопитель). Энергия источника передается через зарядное устройство *ЗУ*, которое в случае индуктивного накопителя может отсут-

ствовать. После коммутации ключа накопленная в $HУ$ энергия в течение короткого промежутка времени, соответствующего длительности импульса, расходуется в сопротивлении нагрузки R_n , создавая мощный импульс. Форма импульса, как и в маломощном формирователе, зависит от типа формирующей цепи $\PhiЦ$. В некоторых случаях $\PhiЦ$ входит в состав накопительного устройства или вообще исключается.

Простейшие схемы мощных формирователей импульсов с емкостным и индуктивным накопителями показаны на рис. 13.7. При выключенном ключе (рис. 13.7, а) напряжение на накопительном кон-

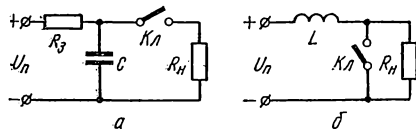


Рис. 13.7. Простейшие схемы накопителей энергии:

а — емкостного; б — индуктивного.

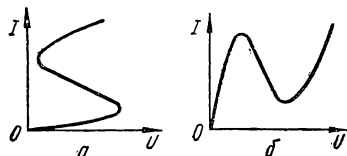


Рис. 13.8. ВАХ ключей:

а — S-образная; б — N-образная.

денсаторе C в конце процесса заряда достигнет максимальной величины $U_{C\text{макс}} = U_n$, а накопленная энергия

$$\mathcal{E}_C = (CU_C^2\text{макс})/2.$$

При включении ключа происходит быстрый процесс разряда, определяемый постоянной времени $\tau_C = CR_n$.

Мощность в импульсе определяется по формуле

$$P_n = \mathcal{E}_C/t_n \approx CU_C^2\text{макс}/(6\tau_C) = U_C^2\text{макс}/(6R_n). \quad (13-12)$$

Для обеспечения большей длительности процесса заряда по сравнению с процессом разряда необходимо, чтобы зарядное сопротивление $R_3 \gg R_n$.

В схеме формирователя с индуктивным накопителем (рис. 13.7, б) процесс заряда протекает при включенном ключе $Kл$. Накопление магнитной энергии в дросселе с индуктивностью L происходит по мере нарастания тока заряда. При достаточно малых значениях сопротивления обмотки дросселя L и внутреннего сопротивления источника питания можно получить большой ток в конце заряда. Накопленная магнитная энергия

$$\mathcal{E}_L = LI_{з.\text{макс}}^2/2,$$

где $I_{з.\text{макс}}$ — ток в конце заряда.

Процесс разряда происходит при выключенном ключе и характеризуется постоянной времени $\tau_L = L/R_n$.

Мощность в импульсе

$$P_{и} = \mathcal{E}_L / t_{и} \approx LI_{з. \max}^2 / (6\tau_L) = I_{з. \max}^2 R_H / 6. \quad (13-13)$$

Общий принцип построения регенеративных импульсных устройств основан на использовании электронных ключей с S- и N-образными характеристиками (рис. 13.8), которые имеют падающий участок (участок отрицательного сопротивления). Такими характеристиками обладают ключи, выполненные на однопереходном транзисторе, тиристоре, туннельном диоде, полупроводниковом терморезисторе и т. д. Падающий участок характеристики указывает на наличие внутренней положительной обратной связи. Структурные схемы регенеративных устройств

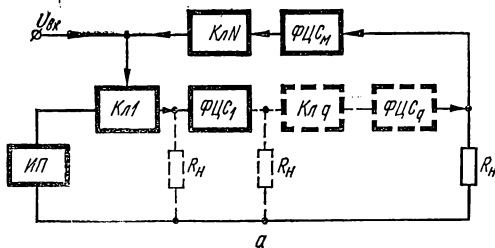
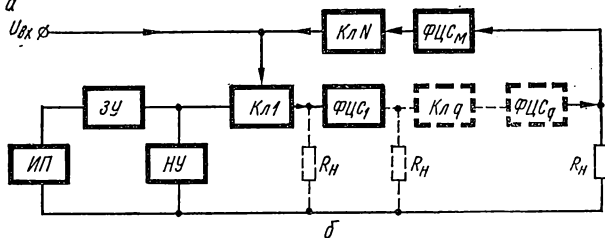


Рис. 13.9. Структурные схемы регенеративных импульсных устройств: а — маломощных; б — мощных.



на ключах с падающим участком характеристики не отличаются от схем формирователей импульсов, показанных на рис. 13.6.

При определенных условиях S- и N-образные характеристики имеют многокаскадные ключи с формирующими цепями связи между каскадами ФЦС, если выход таких цепей замкнут на вход, образуя кольцевую схему. При этом каждый ключ в отдельности может и не иметь характеристики с падающим участком, как например, широко распространенный транзисторный ключ. Структурные схемы таких маломощных и мощных регенеративных устройств показаны на рис. 13.9. Регенеративный процесс в этих схемах, замкнутых в кольцо, возможен только при наличии положительной обратной связи, т. е. при условиях

$$\prod_{k=1}^N K_k \prod_{\phi=1}^M K_{\phi} > 1; \quad (13-14)$$

$$\sum_{k=1}^N \varphi_k + \sum_{\phi=1}^M \varphi_{\phi} = 2\pi n, \quad (13-15)$$

где K_k — коэффициент передачи одного ключа; K_Φ — коэффициент передачи одной формирующей цепи связи; N — число ключей; M — число формирующих цепей связи; $n = 0, 1, 2, 3, 4 \dots$, которые называют условиями самовозбуждения или возникновения скачков. Первое из них представляет условие баланса амплитуд, второе — баланса фаз. Условия самовозбуждения должны выполняться не на одной частоте, как в случае автогенераторов гармонических колебаний, а в широком диапазоне частот (от 0 до ∞).

В регенеративных устройствах по кольцевой схеме наиболее широко применяются однокаскадные и двухкаскадные ключи с резистивными, емкостными и трансформаторными цепями связи. В зависимости от типа связи к регенеративным устройствам относятся триггеры (с резистивной связью), мультивибраторы (с емкостной связью), блокинг-генераторы (с трансформаторной связью). Триггеры и мультивибраторы обычно выполняются на двухкаскадных ключах, блокинг-генераторы — на однокаскадных. В случае применения большего числа ключей с емкостной или трансформаторной связью можно получить многофазные мультивибраторы или блокинг-генераторы.

По способу (режиму) работы все регенеративные устройства можно разделить на три больших класса: с двумя состояниями устойчивого равновесия; с одним состоянием устойчивого равновесия и одним состоянием квазиравновесия (неустойчивого равновесия); с двумя состояниями квазиравновесия. Обычно состояние устройства определяется состоянием входящих в него ключей (включен, выключен).

Устройства первого класса могут неограниченно долго находиться в одном из состояний устойчивого равновесия. При этом первоначальное состояние зависит от случайных причин и при включении источника питания может быть каждый раз разным. Перевод таких устройств из одного состояния устойчивого равновесия в другое происходит скачком под действием внешнего запускающего сигнала (импульса). Возвращается устройство в первоначальное состояние также скачком, но под действием следующего запускающего сигнала (импульса). Таким образом, под действием двух запускающих импульсов устройства вырабатывают один импульс. К этому классу устройств относятся триггеры, а режим работы называют триггерным.

Устройства второго класса могут неограниченно долго находиться в одном строго определенном состоянии устойчивого равновесия, называемом исходным. Под воздействием запускающего импульса эти устройства переходят скачком в другое, неустойчивое состояние, при котором в устройствах происходят медленные внутренние процессы, обусловленные чаще всего разрядом конден-

саторов. В конце разряда возникает обратный скачок и восстанавливается исходное состояние устойчивого равновесия. Длительность состояния квазиравновесия полностью определяется параметрами элементов схемы. Таким образом, такие устройства генерируют один импульс при подаче на вход одного запускающего импульса. К этому классу устройств относятся одновибраторы, а описанный режим часто называют одновибраторным. Одновибраторы называют также ждущими (заторможенными) генераторами, например, ждущий мультивибратор, ждущий блокинг-генератор и т. д.

Устройства третьего класса не имеют ни одного состояния устойчивого равновесия и без воздействия внешних сил поочередно переходят из одного состояния квазиравновесия в другое, т. е. являются автогенераторами, а такой режим называется автогенераторным. К этому классу устройств относятся мультивибраторы, блокинг-генераторы и др.

Устройства последних двух классов называют также релаксационными генераторами или просто релаксаторами. Указанные режимы работы зависят от положений рабочей точки на пересечении нагрузочной прямой с ВАХ устройства (рис. 13.10). Рабочая точка устойчива, если она находится на участках положительного сопротивления и неустойчи-

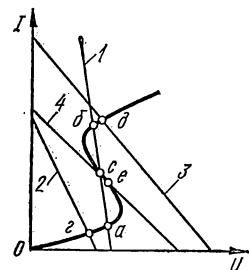


Рис. 13.10. ВАХ регенеративного устройства и возможные положения нагрузочной прямой.

ва — на участке отрицательного сопротивления. Поэтому прямая 1, пересекающая вольт-амперную характеристику в трех точках a , b , c , из которых две устойчивы (a , b), обеспечивает триггерный режим. Прямая 2 (3), пересекающая характеристику в одной устойчивой точке d на участке положительного сопротивления, характеризует одновибраторный режим. Прямая 4, пересекающая характеристику в неустойчивой точке e на участке отрицательного сопротивления, характеризует автогенераторный режим.

3. ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИЕ ЦЕПИ

Дифференцирующей называется цепь, у которой напряжение (ток) на выходе пропорционально производной от входной электрической величины. Различные типы дифференцирующих цепей показаны на рис. 13.11. Простейшими дифференцирующими элементами могут служить конденсатор и дроссель (рис. 13.11, a и b). В первом случае $i_C = C(du_{\text{вх}}/dt)$ и ток $i_{\text{вых}} = i_C$ можно рассматривать как производную по времени от входного напряжения $u_{\text{вх}}$, т. е. такой элемент является дифференцирующим.

Аналогично во втором случае $u_L = L(di_{\text{вх}}/dt)$, т. е. между выходным напряжением $u_{\text{вых}} = u_L$ и входным током $i_{\text{вх}}$ имеется дифференциальная зависимость.

Если в качестве входной и выходной величин является напряжение, то дифференцирование производится с помощью RC - или RL -цепей (рис. 13.11, *в* и *г*). Дифференцирующие RL -цепи применяются реже, так как для них необходим дроссель с достаточно большой индуктивностью. Такие дроссели получают громоздкими и имеют сравнительно большую межвитковую емкость, которая вносит ошибку в результат дифференцирования.

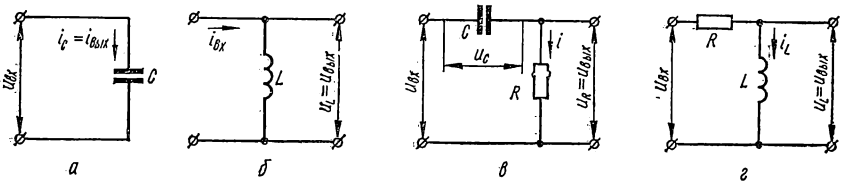


Рис. 13.11. Дифференцирующие цепи:

а — емкостная; *б* — индуктивная; *в* — реостатно-емкостная; *г* — реостатно-индуктивная.

Уравнение RC -цепи

$$u_{\text{вых}} = iR = RC(du_C/dt) = RC[d(u_{\text{вх}} - u_{\text{вых}})/dt].$$

Если

$$u_{\text{вых}} = u_R \ll u_{\text{вх}}, \quad (13-16)$$

то получаем приближенное равенство $u_{\text{вых}} \approx RC(du_{\text{вх}}/dt)$, показывающее, что схема выполняет дифференцирование. Условие дифференцирования (13-16) необходимо конкретизировать в зависимости от формы входного напряжения.

Для входного напряжения синусоидальной формы дифференцирование выполняется при условии $R \ll 1/\omega C$ или $RC \ll 1/\omega$. Чем меньше R по сравнению с $1/\omega C$, тем более точно дифференцирование. С другой стороны, чем точнее выполняется дифференцирование, тем меньше полезное напряжение $u_{\text{вых}}$ на выходе схемы.

При несинусоидальном напряжении $u_{\text{вх}}$ условие дифференцирования должно выполняться для всех гармоник спектра, играющих существенную роль в выходном напряжении $u_{\text{вых}}$. Поэтому условие дифференцирования несинусоидального напряжения

$$RC \ll 1/\omega_{\text{в}}, \quad (13-17)$$

где $\omega_{\text{в}}$ — частота высшей гармоники, которую еще необходимо учитывать.

Для импульсов напряжения условие (13-17) можно переписать как

$$RC \ll t_{и. вх}, \quad (13-18)$$

где $t_{и. вх}$ — длительность входного импульса.

Рассмотрим работу дифференцирующей RC -цепи, полагая, что внутреннее сопротивление генератора входного напряжения и паразитные емкости схемы равны нулю. Пусть на вход цепи подается прямоугольный импульс напряжения $u_{вх}$ (рис. 13.12, а).

До воздействия импульса в цепи нет запасов электромагнитной энергии и напряжения на резисторе R и конденсаторе C равны нулю. В момент времени $t = t_1$ напряжение на входе $u_{вх}$ скачком изменяется от 0 до U_m . Напряжение на выходе $u_{вых} = u_R$ также изменяется скачком от 0 до U_m . При строгом выполнении условий дифференцирования в этот момент времени на выходе должен был бы получиться положительный импульс бесконечно малой длительности и неограниченно большой амплитуды (рис. 13.12, б). Однако такое дифференцирование физически неосуществимо, так как сопротивление R не может быть сделано бесконечно малым и всегда величина конечная.

Поэтому при приближенном дифференцировании в момент $t = t_1$ начинается заряд конденсатора C током, убывающим по экспоненциальному закону. Практически заряд конденсатора происходит за время $t = (3...5)RC$. Когда ток заряда и напряжение на выходе становятся равными нулю, заканчивается формирование положительного импульса (рис. 13.12, в). При приближенном дифференцировании выходной импульс имеет конечную длительность

Рис. 13.12. Временные диаграммы напряжений дифференцирующей цепи:

а — на входе; б — производной входного напряжения; в — на выходе.

$t_{и} \approx 3RC$ и конечную амплитуду U_m .

В момент времени t_2 напряжение на входе скачком уменьшается до нуля, конденсатор C становится источником напряжения и начинает разряжаться по экспоненциальному закону от напряжения U_m до 0. При этом направление тока по сравнению с первоначальным изменяется на противоположное. Это приводит к изменению

знака напряжения на выходе. В результате при приближенном дифференцировании формируется также и импульс отрицательной полярности (рис. 13.12, в).

Дифференцирование всегда сопровождается укорочением длительности импульса. Однако, если при дифференцировании необходимо выполнить условие (13-18), то для укорочения импульса обычно бывает достаточно, чтобы

$$t_{н. \text{вх}} > (4 \dots 5) RC. \quad (13-19)$$

При этом укорочение тем больше, чем меньше длительность фронта $t_{\text{ф}}$ входного импульса. Аналогично амплитуда выходного импульса тем ближе к U_m , чем меньше $t_{\text{ф}}$. При $RC \gg t_{н. \text{вх}}$ дифференцирующая (укорачивающая) цепь становится переходной цепью, пропускающей импульс без искажений.

В реальных условиях на работу укорачивающей цепи оказывает влияние выходное сопротивление R_r генератора входных импульсов и паразитная емкость C_n генератора и нагрузки. Эквивалентная схема, учитывающая эти параметры, изображена на рис. 13.13.

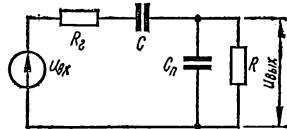


Рис. 13.13. Эквивалентная схема дифференцирующей цепи, учитывающая паразитные параметры.

При увеличении сопротивления делителя $R_r R$ амплитуда выходных импульсов уменьшается, так как $U_{\text{вых } m} = U_m R / (R_r + R)$, а постоянная времени цепи возрастает до величины $C(R + R_r)$. Аналогично наличие паразитной емкости C_n уменьшает амплитуду выходного импульса, так как $U_{\text{вых } m} = U_m C / (C + C_n)$, и увеличивает длительность выходного импульса, так как $R(C + C_n) > RC$. Одновременное влияние параметров R_r и C_n можно определить из выражения для текущего значения напряжения выхода

$$u_{\text{вых}} = U_m (e^{-t/(RC)} - e^{-t/(R_r C_n)}),$$

откуда приближенные параметры выходного импульса

$$t_{\text{ф. вых}} \approx C_n R_r \ln [RC / (R_r C_n)]; \quad (13-20)$$

$$U_{\text{вых } m} \approx U_m \left\{ 1 - R_r C_n \left[1 + \ln \frac{RC}{R_r C_n} \right] / (RC) \right\}; \quad (13-21)$$

$$t_n \approx -RC \ln (0,1 U_{\text{вых } m} / U_m), \quad (13-22)$$

где $t_{\text{ф. вых}}$ — длительность фронта выходного импульса; t_n — длительность выходного импульса, определяемая на уровне 0,1.

Дифференцирующие цепи применяются для выполнения математической операции дифференцирования в электронных вычислительных машинах; для формирования прямоугольных импульсов из напряжения (тока) пилообразной формы; для формирования остроконечных импульсов запуска различных устройств.

4. ИНТЕГРИРУЮЩИЕ ЦЕПИ

Интегрирующей называют цепь, у которой напряжение (ток) на выходе изменяется пропорционально интегралу по времени от входной электрической величины. Простейшие интегрирующие цепи показаны на рис. 13.14, а—г. В емкостной интегрирующей цепи входная величина—ток, а выходная—напряжение; в индуктивной цепи входная величина—напряжение, а выходная—ток; в резистивно-емкостной и резистивно-индуктивной входная и выходная величины—напряжение.

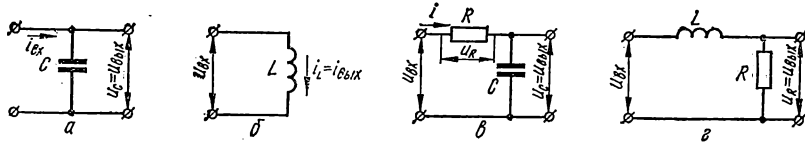


Рис. 13.14. Интегрирующие цепи:

а — емкостная; б — индуктивная; в — резистивно-емкостная; г — резистивно-индуктивная.

На практике наиболее широко применяется интегрирующая RC -цепь (рис. 13.14, в). Напряжение на выходе этой цепи $u_{\text{вых}} = u_C = \int_0^t i dt / C$. Когда напряжение u_C пренебрежимо мало по сравнению с u_R , то ток в цепи будет пропорционален входному напряжению $i \approx u_{\text{вх}} / R$ и, следовательно, $u_{\text{вых}} \approx \int_0^t u_{\text{вх}} dt / (RC)$.

При выполнении условия $u_C \ll u_R$ обеспечивается достаточная точность интегрирования, отсюда условие интегрирования для синусоидального напряжения $RC \gg 1/\omega$, для импульсного — $RC \gg t_{\text{н. вх}}$. Приближенная длительность выходного импульса $t_{\text{н}} \approx t_{\text{н. вх}} + 3RC$, т. е. интегрирование всегда сопровождается расширением длительности импульса.

На работу интегрирующей цепи оказывает влияние выходное сопротивление R_r генератора входных импульсов, емкость C_n и внешнее сопротивление R_n нагрузки. Сопротивление R_r увеличивает длительность выходных импульсов и спад вершины за счет увеличения постоянной времени RC . Аналогичное влияние оказывает и емкость нагрузки. Сопротивление R_n вместе с сопротивлениями $R + R_r$ образует делитель, уменьшает амплитуду выходного импульса и увеличивает постоянную времени цепи. Наибольшее влияние на точность интегрирования оказывает величина R_n . Поэтому при необходимости увеличения постоянной времени цепи

целесообразнее увеличивать емкость конденсатора C , чем сопротивление резистора R .

Интегрирующие цепи применяются для получения линейно-изменяющихся (пилообразных) импульсов напряжения и тока; для фильтрации переменной составляющей напряжения; в устройствах селекции длительностей и амплитуд импульсов и т. д.

5. ФОРМИРУЮЩИЕ ЛИНИИ

Формирующей называется линия, возбуждающее напряжение или ток на входе которой передается на выход не мгновенно, а с задержкой во времени, определяемой параметрами линии. Формирующие линии в импульсных устройствах используются в основном для двух различных целей: для формирования и генерирования

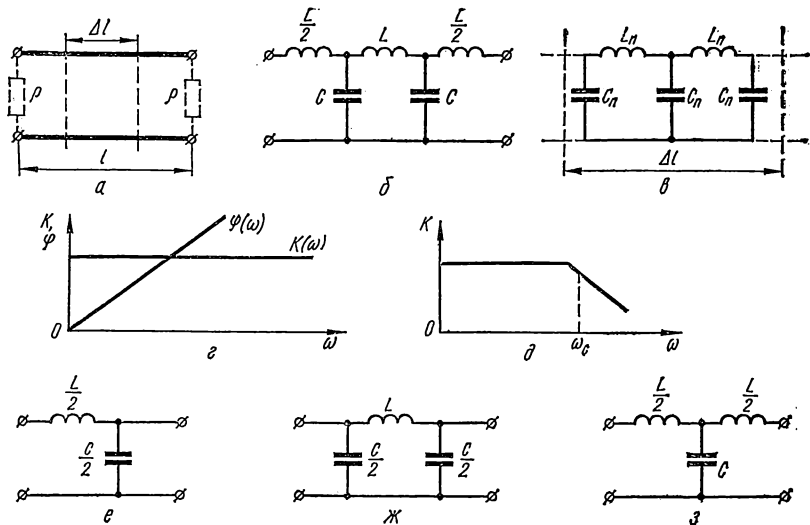


Рис. 13.15. Формирующие линии:

а — естественная; *б* — искусственная; *в* — эквивалентная схема участка естественной линии; *г* — идеальные частотная и фазовая характеристики; *д* — реальная частотная характеристика; *е* — Г-образное звено; *ж* — П-образное звено; *з* — Т-образное звено

импульсов с нормированными параметрами и для передачи импульсов с задержкой во времени. Применение линий в формирователях позволяет получить импульсы прямоугольной формы, в том числе и импульсы большой мощности при сравнительно простых схемах. Линия в этом случае является обычно накопителем энергии. Формирующие линии в импульсных генераторах повышают стабильность формы генерируемых импульсов.

Различают формирующие линии с распределенными (естественные) и с сосредоточенными (искусственные) параметрами (рис. 13.15, а, б). На рис. 13.15, в показана эквивалентная схема участка естественной линии. Здесь L_n, C_n — соответственно погонные индуктивность и емкость (приходящиеся на единицу длины); l — длина естественной линии; ρ — волновое сопротивление; L, C — индуктивность и емкость отдельных звеньев искусственной линии.

На практике естественные формирующие линии распространены значительно меньше, чем искусственные, из-за недопустимо большой длины и габаритных размеров, хотя естественные линии вносят меньшие искажения в форму импульсов. Неискаженное (идеальное) формирование и передача импульсов осуществляются при выполнении условий $K(\omega) = \text{const}$ и $\varphi(\omega) = t_0\omega$, т. е., если формирующая линия обладает идеальными частотной и фазовой характеристиками (рис. 13.15, в) в диапазоне частот от 0 до ∞ . В реальных случаях для формирования и передачи импульса с допустимыми искажениями линия должна пропускать все частоты спектра, вплоть до высшей ω_b , еще имеющей существенное значение для формы импульса. Это значит, что частотная характеристика формирующей линии должна быть равномерной до частоты $\omega_c = \omega_b$ (рис. 13.15, д), которую называют частотой среза. Высокочастотная граница спектра $f_b = \omega_b/(2\pi)$ и длительность фронта импульса связаны соотношением

$$f_b = (0,3 \dots 0,4)/t_{\phi}. \quad (13-23)$$

Искусственная формирующая линия состоит из последовательно включенных одиночных Г-образных звеньев (рис. 13.15, е), которые называют звеньями типа k , так как произведение

$$k = X_L X_C = L/C = \rho^2 = \text{const} \quad (13-24)$$

не зависит от частоты и является постоянным.

Частота среза такого звена

$$\omega_c = 2/\sqrt{LC}. \quad (13-25)$$

При соединении двух Г-образных звеньев в цепочку можно получить П- и Т-образные (рис. 13.15, ж, з) звенья типа k . Частота среза этих звеньев и всей формирующей линии остается постоянной и определяется соотношением (13-25). Время задержки t_1 одного звена является производной фазовой характеристики и определяется соотношением

$$t_1 = d\varphi/d\omega = 2/[\omega_c \sqrt{1 - (\omega/\omega_c)^2}] \approx 2/\omega_c = \sqrt{LC}. \quad (13-26)$$

Для n -звенной формирующей линии время задержки

$$t_3 \approx nt_1 = n\sqrt{LC}. \quad (13-27)$$

Выражения (13-26), (13-27) тем точнее, чем ближе ω к нулю. При $\omega > 0,5 \omega_c$ их можно применять лишь для первого приближения.

В зависимости от свойств генератора формирующая линия, как элемент схемы, может включаться тремя различными способами.

1. Входной генератор обладает малым внутренним сопротивлением и является генератором ЭДС, поэтому линия размыкается на конце, а последовательно с входными зажимами включается сопротивление нагрузки. Любое другое включение линии (короткозамкнутое, разомкнутое) или нагрузки (параллельное, последовательное) приводит либо к короткому замыканию генератора, либо к отсутствию согласования линии с генератором, либо к выделению всей мощности генератора в установившемся режиме на сопротивлении нагрузки, что неприемлемо на практике.

2. Входной генератор имеет большое внутреннее сопротивление и является генератором тока, линия замыкается на конце, а параллельно входным зажимам подключается сопротивление нагрузки. Любое другое включение линии или нагрузки в этом случае неприемлемо по причинам, рассмотренным выше.

3. Сопротивление генератора равно волновому сопротивлению линии ρ , а сопротивление нагрузки, равное ρ , включают параллельно выходным зажимам линии, т. е. согласуют линию на входе и выходе.

Первые два способа включения применяются при формировании импульсов, а третий — при передаче импульсов с задержкой.

Формирование импульсов разомкнутой линией показано на рис. 13.16. Полагаем, что линия не имеет потерь и процессы в искусственных линиях с большим числом LC -звеньев не отличаются от процессов в естественных линиях. Для случая согласованной нагрузки $R_n = \rho$ диаграммы распространения волн напряжения и тока при заряде линии изображены на рис. 13.16, б, при разряде — на рис. 13.16, в, а временные диаграммы — на рис. 13.16, г.

В момент времени t_f , когда генератор ЭДС E_r начинает генерировать прямоугольный импульс с амплитудой U_m и длительностью $t_{п1}$, в начале линии (на зажимах 1—1) возникает положительный скачок напряжения $U_{вх.л} = U_m \rho / (R_n + \rho) = U_m / 2$, который начинает распространяться от начала линии к ее концу (к зажимам 2—2), последовательно заряжая емкости звеньев и образуя положительную волну напряжения U_n . Вместе с волной напряжения возникает положительная волна тока $I_n = I_{вх.л} = U_{вх.л} / \rho = U_m / (2\rho)$. Обе волны движутся одновременно вдоль линии и называются падающими. Через время t_3 падающие волны достигают разомкнутого конца линии. Волна напряжения отражается от конца линии с сохранением положительной полярности, а волна тока — с изменением

полярности на отрицательную. При движении отраженных волн U_o, I_o от конца линии к началу волна напряжения заряжает один за другим конденсаторы звеньев до удвоенной амплитуды падающей волны U_n , а волна тока I_o полностью компенсирует падающую волну I_n и протекание тока между заряженными емкостями звеньев прекращается. Через время $2t_3$ отраженные волны достигают начала линии. Вторичного отражения не происходит, так как вход линии согласован с нагрузкой ($R_n = \rho$). При этом вся линия оказывается заряженной до амплитудного значения U_m напряжения генератора E_g и ток в линии и внешней цепи исчезает, т. е. наступает установившийся режим.

Таким образом, на сопротивлении нагрузки формируется прямоугольный импульс напряжения $U_n = U_m/2$ длительностью, равной времени пробега волны в прямом и обратном направлениях

$$t_n = 2t_3 = 2n\sqrt{LC}. \quad (13-28)$$

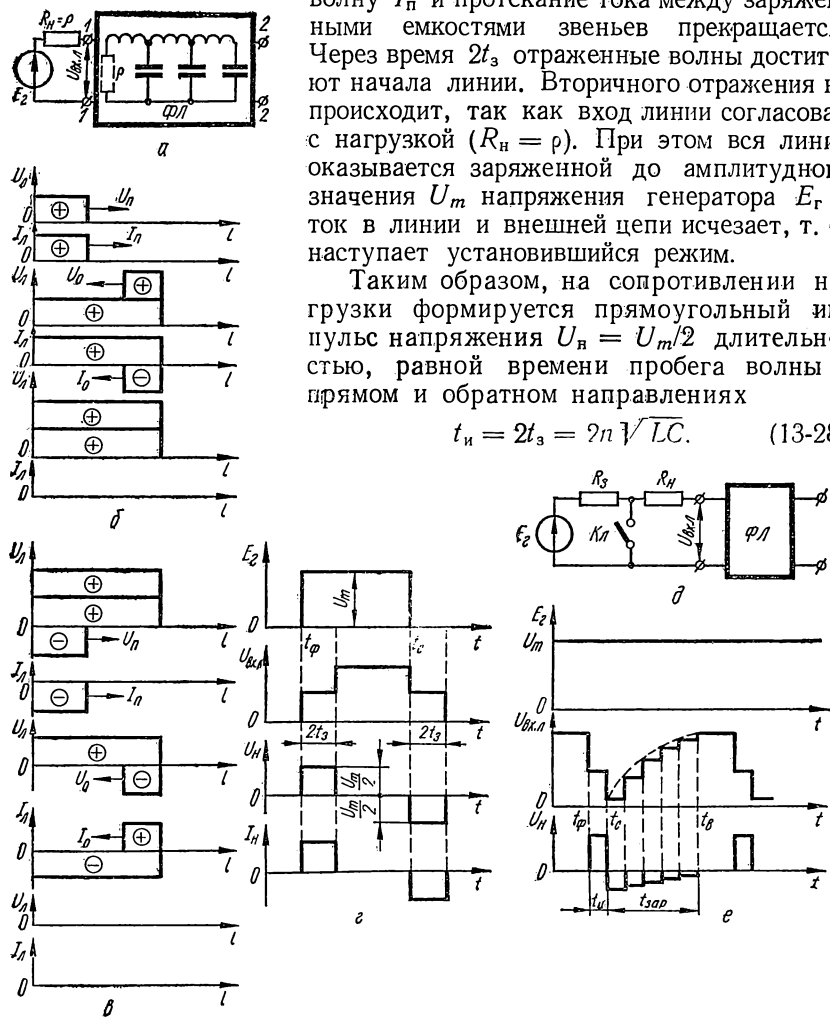


Рис. 13.16. Формирующая линия, разомкнутая на конце:

а — схема; б, в — диаграммы распространения волн при заряде и разряде; г — временные диаграммы напряжений и токов; д — схема линии как емкостного накопителя энергии; е — временные диаграммы линии-накопителя.

Установившийся режим в линии длится до окончания импульса генератора E_r . В момент времени t_c на входе линии возникает отрицательный скачок напряжения $U_{вх.л} = U_m/2$, который начинает распространяться от начала линии к ее концу, разряжая емкости звеньев. В результате возникают падающие отрицательные волны напряжения и тока, которые движутся к концу линии. Через время t_3 волны достигают разомкнутого конца и происходит их отражение. Волна напряжения отражается с сохранением отрицательной полярности, а у волны тока полярность изменяется на положительную. Обе отраженные волны теперь движутся к началу линии, полностью разряжая ее. Через время $2t_3$ отрицательная волна напряжения и положительная волна тока достигают начала линии. При этом вся линия оказывается разряженной и ток в линии становится равным нулю, а на сопротивлении нагрузки формируется импульс отрицательной полярности с амплитудой $U_m/2$ и длительностью $2t_3$.

Емкости и индуктивности звеньев рассчитываются по формулам

$$C = t_n/(2n\rho); \quad (13-29)$$

$$L = t_n\rho/(2n), \quad (13-30)$$

а общая емкость и индуктивность линии

$$C_n = nC; \quad (13-31)$$

$$L_n = nL. \quad (13-32)$$

Мощность в импульсе

$$P_n = C_n U_m^2 / (2t_n) = n C U_m^2 / (4t_3) = U_m^2 / (4R_n) = U_m^2 / (4\rho). \quad (13-33)$$

Анализ формулы (13-33) показывает, что мощность в импульсе можно увеличить за счет увеличения напряжения источника питания или за счет уменьшения волнового сопротивления линии.

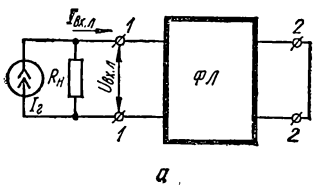
Описанный способ формирования импульсов при скважности $Q > 3...5$ не экономичен, так как генератор ЭДС E_r должен обладать мощностью, равной мощности в импульсе, которая в Q раз превышает среднюю мощность. В этом случае разомкнутую формирующую линию целесообразнее использовать в режиме накопления энергии, который характеризуется медленным зарядом линии через зарядное сопротивление $R_n + R_3 > \rho$ и быстрым разрядом линии через сопротивление $R_n = \rho$, во время которого формируется импульс (рис. 13.16, *д*). Временные диаграммы линии, используемой в качестве емкостного накопителя, показаны на рис. 13.16, *е*.

Предположим, что в исходном состоянии ключ выключен, и формирующая линия $\Phi Л$ заряжена до напряжения U_m . В момент t_3 ключ $Кл$ включается, происходит разряд линии на сопротивление

нагрузки $R_H = \rho$ аналогично описанному выше и формируется импульс длительностью $t_H = 2t_3$. В момент времени t_0 ключ выключается и начинается заряд линии через сопротивление $R_3 + R_H \gg \gg \rho$. Так как линия не согласована, то возникают многократные отражения падающих волн напряжения и тока. Это приводит к ступенчатому заряду формирующей линии по экспоненциальному закону (штриховая линия на рис. 13.16, *e*) с длительностью ступенек напряжения $2t_3$. Заряд линии заканчивается в момент t_B и наступает установившийся режим до следующего включения ключа *Кл*.

С учетом формулы (13-31) длительность заряда

$$\begin{aligned} t_{\text{зар}} &\approx 3(R_3 + R_H) C_L = \\ &= 3n(R_3 + R_H) C. \end{aligned} \quad (13-34)$$



a

Тогда, согласно выражению (13-33), мощность источника, необходимая для заряда линии,

$$P_{\text{зар}} = C_L U_m^2 / (2t_{\text{зар}}) = U_m^2 / [12(R_3 + R_H)], \quad (13-35)$$

а отношение мощностей $P_H / P_{\text{зар}} = 3(R_3 + R_H) / (2R_H)$.

Формирование импульсов короткозамкнутой линией показано на рис. 13.17. Диаграммы распространения волн тока и напряжения при заряде линии изображены на рис. 13.17, *б*, при разряде — на рис. 13.17, *в*, а временные диаграммы — на рис. 13.17, *г*.

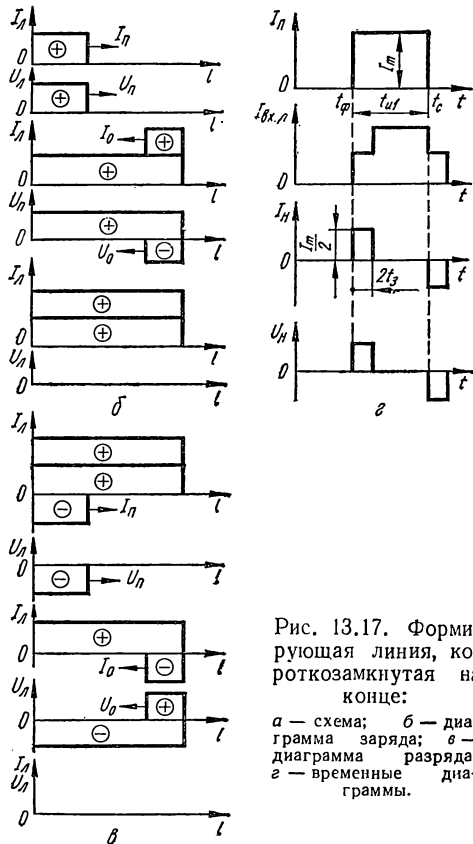


Рис. 13.17. Формирующая линия, короткозамкнутая на конце:

a — схема; *б* — диаграмма заряда; *в* — диаграмма разряда; *г* — временные диаграммы.

В момент времени t_{ϕ} , когда генератор тока I_{Γ} начинает генерировать прямоугольный импульс с амплитудой I_m , в начале линии возникает положительный скачок тока $I_{\text{вх.л}} = I_m/2$, который начинает распространяться вдоль линии, образуя положительную волну тока и связанную с ней положительную волну напряжения. Достигнув за время t_3 замкнутого конца линии, падающие волны отражаются: волна тока — с сохранением положительной полярности, а волна напряжения — с изменением полярности на отрицательную. Через время $2t_3$ отраженные волны возвращаются к началу линии, которая оказывается заряженной до амплитудного значения I_m

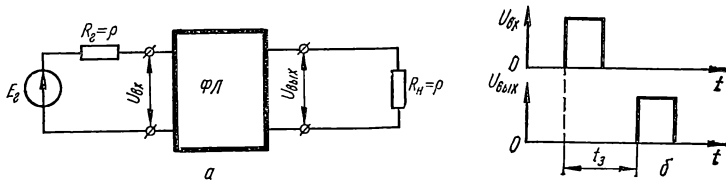


Рис. 13.18. Формирующая линия в согласованном режиме:
а — схема; б — временные диаграммы напряжений.

генератора тока I_{Γ} . Напряжение в линии и внешней цепи становится равным нулю, а на нагрузке формируется прямоугольный импульс тока длительностью $2t_3$.

При разряде линии возникают падающие отрицательные волны тока и напряжения, которые, как видно из рис. 13.17, в, разряжают линию. При этом на нагрузке формируется отрицательный импульс тока длительностью $2t_3$.

Описанный волновой процесс аналогичен процессу в разомкнутой линии, но вместо волн напряжения здесь основную роль выполняют волны тока. В отличие от разомкнутой линии короткозамкнутая линия представляет собой индуктивный накопитель энергии. Мощность в импульсе при короткозамкнутой линии

$$P_{\text{н}} = L_{\text{л}} I_m^2 / (2t_{\text{н}}) = nL I_m^2 / (4t_3) = I_m^2 R_{\text{н}} / 4 = I_m^2 \rho / 4. \quad (13-36)$$

При использовании линии для передачи импульсов с задержкой (рис. 13.18) после возникновения положительного скачка напряжения $U_{\text{вх}}$ падающие волны распространяются к концу линии и в момент достижения конца в нагрузке $R_{\text{н}} = \rho$ переходный процесс заканчивается и в линии начинает протекать постоянный ток. После возникновения отрицательного скачка напряжения $U_{\text{вх}}$ процессы повторяются и выходной импульс оказывается смещенным относительно входного на время задержки t_3 .

Пример 1. Рассчитать дифференцирующую (укорачивающую) цепь при следующих исходных данных: $t_{н. вх} = 100$ мкс, их амплитуда $U_m = 10$ В, внутреннее сопротивление генератора импульсов $R_r = 1$ кОм, паразитная емкость генератора и нагрузки $C_n = 20$ пФ, требуемая длительность выходных импульсов $7 \text{ мкс} \leq t_n \leq 12 \text{ мкс}$. Выбираем емкость дифференцирующей цепи из условия $C \gg C_n$. Принимаем $C = 200$ пФ.

Ориентировочно сопротивление дифференцирующей цепи без учета влияния R_r и C_n при длительности выходных импульсов $t_n = 10$ мкс

$$R = \frac{t_n}{3C} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 200 \cdot 10^{-12}} = 16,6 \text{ кОм.}$$

Выбираем $R = 18$ кОм,

Амплитуда выходных импульсов согласно формуле (13-21)

$$U_{\text{вых } m} \approx U_m \left[1 - \frac{R_r C_n}{RC} \left(1 + \ln \frac{RC}{R_r C_n} \right) \right] = 10 \left[1 - \frac{1 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-12}}{18 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-12}} \left(1 + \ln \frac{18 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-12}}{1 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} \right) \right] = 9,7 \text{ В.}$$

С помощью формулы (13-22) уточняем длительность выходного импульса

$$t_n = -RC \ln \left(0,1 \frac{U_{\text{вых } m}}{U_m} \right) = 18 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-12} \ln 0,1 \frac{9,7}{10} = 8,4 \text{ мкс,}$$

т. е. находится в заданных пределах.

Длительность фронта выходного импульса

$$t_{\text{ф. вых}} \approx C_n R_r \ln \frac{RC}{R_r C_n} = 20 \cdot 10^{-12} \cdot 10^3 \ln \frac{18 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-12}}{1 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} \approx 1 \cdot 10^{-7} \text{ с} = 0,1 \text{ мкс.}$$

Пример 2. Рассчитать разомкнутую формирующую линию в режиме накопления энергии (рис. 13.16, в) при следующих данных: мощность в импульсе $P_n = 4$ кВт; $t_n = 10$ мкс; $t_{\text{ф}} = 1,1$ мкс; $Q = 100$; $R_n = 10$ Ом.

Определяем волновое сопротивление из условия согласования линии с нагрузкой

$$\rho = R_n = 10 \text{ Ом.}$$

Необходимое напряжение источника питания по формуле (13-33)

$$U_m = \sqrt{4P_n \rho} = \sqrt{4 \cdot 4 \cdot 10^3 \cdot 10} = 400 \text{ В.}$$

Период следования импульсов

$$T = t_n Q = 10 \cdot 100 = 1000 \text{ мкс.}$$

Время заряда линии

$$t_{\text{зар}} = T - t_n = 1000 - 10 = 990 \text{ мкс.}$$

Зарядную мощность источника находим из равенства энергии в импульсе и энергии, расходуемой на заряд линии,

$$P_{\text{зар}} = \frac{P_{\text{и}} t_{\text{и}}}{t_{\text{зеп}}} = \frac{4 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{990 \cdot 10^{-6}} \approx 41 \text{ Вт.}$$

Суммарная емкость линии согласно формуле (13-33)

$$C_{\text{л}} = \frac{2P_{\text{и}} t_{\text{и}}}{U_m^2} = \frac{2 \cdot 4 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{(400)^2} = 0,5 \text{ мкФ.}$$

Число звеньев формирующей линии согласно формулам (13-23), (13-25), (13-28)

$$n \approx 0,55 \frac{t_{\text{и}}}{t_{\text{ф}}} = 0,55 \frac{10 \cdot 10^{-6}}{1,1 \cdot 10^{-6}} = 5.$$

Емкость одного звена (13-31)

$$C = \frac{C_{\text{л}}}{n} = \frac{0,5 \cdot 10^{-6}}{5} = 0,1 \text{ мкФ.}$$

Индуктивность одного звена (13-30)

$$L = \frac{t_{\text{и}}^2}{2n} = \frac{10 \cdot 10^{-6} \cdot 10}{2 \cdot 5} = 10 \text{ мкГ.}$$

Глава 14

ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ

1. РЕЖИМ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРНОГО КЛЮЧА

Для построения транзисторных ключей используются все три схемы включения транзистора — ОЭ, ОБ, ОК.

Транзисторный ключ по схеме ОЭ (рис. 14.1, а) в статическом режиме имеет два стационарных состояния: транзистор заперт и рабочая точка находится в области отсечки, транзистор открыт и рабочая точка находится в области насыщения или в активной области. В зависимости от положения рабочей точки открытого транзистора различают соответственно насыщенные или ненасыщенные ключи (см. гл. 2).

При переходе ключа под воздействием входного напряжения $U_{\text{вх}}$ из одного стационарного состояния в другое рабочая точка перемещается через активную область и ключ работает как обычный линейный усилитель. Этот режим называют переходным или иногда динамическим. При этом длительность переходного режима обычно значительно меньше, чем время нахождения ключа в стационарном состоянии.

В режиме отсечки (ключ выключен) эмиттерный и коллекторный переходы транзистора смещены в обратном направлении (заперты). Поэтому условие отсечки транзистора можно представить в общем виде

$$U_{бэ} \geq 0; \quad U_{бк} \geq 0, \quad (14-1)$$

где $U_{бэ}$ — напряжение между базой и эмиттером; $U_{бк}$ — напряжение между базой и коллектором. Учítывая, что в схеме ключа

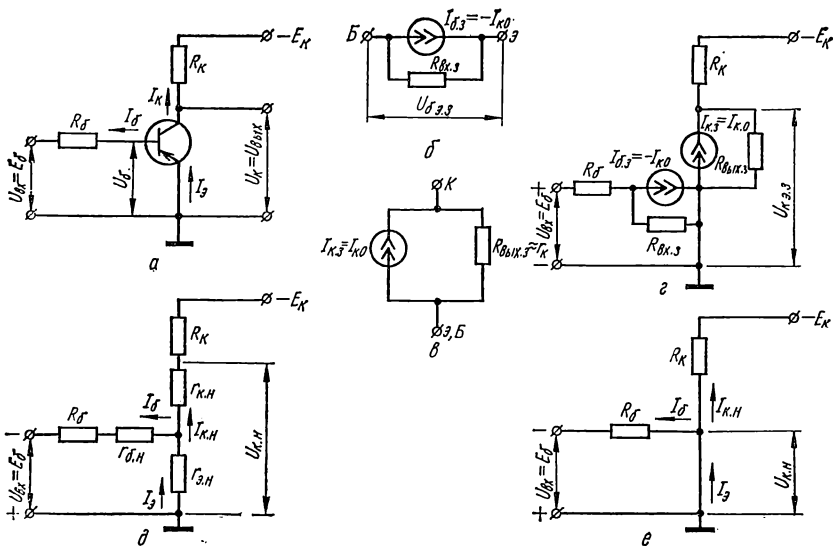


Рис. 14.1. Транзисторный ключ:

а — принципиальная схема; *б*, *в* — эквивалентные схемы входной и выходной цепей в выключенном состоянии; *г* — эквивалентная схема ключа в режиме отсечки; *д*, *е* — эквивалентные схемы ключа в режиме насыщения.

с ОЭ (рис. 14.1, *а*) коллекторный переход транзистора при указанной полярности источника питания смещен в обратном направлении, условие отсечки упростится $U_{бэ} \geq 0$.

Когда запирающие напряжения на переходах $U_{бэ,з} = (3 \dots 5) \varphi_T$ и $U_{бк,з} = (3 \dots 5) \varphi_T$, т. е. значительно больше температурного потенциала φ_T , режим отсечки можно считать глубоким, а условие глубокой отсечки

$$U_{бэ} \geq U_{бэ,з} \approx 0,1В; \quad U_{бк} \geq U_{бк,з} \approx 0,1В. \quad (14-2)$$

Для токов запертого транзистора справедливы соотношения

$$I_э \approx -\frac{\beta_1}{\beta_N} I_{к0} \ll I_{к0}; \quad I_к \approx I_{к0}; \quad I_б \approx -I_{к0}. \quad (14-3)$$

Токи базы и эмиттера отрицательны, т. е. текут в направлениях, обратных выбранному на рис. 14.1, а.

С уменьшением положительного смещения на базе до нуля транзистор продолжает оставаться запертым, но попадает на границу областей отсечки и активной. Приближенные значения токов на границе отсечки определяются выражениями

$$I_э \approx \beta_I I_{к0}; \quad I_к \approx (1 + \beta_I) I_{к0}; \quad I_б \approx -I_{к0}. \quad (14-4)$$

Анализ выражений (14-3) и (14-4) показывает, что ток эмиттера и ток коллектора возрастают примерно до одного значения, а ток базы практически не изменяется. Кроме того, ток эмиттера изменяет знак.

Эквивалентные схемы входной и выходной цепи транзистора в режиме глубокой отсечки, а также ключа в целом соответственно изображены на рис. 14.1, б, в, г. Здесь $I_{б.з}$, $I_{к.з}$ — токи базы и коллектора запертого транзистора; $R_{вх.з}$, $R_{вых.з}$ — входное и выходное сопротивления запертого транзистора. Во многих случаях $R_{вх.з} \gg R_б$ и $R_{вых.з} \approx r_к \gg R_к$, поэтому входная и выходная цепи запертого транзистора представляются только генераторами токов $I_{б.з} = -I_{к0}$ и $I_к = I_{к0}$.

Согласно эквивалентной схеме, представленной на рис. 14.1, г, напряжение на базе запертого транзистора $U_{бэ.з} = E_б - I_{к0}R_с$, где $E_б$ — величина входного положительного напряжения. Отсюда условие отсечки ключа запишется

$$E_б \geq I_{к0 \text{ макс}} R_б, \quad (14-5)$$

где $I_{к0 \text{ макс}}$ — максимальное значение обратного тока коллектора.

Напряжение на коллекторе запертого транзистора $U_{кэ.з} = -E_к + I_{к0}R_к$. При $E_к \gg I_{к0 \text{ макс}} R_б$ $U_{кэ.з} = -E_к$.

В режиме насыщения (ключ включен) эмиттерный и коллекторный переходы смещены в прямом направлении (открыты). Поэтому условие насыщения транзистора, выраженное через напряжения, можно записать в виде

$$U_{бэ} < 0; \quad U_{бк} < 0. \quad (14-6)$$

Режим насыщения наступает при увеличении тока базы до некоторого значения, при котором коллекторный ток достигает величины тока насыщения и его рост прекращается. В этом режиме межэлектродные напряжения транзистора в большинстве случаев значительно меньше напряжений источников питания $E_к$, $E_б$ и токи через транзистор определяются только параметрами внешних элементов схемы. При заданных токах критерий насыщения (14-6) оказывается неудобным из-за необходимости определения

указанных напряжений. Поэтому для расчета транзисторных ключей часто используют токовый критерий условия насыщения

$$I_{\text{б}} \geq I_{\text{к.н}}/\beta = I_{\text{б.н}}, \quad (14-7)$$

где $I_{\text{к.н}}$ и $I_{\text{б.н}}$ — ток коллектора и ток базы на границе насыщения.

Общая эквивалентная схема насыщенного ключа изображена на рис. 14.1, *д*. В маломощных ключах при достаточно большом напряжении питания величины сопротивлений $r_{\text{б.н}}$, $r_{\text{к.н}}$, $r_{\text{э.н}}$ пренебрежимо малы и их можно не учитывать. Тогда эквивалентная схема приводится к более простой схеме (рис. 14.1, *е*). Транзистор в режиме насыщения можно рассматривать как эквипотенциальную точку — точку с единым потенциалом всех электродов. Токи насыщенного транзистора определяются из выражений

$$I_{\text{к.н}} = [E_{\text{к}} - |U_{\text{к.н}}|]/R_{\text{к}} \approx E_{\text{к}}/R_{\text{к}}; \quad (14-8)$$

$$I_{\text{б.н}} = I_{\text{к.н}}/\beta = [E_{\text{к}} - |U_{\text{к.н}}|]/(\beta R_{\text{к}}) \approx E_{\text{к}}/(\beta R_{\text{к}}), \quad (14-9)$$

где $U_{\text{к.н}}$ — напряжение участка коллектор — эмиттер в режиме насыщения.

На практике $U_{\text{к.н}}$ имеет величину порядка нескольких десятков милливольт, а напряжение участка база — эмиттер $U_{\text{б.н}}$ в режиме насыщения — сотни милливольт.

Для количественной оценки глубины насыщения используют параметр, называемый степенью насыщения,

$$s = I_{\text{б}}/I_{\text{б.н}} \geq 1. \quad (14-10)$$

Иногда выражение для степени насыщения записывают в несколько другой форме

$$N = (I_{\text{б}} - I_{\text{б.н}})/I_{\text{б.н}} = (\beta I_{\text{б}} - I_{\text{к.н}})/I_{\text{к.н}} = s - 1. \quad (14-11)$$

В ненасыщенном ключе токи через транзистор определяются соотношением

$$I_{\text{к}} = \beta I_{\text{б}} + (\beta + 1) I_{\text{к0}} \approx \beta I_{\text{б}},$$

а эквивалентная схема ключа составляется на основании известной Т-образной эквивалентной схемы транзистора с ОЭ (см. рис. 2.10, *б*).

Переходный режим ключа возникает при включении и выключении ключа и определяет его быстродействие. Процесс включения транзисторного ключа условно можно разделить на три этапа: задержка фронта, формирование фронта при отпирании транзистора и накопление избыточного заряда в базе транзистора. Задержка фронта связана с перезарядом барьерных емкостей $C_{\text{к}}$ и $C_{\text{э}}$ транзистора и приводит к достаточно малому временному сдвигу фронта

без изменения его формы. Поэтому длительностью этапа задержки фронта обычно пренебрегают и считают, что формирование фронта при отпирании транзистора начинается сразу после поступления на вход ключа отрицательного напряжения.

Процесс выключения ключа условно делят на два этапа: рассасывание избыточного заряда в базе транзистора и формирование фронта при запираии транзистора.

В дальнейшем фронт при отпирании транзистора будем называть сокращенно фронтом, а фронт при запираии транзистора — срезом.

Временные диаграммы переходного режима транзисторного ключа показаны на рис. 14.2. Пусть в момент времени $t_1 = 0$ на вход ключа подан отрицательный скачок напряжения $E_{б1}$, вызывающий положительный скачок отпирającego базового тока $I_{б1} \approx \approx E_{б1}/R_б$. С этого момента начинается этап формирования фронта, характеризующийся нарастанием тока коллектора по экспоненциальному закону

$$I_k = \beta I_{б1} (1 - e^{-t/\tau_{\beta}}), \quad (14.12)$$

где $\tau_{\beta} = 1/\omega_{\beta} = 1/(2\pi f_{\beta})$ — постоянная времени переходного процесса в транзисторе с ОЭ.

Коллекторный ток стремится к установившемуся значению, равному $\beta I_{б1}$. Однако в момент времени t_2 при токе базы $I_б = I_{б.н} < I_{б1}$ транзистор попадает в режим насыщения и рост коллекторного тока практически ограничивается на уровне $I_{к.н} \approx E_{к}/R_{к}$. На этом заканчивается этап формирования фронта и начинается этап накопления избыточного заряда носителей в базе транзистора. Этот процесс можно условно представить себе, как нарастание некоторого тока коллектора, который называют «кажущимся», до величины $\beta I_{б1}$ (штриховая кривая на рис. 14.2). Этап накопления заканчивается через время $t_n \approx 3\tau_{\beta}$, необходимое для достижения кажущимся током установившегося значения $I_{к.к.ж. макс} = \beta I_{б1}$.

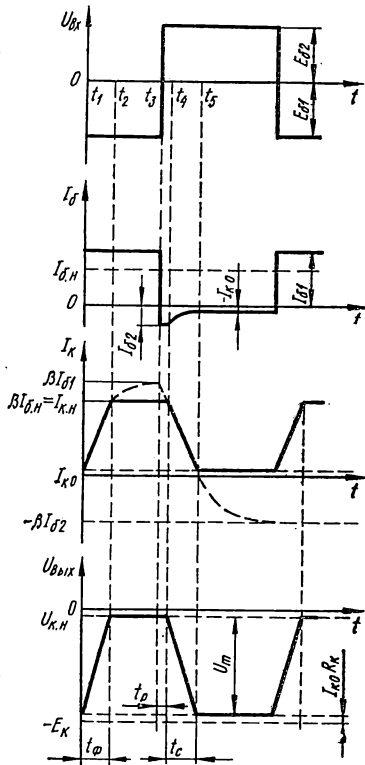


Рис. 14.2. Временные диаграммы переходных процессов транзисторного ключа.

Длительность фронта (время включения)

$$t_{\phi} = \tau_{\beta} \ln [\beta I_{61} / (\beta I_{61} - I_{к.н})] = \tau_{\beta} \ln [s / (s - 1)] \quad (14-13)$$

тем меньше, чем «сильнее» отпирающийся ток базы I_{61} .

В момент времени t_3 , когда на вход ключа подан запирающий положительный скачок напряжения E_{62} , начинается первый этап процесса выключения — этап рассасывания избыточных носителей заряда в базе транзистора. Положительный скачок напряжения E_{62} вызывает отрицательный скачок базового тока $I_{62} \approx E_{62}/R_6$, протекающего в направлении, противоположном первоначальному. Однако заряд в базе скачком измениться не может, поэтому начинает убывать по экспоненциальному закону приблизительно с той же постоянной времени τ_{β} , что и при включении ключа. До момента времени t_4 в базе сохраняется избыточный заряд и никаких изменений тока коллектора $I_{к.н}$ и напряжения $U_{к.н}$ не происходит, т. е. транзистор в течение этапа рассасывания остается в насыщении. В результате возникает задержка среза относительно момента поступления запирающего напряжения E_{62} . Длительность задержки представляет собой время рассасывания t_p , для нахождения которого можно воспользоваться понятием кажущегося тока коллектора $I_{к.каж}$. Последний при подаче E_{62} экспоненциально изменяется от величины $I_{к.каж.макс} = \beta I_{61}$ до величины $I_{к.н}$. Время рассасывания

$$t_p = \tau_{\beta} (\beta I_{61} + \beta I_{62}) / (I_{к.н} + \beta I_{62}) = \tau_{\beta} \ln [(s + \sigma) / (1 + \sigma)], \quad (14-14)$$

где $\sigma = \beta I_{62} / I_{к.н} = I_{62} / I_{6.н}$ — коэффициент рассасывания избыточных носителей заряда.

Время рассасывания может быть уменьшено за счет увеличения отрицательного тока базы I_{62} и уменьшения степени насыщения s . При нулевом выключающем токе базы I_{62}

$$t_p = \tau_{\beta} \ln s. \quad (14-15)$$

Формирование среза начинается в момент времени t_4 после выхода транзистора из насыщения. В течение промежутка времени $t_4 - t_5$ происходит спад тока коллектора по экспоненциальному закону до величины $I_{к0}$, т. е. практически до нуля. Кажущийся ток коллектора $I_{к.каж}$ стремится к своему установившемуся значению, равному $-\beta I_{62}$ (штриховая кривая на рис. 14.2).

Длительность среза до уровня $0,1I_{к.н}$ находится по формуле

$$t_c = \tau_{\beta} \ln [(I_{к.н} + \beta I_{62}) / (0,1I_{к.н} + \beta I_{62})] = \\ = \tau_{\beta} \ln [(1 + \sigma) / (0,1 + \sigma)]. \quad (14-16)$$

Одновременно уменьшается выходное напряжение $U_{вых} = -E_{к} + I_{к}R_{к}$. Повышение быстродействия ключа, т. е. сокращение

времени включения $t_{\text{вкл}} \approx t_{\text{ф}}$ и времени выключения $t_{\text{выкл}} = t_{\text{р}} + t_{\text{о}}$ связано с выполнением противоречивых требований. Для уменьшения $t_{\text{вкл}}$ необходимо увеличивать степень насыщения s , а для уменьшения $t_{\text{выкл}}$ — уменьшать. Быстродействие транзисторного ключа существенно зависит также от величин паразитных реактивных элементов, из которых наибольшее влияние на время включения и выключения оказывают емкость коллектора транзистора $C_{\text{к}}$ и емкость нагрузки $C_{\text{н}}$. Для приближенного учета их влияния можно ввести эквивалентную постоянную времени переходного процесса

$$\tau_{\text{э кв}} = \tau_{\text{з}} + k\beta C_{\text{к}} R_{\text{к}} + C_{\text{н}} R_{\text{к}}, \quad (14-17)$$

где k — коэффициент, зависящий от степени насыщения s и при $s = 1, 2 \dots 3$ приближенно равный 1,6—1,3.

Для повышения быстродействия транзисторного ключа пужно уменьшать величину сопротивления резистора $R_{\text{к}}$, включенного в коллекторную цепь.

2. БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ

Транзисторный ключ с ускоряющим конденсатором. Одним из простейших способов повышения быстродействия транзисторного ключа является создание оптимальной формы входного (управляющего) тока, которая изображена на рис. 14.3. В этом случае этап формирования фронта протекает при отпирающем токе базы, значительно превышающем ток базы насыщения, этап накопления избыточных носителей — при токе базы, незначительно превышающем ток базы насыщения, и этапы рассасывания и формирования среза снова протекают при запирающем токе базы значительной величины.

Форму входного тока, близкую к оптимальной, можно получить за счет применения во входной цепи транзисторного ключа ускоряющего конденсатора C (рис. 14.4, а). Тогда в начальный момент действия отрицательного скачка напряжения $E_{\text{б1}}$ базовый резистор $R_{\text{б}}$ шунтируется конденсатором C и отпирающий базовый ток (рис. 14.4, б)

$$I_{\text{б1}} = E_{\text{б1}}/R_{\text{г}},$$

где $R_{\text{г}}$ — внутреннее сопротивление входного генератора ЭДС.

Ток базы за счет заряда конденсатора C уменьшается по экспоненциальному закону до величины

$$I'_{\text{б1}} = E_{\text{б1}}/(R_{\text{б}} + R_{\text{г}}),$$

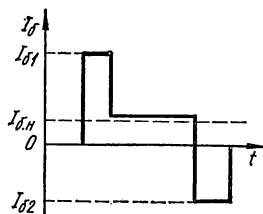


Рис. 14.3. Оптимальная форма базового тока транзисторного ключа.

которая незначительно превышает ток базы насыщения $I_{б.н}$. Если постоянная времени заряда $\tau = CR_6R_T/(R_6 + R_T) \gg t_\phi$, то можно считать ток базы во время формирования фронта неизменным, а длительность фронта определять по формуле (14-13).

К началу этапа рассасывания избыточного заряда ускоряющий конденсатор будет заряжен до напряжения $E_{б1}$, кажущийся ток коллектора уменьшится до величины $\beta I'_{б1}$ и, следовательно, уменьшится также степень насыщения s . В начальный момент этапа рассасывания запирающий ток базы

$$I_{б2} = (E_{б2} + E_{б1})/R_T.$$

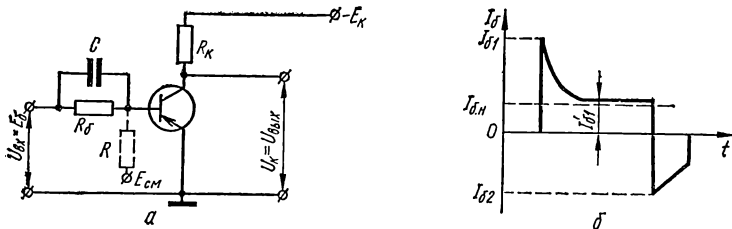


Рис. 14.4. Быстродействующий транзисторный ключ с ускоряющим конденсатором:

а — схема; б — форма базового тока.

Поскольку степень насыщения мала, а запирающий ток базы велик, время выключения уменьшается. Величина емкости ускоряющего конденсатора находится из соотношения

$$C = \tau_\phi / R_6. \quad (14-18)$$

Транзисторный ключ с диодной фиксацией. Другим способом повышения быстродействия является устранение насыщения транзисторного ключа (применение ненасыщенных ключей), которое может быть достигнуто фиксацией коллекторного напряжения на уровне $E_\phi > U_{к.н}$ при $E_\phi \ll E_K$ (рис. 14.5, а). Здесь E_ϕ — источник опорного напряжения.

В исходном состоянии при $U_{вх} = 0$ транзистор T и диод D заперты; напряжение на коллекторе транзистора $U_K = -E_K$. При подаче входного импульса напряжения токи базы $I_{б1}$ и коллектора I_K начинают возрастать, а напряжение U_K по абсолютной величине — уменьшается. Ток коллектора возрастает за счет источника коллекторного напряжения E_K . В момент достижения напряжением U_K величины напряжения опорного источника E_ϕ диод D отпирается и напряжение на коллекторе фиксируется. Дальнейшее увеличение тока базы $I_{б1}$ приводит к увеличению тока коллектора I_K , но теперь за счет опорного источника E_ϕ .

Ток коллектора I_K при этом может значительно превысить значение тока насыщения $I_{K.н.}$, однако ток через резистор остается постоянным $I_R = (E_K - E_\phi)/R_K \leq I_{K.н.}$, т. е. транзистор не может попасть в насыщение.

При выключении ключа напряжение на коллекторе остается постоянным и равным $-E_\phi$ пока коллекторный ток не уменьшится до величины, равной I_R , и диод D не закроется. Это вызывает задержку изменения коллекторного напряжения, которая может оказаться сравнимой с временем рассасывания t_p . Поэтому в ключах с диодной фиксацией также важно, чтобы коллекторный ток

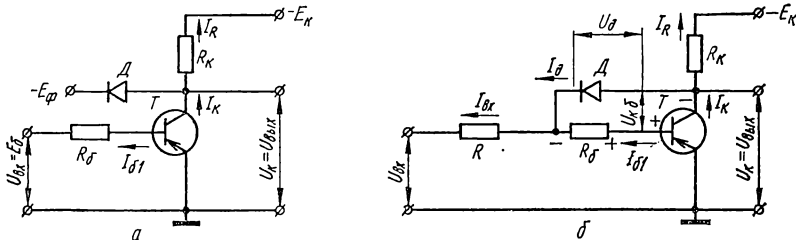


Рис. 14.5. Разновидности схем быстродействующих ключей:
а — с фиксирующим диодом; б — с нелинейной обратной связью.

не превышал значительно величину тока насыщения $I_{K.н.}$. Последнее налагает ограничение на амплитуду входных импульсов напряжения или тока.

Недостатком ключа с диодной фиксацией является меньшая амплитуда выходного напряжения $U_{вых} \approx E_K - E_\phi$. При заданной величине $U_{вых}$ необходимо повышать напряжение коллекторного источника питания E_K .

Транзисторный ключ с нелинейной обратной связью. В этой схеме (рис. 14.5, б) за счет нелинейной отрицательной обратной связи исключается насыщение транзистора и достигается лучшее быстродействие по сравнению с рассмотренными выше схемами. Принцип действия таких ключей основан на ограничении величины базового и коллекторного токов на уровне, близком к их граничным значениям $I_{б.н.}$ и $I_{K.н.}$. Элементом, регулирующим отрицательную обратную связь, является диод D .

В исходном состоянии $U_{вх} \geq 0$ и транзистор T заперт. Входной ток $I_{вх}$ пренебрежимо мал, падение напряжения на резисторе $R_б$ близко к нулю, а напряжение $U_{кб}$ запертого транзистора близко к $-E_K$. Полярность указанных напряжений показана на рис. 14.5, б. Поэтому диод D заперт обратным напряжением $U_{кб} \approx -E_K$. При поступлении во входную цепь отрицательного скачка напряжения

$U_{вх}$ транзистор T начнет открываться под действием увеличивающегося тока $I_{вх} = I_{б1}$. Одновременно по экспоненциальному закону возрастает коллекторный ток $I_{к} = \beta I_{вх}$. Напряжение на резисторе $R_б$ увеличивается по абсолютной величине, а $U_{кб}$ уменьшается. Учитывая полярность этих напряжений, обратное напряжение на диоде U_d будет уменьшаться. Когда напряжения на резисторе $R_б$ и $U_{кб}$ станут равными, напряжение U_d снизится до нуля и диод откроется. С этого момента вступает в действие обратная связь, которая в значительной степени изменяет токораспределение в ключе. Ток $I_{б1}$ ограничится на уровне, близком к току насыщения $I_{б.н}$, хотя ток $I_{вх}$ может продолжать увеличиваться. Ток I_R достигнет значения, близкого к $I_{к.н}$, и также ограничится на достигнутом уровне. Ток $I_{к}$ может продолжать увеличиваться за счет нарастания $I_{вх}$ по цепи: корпус — эмиттер-коллектор $T — Д — R — U_{вх}$. Однако результирующее напряжение $U_{кб}$ будет отрицательным. Поэтому переход транзистора T в режим насыщения становится невозможным.

В момент окончания отрицательного скачка и возникновения положительного скачка напряжения ток $I_{вх}$ изменяет направление относительно первоначального, т. е. становится запирающим. Диод D запирается и токораспределение резко изменяется: $I_б \leq 0$, $I_d \leq 0$, $I_R = I_{к}$. При этом ток коллектора за время выключения уменьшается до величины, равной обратному току коллектора $I_{к0}$, т. е. практически до нуля.

Часто резистор $R_б$ заменяют диодом с прямым напряжением, бóльшим, чем у диода D , и малой зависимостью напряжения от тока через диод. Обычно такой диод выбирается кремниевым, если D является германиевым, или применяют последовательное включение однотипных диодов.

3. МОЩНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ

Ключ на параллельно включенных транзисторах. Одним из основных способов увеличения выходной мощности транзисторных ключей является параллельное включение транзисторов, которое в последнее время широко применяется на практике. Не меньший практический интерес представляют ключи на параллельном включении большого числа (сотни, тысячи) маломощных однотипных транзисторов. Такое включение маломощных транзисторов эффективно не только для увеличения тока нагрузки, но и позволяет прямо пропорционально количеству транзисторов уменьшить рассеиваемую ключом мощность в режиме насыщения. Последнее особенно важно при проектировании устройств преобразования энергии низковольтных источников питания. Параллельное вклю-

чение транзисторов увеличивает также надежность ключей. Схема ключа на параллельном включении n транзисторов с ОЭ показана на рис. 14.6, а.

Для оценки переходных процессов используют моделирующую Т-образную эквивалентную схему одиночного транзистора с ОЭ (см. рис. 2.10,а). На основании этой схемы составляется полная экви-

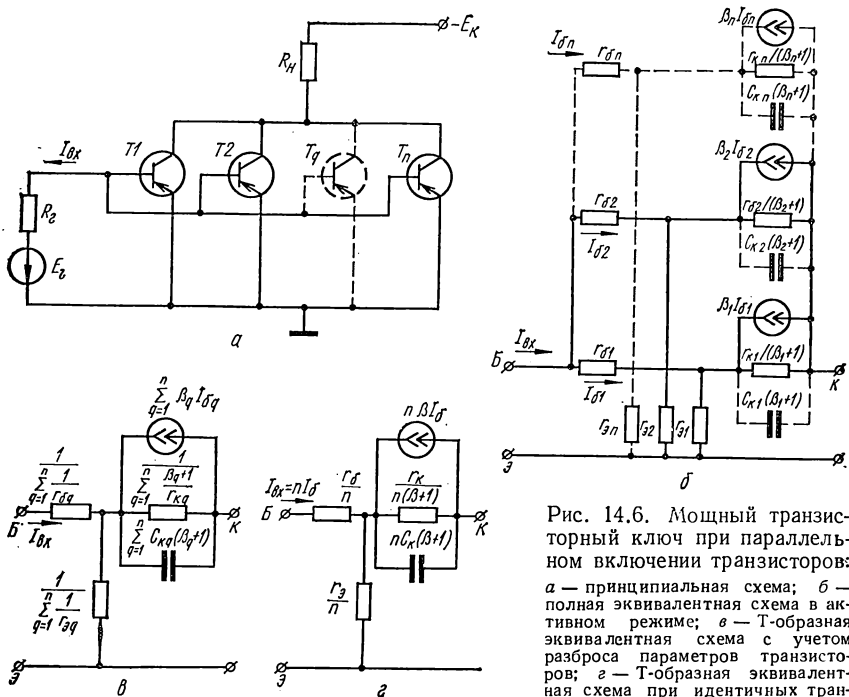


Рис. 14.6. Мощный транзисторный ключ при параллельном включении транзисторов: а — принципиальная схема; б — полная эквивалентная схема в активном режиме; в — Т-образная эквивалентная схема с учетом разброса параметров транзисторов; г — Т-образная эквивалентная схема при идентичных транзисторах.

валентная схема с параллельно включенными n однотипными транзисторами, находящимися в активной области (рис. 14.6, б). Здесь r_{B1}, r_{B2}, r_{Bn} — соответственно сопротивления базы первого, второго, n -го транзисторов; $r_{Э1}, r_{Э2}, r_{Эn}$ — сопротивления эмиттеров соответствующих транзисторов; r_{K1}, r_{K2}, r_{Kn} — сопротивления коллекторов; C_{K1}, C_{K2}, C_{Kn} — емкости коллекторов; $\beta_1, \beta_2, \beta_n$ — коэффициенты усиления по току.

Входные сопротивления отдельных транзисторов включены параллельно, т. е.

$$R_{BK\ n} = R_{BK1} \parallel R_{BK2} \parallel R_{BK\ n}$$

или

$$R_{\text{вх } n} = \frac{1}{\sum_{q=1}^n (1/R_{\text{вх } q})} = \frac{1}{\sum_{q=1}^n \{1/[r_{\text{б } q} + (\beta_q + 1)r_{\text{э } q}]\}}. \quad (14-19)$$

При идентичных транзисторах, имеющих одинаковые параметры, выражение (14-19) приводится к виду

$$R_{\text{вх } n} = R_{\text{вх}}/n = r_{\text{б}}/n + (\beta + 1)r_{\text{э}}/n.$$

Если учесть всегда выполняющееся на практике неравенство $r_{\text{к}}/(\beta + 1) \gg r_{\text{э}}$, то согласно эквивалентной схеме (рис. 14.6, б) выходное сопротивление параллельно включенных транзисторов

$$R_{\text{вых } n} = \frac{1}{\sum_{q=1}^n [(\beta_q + 1)/r_{\text{к } q}]}$$

или для идентичных транзисторов

$$R_{\text{вых } n} = r_{\text{к}}/[n(\beta + 1)].$$

Аналогично результирующая емкость коллектора параллельно включенных транзисторов

$$C_{\text{к } n} = \sum_{q=1}^n C_{\text{к } q}(\beta_q + 1).$$

Для идентичных транзисторов

$$C_{\text{к } n} = nC_{\text{к}}(\beta + 1). \quad (14-20)$$

Подставляя (14-20) в выражение (14-17), получаем формулу для постоянной времени переходного процесса ключа

$$\tau_{\beta n} = \tau_{\beta} + kn\beta C_{\text{к}}R_{\text{н}} + C_{\text{н}}R_{\text{н}}. \quad (14-21)$$

При большом n определяющим становится второе слагаемое соотношения (14-21), т. е.

$$\tau_{\beta n} \approx kn\beta C_{\text{к}}R_{\text{н}}. \quad (14-22)$$

С учетом (14-22) формулы (14-13), (14-14), (14-16) для определения длительности фронта, рассасывания избыточных носителей и среза соответственно примут вид

$$\begin{aligned} t_{\text{ф}} &= kn\beta C_{\text{к}}R_{\text{н}} \ln [s/(s - 1)]; \\ t_{\text{р}} &= kn\beta C_{\text{к}}R_{\text{н}} \ln [(s + \sigma)/(1 + \sigma)]; \\ t_{\text{о}} &= kn\beta C_{\text{к}}R_{\text{н}} \ln [(1 + \sigma)/(0,1 + \sigma)]. \end{aligned}$$

Из сравнения последних формул с аналогичными для одиночного транзистора следует, что при одном и том же токе нагрузки время включения и выключения ключа на параллельно включенных транзисторах может значительно превысить время включения и выключения ключа на одиночном транзисторе. На основании приведенных выражений получаем для активного режима n параллельно включенных транзисторов простые моделирующие Т-образные эквивалентные схемы, изображенные на рис. 14.6, в, г. Первая характеризует более общий случай параллельного включения транзисторов с разными параметрами, вторая — частный случай, когда транзисторы идентичны.

Полученные эквивалентные схемы для активного режима можно преобразовать в эквивалентные схемы для стационарных состояний — насыщения и отсечки n параллельно включенных транзисторов (рис. 14.7).

Из эквивалентной схемы (рис. 14.7, а) следует, что при большом n сопротивления $r_{к.н}/n$, $r_{э.н}/n$ насыщенных транзисторов пренебрежимо малы и, следовательно, пренебрежимо малы потери мощности в выходной цепи ключа даже при больших токах нагрузки. Другими словами, при больших токах нагрузки всегда можно выбрать такое количество транзисторов, что их параллельное включение в режиме насыщения будет представлять эквипотенциальную точку. Однако при этом возрастут потери в режиме отсечки (рис. 14.7, б). Единственным способом уменьшения мощности потерь в режиме отсечки является применение транзисторов с меньшим обратным током коллектора $I_{к0}$.

Суммарная мощность потерь

$$\begin{aligned}
 P_{\text{п}} = \frac{1}{T} & \left[E_{\text{к}} I_{\text{к0}} (T - t_{\text{н}}) + U_{\text{к.н}} (I_{\text{к.н}} + s I_{\text{б.н}}) t_{\text{н}} + \right. \\
 & \left. + \frac{1}{6} E_{\text{к}} I_{\text{к.н}} (t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}) \right] = (1 + Q) n I_{\text{к0}}^2 r_{\text{к.з}} + \\
 & + Q n I_{\text{к.н}}^2 (r_{\text{к.н}} + r_{\text{э.н}}) + Q n s^2 I_{\text{б.н}} (r_{\text{б.н}} + r_{\text{э.н}}) + \\
 & + (t_{\text{ф}} + t_{\text{с}}) n I_{\text{к.н}}^2 r_{\text{к}} / [6T (\beta + 1)]. \quad (14-23)
 \end{aligned}$$

В любых случаях максимальное значение этой мощности должно удовлетворять условию $P_{\text{п.макс}} < n P_{\text{макс}}$, где $P_{\text{макс}}$ — максимально допустимое значение мощности, рассеиваемой в одном транзисторе.

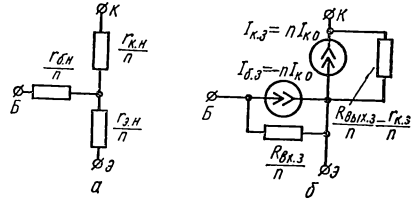


Рис. 14.7. Эквивалентные схемы ключа при параллельном включении идентичных транзисторов для режима:

а — насыщения; б — отсечки.

Ключ на мощном составном транзисторе. Уменьшение потерь мощности во внешней цепи управления мощным ключом, когда входные токи могут превышать выходные, является задачей не менее важной, чем уменьшение потерь в транзисторе. Для уменьшения потерь в цепях управления необходимо повышать величину коэффициента усиления по току транзистора мощного ключа, что возможно лишь в узких пределах. В качестве эффективного средства для значительного увеличения коэффициента усиления β

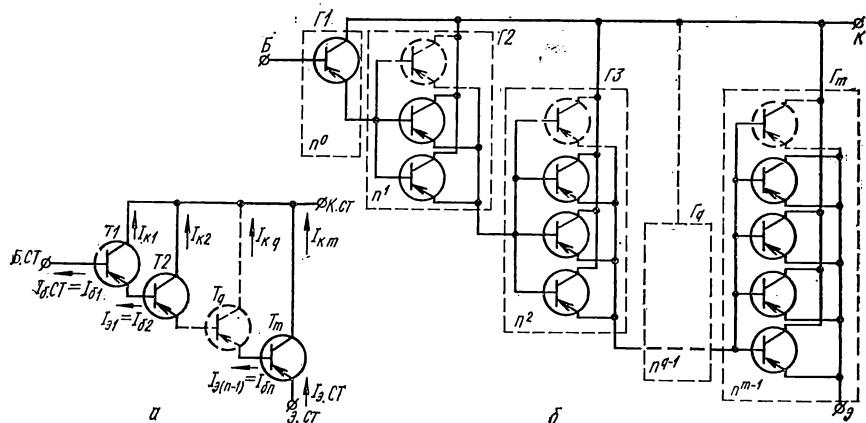


Рис. 14.8. Мощный составной транзистор:

а — на разнотипных по мощности транзисторах; б — групповой составной транзистор.

можно использовать составной транзистор, который в общем случае выполняется на m разнотипных по мощности транзисторах (рис. 14.8, а), а режим выбирается таким, что номинальный ток базы каждого последующего транзистора равен номинальному току эмиттера предыдущего транзистора. При этом составной транзистор имеет наибольший коэффициент усиления по току и наилучшее использование транзисторов, входящих в составной. Однако на практике обеспечение такого режима наталкивается на трудности, связанные с различием параметров мощных и маломощных транзисторов, с большим разбросом параметров мощных транзисторов, чем маломощных, а также с неодинаковой зависимостью этих параметров от режима.

Задачу получения максимального коэффициента усиления можно решить проще, если выполнить мощный составной транзистор на однотипных маломощных транзисторах (рис. 14.8, б). Назовем предлагаемое включение транзисторов групповым составным транзистором (ГСТ), так как последний состоит из m отдельных групп

транзисторов $\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3, \dots, \Gamma_m$. В каждой группе имеется строго определенное количество маломощных транзисторов, которые соединены параллельно и имеют малый разброс параметров. Для упрощения рассмотрения будем считать их идентичными.

Количество транзисторов в группах, начиная с первой Γ_1 , возрастает по закону геометрической прогрессии $n^0, n^1, n^2, n^3, \dots, n^{m-1}$,

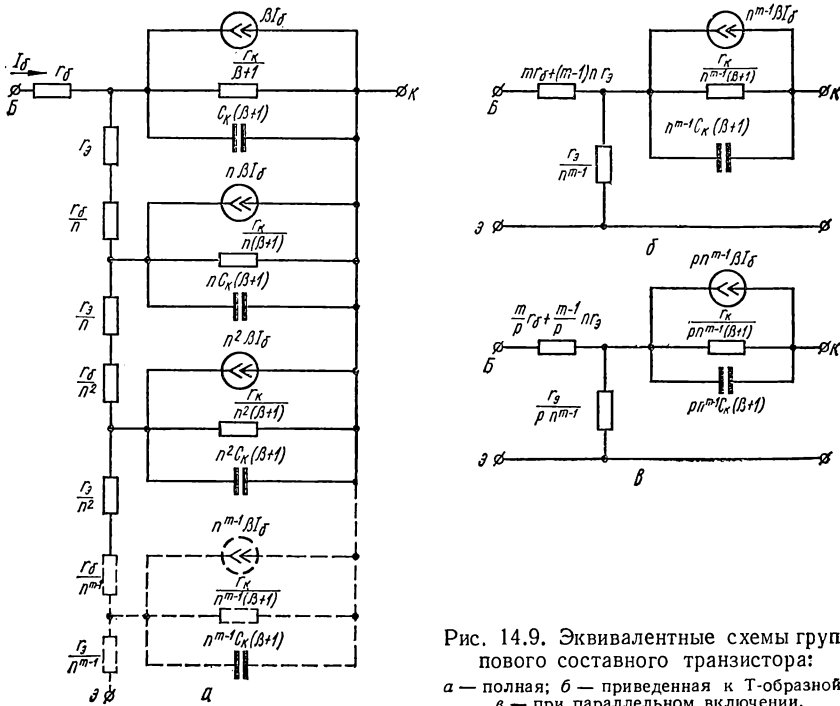


Рис. 14.9. Эквивалентные схемы группового составного транзистора:
 а — полная; б — приведенная к Т-образной;
 в — при параллельном включении.

что соответствует закону возрастания базового (входного) тока от группы к группе: $(\beta + 1)^0 I_{б1}, (\beta + 1)^1 I_{б1}, (\beta + 1)^2 I_{б1}, (\beta + 1)^3 I_{б1}, \dots, (\beta + 1)^{m-1} I_{б1}$. Отсюда следует простая зависимость между количеством транзисторов в группах и величиной коэффициента усиления базового тока

$$n^{q-1} = (\beta + 1)^{q-1}. \quad (14-24)$$

Любой транзистор в любой группе находится в практически одинаковом режиме с остальными, в том числе и с первым. Общее количество маломощных транзисторов группового составного тран-

вистора $N = \sum_{q=1}^m n^{q-1}$. При $q = 1$ групповой составной транзистор вырождается и превращается в обычный одиночный транзистор.

Групповой составной транзистор позволяет коммутировать токи, достигающие сотен и более ампер, подобно мощному транзистору, выполненному на параллельно соединенных маломощных транзисторах. Однако мощность управления групповым составным транзистором на несколько порядков меньше.

Групповой составной транзистор по существу является моделью мощного составного транзистора, в основу которой положен одиночный маломощный транзистор.

На основании эквивалентной схемы группы из n параллельных транзисторов (рис. 14.6, *з*) полная эквивалентная схема группового составного транзистора в активной области показана на рис. 14.9, *а*. С учетом (14-24) запишем следующие соотношения:

$$I_{\text{вх. г1}} = I_0;$$

$$I_{\text{к ГСТ}} = I_{\text{к. г1}} + I_{\text{к. г2}} + I_{\text{к. г3}} + \dots + I_{\text{к. гm}} = \sum_{q=1}^m n^{q-1} (n-1) I_0 =$$

$$= \sum_{q=1}^m \beta (\beta + 1)^{q-1} I_0 \approx n^{m-1} \beta I_0;$$

$$I_{\text{э ГСТ}} = n^{m-1} n I_0 = n^{m-1} (\beta + 1) I_0;$$

$$R_{\text{вх ГСТ}} = R_{\text{вх. г1}} + R_{\text{вх. г2}} + \dots + R_{\text{вх. гm}} =$$

$$= m R_{\text{вх}} = m (r_0 + n r_3) = m [r_0 + (\beta + 1) r_3];$$

$$\beta_{\text{ГСТ}} = (n-1) \sum_{q=1}^m n^{q-1} = \beta \sum_{q=1}^m (\beta + 1)^{q-1} \approx n^{m-1} \beta;$$

$$\frac{1}{R_{\text{вых ГСТ}}} = \frac{\beta + 1}{r_{\text{к}}} \sum_{q=1}^m n^{q-1} \approx n^{m-1} (\beta + 1) / r_{\text{к}};$$

$$C_{\text{к ГСТ}} = (\beta + 1) \sum_{q=1}^m n^{q-1} C_{\text{к}} \approx n^{m-1} C_{\text{к}} (\beta + 1).$$

На основании полученных выражений и с учетом всегда выполняющегося неравенства $r_{\text{к}} / (\beta + 1) \gg r_3 + r_0$ получаем простую моделирующую Т-образную эквивалентную схему группового составного транзистора, показанную на рис. 14.9, *б*. Эта схема справедлива при $\beta \gg 1$ или, что то же самое согласно (14-24), при $n \gg 1$. Случай $\beta < 10$ на практике малореален.

По аналогии можно составить эквивалентную схему параллельного включения групповых составных транзисторов, которая изо-

бражена на рис. 14.9, в. Здесь p — количество параллельно включенных групповых составных транзисторов.

Для запираания и насыщения группового составного транзистора необходимо принимать специальные меры. Насыщение обеспечивается включением дополнительных источников или небольших сопротивлений в коллекторы групп. Для отсечки групп между их базовой и эмиттерной цепью включают вспомогательные диоды. Эквивалентные схемы группового составного транзистора для областей насыщения и отсечки по структуре аналогичны изображенным на рис. 14.7.

4. ТРАНЗИСТОРНЫЙ КЛЮЧ — УСИЛИТЕЛЬ-ОГРАНИЧИТЕЛЬ

Ограничитель представляет собой устройство, выходное напряжение которого остается практически постоянным, когда входное напряжение увеличивается выше (или уменьшается ниже) некото-

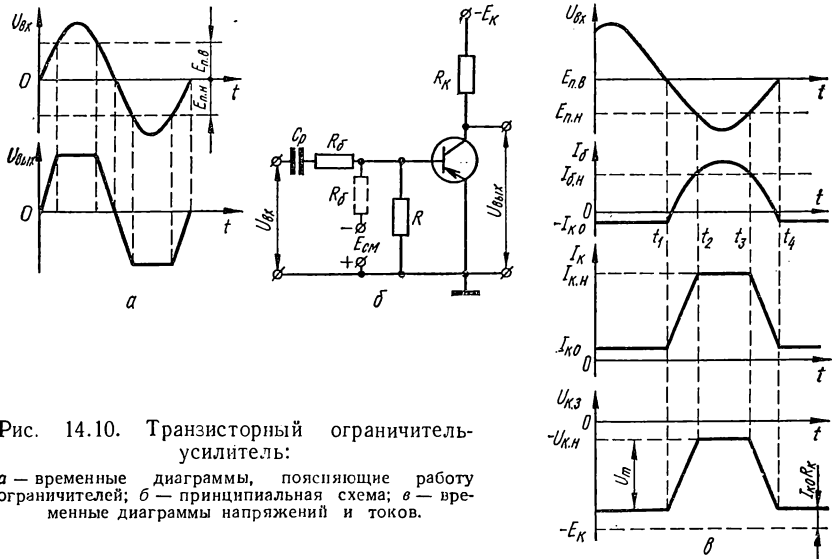


Рис. 14.10. Транзисторный ограничитель-усилитель:

а — временные диаграммы, поясняющие работу ограничителей; *б* — принципиальная схема; *в* — временные диаграммы напряжений и токов.

рого заданного уровня, называемого порогом ограничения. В первом случае порог ограничения $E_{п.в}$ называют верхним, во втором $E_{п.н}$ — нижним (рис. 14.10, *а*), а ограничители — соответственно ограничителем сверху и ограничителем снизу. Ограничители, выполняющие одновременно функции ограничения сверху и снизу, называют двухсторонними. Для ограничения напряжения обычно используют полупроводниковые ключи на диодах и транзисторах.

В транзисторном ограничителе наряду с ограничением может происходить усиление напряжения. Поэтому эти схемы называют усилителями-ограничителями.

Рассмотрим принцип действия двухстороннего ограничителя-усилителя (рис. 14.10, б) с порогами ограничения $E_{п.в}$ и $E_{п.н}$, находящимися на нулевом уровне и уровне насыщения транзистора. Такие ограничители часто применяются для формирования из синусоидального напряжения импульсов, близких к прямоугольным. Временные диаграммы токов и напряжений указанного ограничителя показаны на рис. 14.10, в.

При поступлении на вход схемы положительной полуволны синусоидального напряжения транзистор заперт, напряжение на выходе

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{кэ.з}} = -E_{\text{к}} + I_{\text{к0}}R_{\text{к}}$$

постоянно, а через базу и коллектор протекает небольшой обратный ток $I_{\text{к0}}$.

С приходом отрицательной полуволны (момент времени t_1) напряжение на базе $U_{бэ}$ становится равным нулю, транзистор открывается и в момент t_2 переходит в режим насыщения при выполнении условия $i_{б} > I_{б.н} = I_{к.н}/\beta$. С момента t_2 до t_3 транзистор насыщен, коллекторный ток постоянен, а выходное напряжение ограничено величиной $U_{к.н} \approx (0,1 \dots 0,3)$ В. Входное напряжение при этом ограничивается на уровне

$$E_{п.н} = I_{к.н}R_{б}/\beta = E_{\text{к}}R_{б}/(\beta R_{\text{к}}).$$

Амплитуда выходного напряжения находится из соотношения

$$U_m = E_{\text{к}} - |U_{к.н}| - I_{\text{к0}}R_{\text{к}}.$$

Для симметричного ограничения входного напряжения ($E_{п.в} = E_{п.н}$) рабочую точку транзистора в исходном состоянии необходимо выбрать в средней части активной области. Для этого можно использовать источник отрицательного смещения $-E_{\text{см}}$, показанный на рис. 14.10, б штрихами. Так как температурная стабильность порогов ограничения существенно зависит от сопротивления резистора $R_{\text{к}}$, то величину последнего выбирают небольшой (порядка единиц килоом).

Пример 1. Определить соотношение элементов схемы ключа, изображенного на рис. 14.11, исходя из требования насыщения транзистора в исходном состоянии. Эта схема применяется как самостоятельный ключ, переключаемый импульсами положительной полярности, а также как составная часть ряда импульсных схем.

Расчет ведем из условия насыщения ключа (14-7).

Находим ток базы

$$I_{б} = (E_{\text{к}} - U_{бэ})/R_{б} \approx E_{\text{к}}/R_{б}.$$

Определим ток коллектора насыщения

$$I_{к. н} = (E_{к} - U_{к. н})/R_{к} \approx E_{к}/R_{к}.$$

Подставляя полученные выражения для токов базы и коллектора в формулу (14-7), находим, что для насыщения транзистора необходимо выполнить условие

$$R_{б} \leq \beta R_{к}.$$

Пример 2. Рассчитать транзисторный ключ при следующих исходных данных: амплитуда выходного импульса $U_m = 20$ В, длительность фронта импульса $t_{ф} = 1,5$ мкс, диапазон температур окружающей среды $20 \dots 50^\circ \text{C}$.

Выбираем ключ с ускоряющим конденсатором (рис. 14.4, а), так как требуемая длительность фронта импульса сравнительно мала.

Напряжение источника питания

$$E_{к} = (1,1 \dots 1,2) U_m = 1,1 \cdot 20 = 22 \text{ В}.$$

Транзистор выбираем из условий

$$f_{а} \geq \frac{1}{2\pi t_{ф}} = \frac{1}{6,28 \cdot 1,5 \cdot 10^{-6}} \approx 105 \text{ кГц};$$

$$U_{к. доп} \geq E_{к} = 22 \text{ В}.$$

Согласно этим данным выбираем транзистор МП21Г с параметрами $\beta = 20 \dots 80$; $U_{к. доп} = 30$ В; $f_{а} = 1,0$ МГц; $I_{к0 \text{ макс}} = 200$ мкА; $I_{к. доп} = 300$ мА.

Выбираем ток коллектора насыщения транзистора $I_{к. н}$. При большом $I_{к. н}$ сопротивление резистора $R_{к}$ получается малым и ухудшается температурная стабильность ключа, а также согласно (14-17) повышается быстродействие. Однако в области больших токов уменьшается β . Поэтому в тех случаях, когда это возможно, целесообразно выбирать $I_{к. н}$ в области достаточно больших значений β . Во всех случаях должно выполняться неравенство $I_{к. н} < I_{к. доп}$. Принимаем $I_{к. н} = 25$ мА. При этом $\beta = 20$.

Сопротивление резистора в коллекторной цепи

$$R_{к} = \frac{E_{к}}{I_{к. н}} = \frac{22}{25 \cdot 10^{-3}} = 880 \text{ Ом}.$$

Принимаем $R_{к} = 1$ кОм.

Рассчитываем входную (базовую) цепь ключа.

Источник запирающего положительного смещения $E_{см}$ может быть совмещен с источником управляющего напряжения $U_{вх}$ или быть отдельным, как показано на рис. 14.4, а штрихами.

Величина положительного напряжения смещения

$$E_{см} \approx 0,2 E_{к} = 0,2 \cdot 22 = 4,4 \text{ В}.$$

Принимаем $E_{см} = 4$ В.

$$\text{Определяем } R_{б} \leq \frac{E_{б}}{I_{к0 \text{ макс}}} = \frac{4}{200 \cdot 10^{-6}} = 20 \text{ кОм}.$$

Принимаем $R_{б} = 18$ кОм.

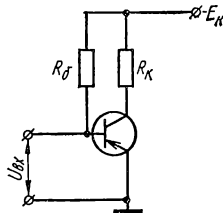


Рис. 14.11. К расчету насыщенного транзисторного ключа.

Емкость ускоряющего конденсатора

$$C = \frac{\tau_{\beta}}{R_{\sigma}} = \frac{\beta}{2\pi f_{\alpha} R_{\sigma}} = \frac{20}{6,28 \cdot 10^{-6} \cdot 18 \cdot 10^3} = 177 \text{ пФ.}$$

Принимаем $C = 180 \text{ пФ.}$

Глава 15

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ТРИГГЕРЫ

1. ТРАНЗИСТОРНЫЙ ТРИГГЕР С ВНЕШНИМ И АВТОМАТИЧЕСКИМ СМЕЩЕНИЕМ

Устройство с положительной обратной связью, которое имеет два состояния устойчивого равновесия и может скачком переходить из одного состояния в другое под воздействием управляющего напряжения U_y при достижении им пороговых уровней U' и U'' , называют триггером.

Пусковая характеристика триггера — зависимость напряжения на выходе $U_{\text{вых}}$ от управляющего напряжения U_y на входе (рис. 15.1) — обладает гистерезисными свойствами. Ширина области гистерезиса характеризуется напряжением гистерезиса $U_r = U' - U''$. Участки AA' и BB' пусковой характеристики соответ-

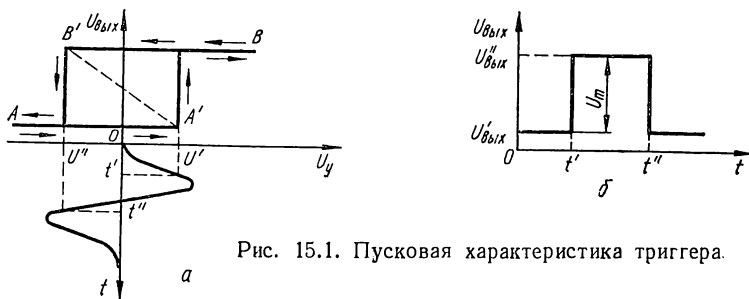


Рис. 15.1. Пусковая характеристика триггера.

ствуют двум устойчивым состояниям равновесия триггера, а точки A' и B' — пороговым значениям управляющего напряжения. На участке $A'B'$ с отрицательной крутизной характеристики (с падающим участком) триггер имеет неустойчивое состояние равновесия, сопровождающееся лавинообразными изменениями (скачками) токов и напряжений. Управляющее напряжение, вызывающее срабатывание (опрокидывание) триггера, может представлять собой непрерывно изменяющееся напряжение или импульс, а выходное имеет вид скачков напряжения.

Наибольшее распространение получили триггеры, нелинейным элементом которых является многокаскадный ключ с положительной обратной связью. Если все каскады ключа выполнены по идентичным схемам и на идентичных элементах, то триггер называют симметричным, в противном случае — несимметричным.

Триггеры широко применяются в качестве электронных реле, элементов пересчетных ячеек, делителей частоты, формирователей прямоугольных импульсов и т. д. Триггеры должны отвечать следующим основным требованиям: обеспечивать бесперебойную работу при воздействии дестабилизирующих факторов (изменения

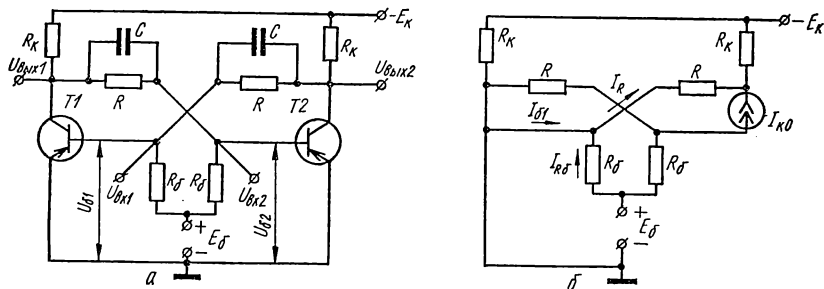


Рис. 15.2. Схемы симметричного триггера с коллекторно-базовыми связями и внешним смещением:

a — принципиальная; *б* — эквивалентная.

температуры, влажности, напряжения питания и т. д.); обладать высокой помехоустойчивостью, быстродействием и чувствительностью к запускающим импульсам, а также высокой нагрузочной способностью.

Симметричный триггер на транзисторах с внешним источником напряжения смещения E_6 показан на рис. 15.2, *a*. Триггер представляет собой двухкаскадный ключ с ОЭ, выход которого замкнут на вход. Связь между каскадами осуществляется с помощью резисторов R , включенных между коллекторами и базами смежных каскадов. Поэтому такой триггер часто называют триггером с коллекторно-базовыми связями. Ускоряющие конденсаторы C шунтируют резисторы R и предназначены для форсирования процессов переключения триггера.

Триггер имеет два состояния устойчивого равновесия: транзистор $T1$ насыщен, $T2$ заперт и наоборот.

Предположим, что в исходном состоянии транзистор $T1$ насыщен, а $T2$ — заперт. Тогда эквивалентную схему триггера можно представить в виде, показанном на рис. 15.2, *б*, где насыщенный транзистор изображен эквипотенциальной точкой, а запертый

транзистор — генератором тока $I_{к0}$. Из эквивалентной схемы следует, что запертое состояние транзистора $T2$ будет обеспечиваться положительным напряжением внешнего источника E_6 , которое через делитель RR_6 приложено к базе транзистора $T2$. Насыщенное состояние транзистора $T1$ будет поддерживаться за счет выбора сопротивления резистора R такой величины, чтобы выполнялось условие насыщения транзистора, т. е. $I_R \approx I_{61} \geq I_{6н}$.

После прихода на базу транзистора $T1$ запускающего импульса напряжения $U_{вх1}$ положительной полярности начинается переход триггера в другое состояние устойчивого равновесия. Переходный процесс зависит от многих факторов (параметров схемы, способа запуска, формы, амплитуды и длительности запускающих импульсов и т. д.). Остановимся на основных моментах процесса опрокидывания триггера. Условно этот процесс можно разбить на четыре этапа.

На первом этапе под воздействием положительного импульса напряжения $U_{вх1}$ происходит рассасывание избыточных носителей в базе транзистора $T1$. Внешних изменений в схеме не наблюдается. Этап заканчивается выходом транзистора $T1$ из насыщения на границу активной области и восстановлением его усилительных свойств.

На втором этапе ток коллектора транзистора $T1$ под действием $U_{вх1}$ начинает уменьшаться, вызывая уменьшение (возрастание по абсолютной величине) коллекторного напряжения. Отрицательное приращение коллекторного напряжения $T1$ через цепочку RC передается на базу $T2$. Когда указанное приращение компенсирует положительное напряжение смещения на базе $T2$, последний из запертого состояния перейдет на границу активной области и восстановит усилительные свойства. На этом второй этап заканчивается.

Первые два этапа составляют стадию подготовки триггера. Теперь оба транзистора работают в усилительном режиме и, следовательно, произведение коэффициентов усиления каскадов с ОЭ $K_1 K_2 \gg 1$, а общий базовый сдвиг $\varphi_{к1} + \varphi_{к2} = 2\pi$, т. е. выполняются условия (13-14), (13-15) возникновения скачков. С этого момента начинается третий этап — этап регенерации, в течение которого происходит лавинообразное изменение токов и напряжений. Скорость регенерации обычно велика и ограничивается инерционностью транзисторов и паразитными емкостями. На этапе регенерации коллекторный ток $T1$ еще уменьшается, отрицательное приращение коллекторного напряжения $T1$ увеличивается и почти полностью проходит через конденсатор C на базу $T2$, вызывая его форсированное отпирание. Коллекторный ток $T2$ увеличивается, что приводит к увеличению коллекторного напряжения (уменьше-

нию по абсолютной величине). Положительное приращение коллекторного напряжения через конденсатор C передается с коллектора $T2$ на базу $T1$. Происходит дальнейшее уменьшение коллекторного тока $T1$ и т. д. Этап регенерации заканчивается запирающим транзистора $T1$ и прекращением действия положительной обратной связи. Перестают выполняться условия возникновения скачков.

На четвертом этапе (восстановления) транзистор $T2$ насыщается и устанавливаются коллекторные напряжения транзисторов $T1$ и $T2$. Напряжение на коллекторе запирающегося транзистора $T1$ стремится к величине $-E_k$. Время установления этого напряжения определяется временем заряда конденсатора C через резистор R_k в коллекторной цепи транзистора $T1$ и эмиттерный переход насыщенного транзистора $T2$. Для уменьшения этого времени необходимо уменьшать постоянную времени $\tau_c = CR_k$. Напряжение на коллекторе насыщающегося транзистора $T2$ стремится к нулю со скоростью, зависящей от величины базового тока $T2$ к моменту окончания этапа регенерации. Чем больше базовый ток, тем меньше время установления, тем больше должна быть величина $\tau_c = CR_k$. Последнее требование противоположно тому, которое было сформулировано для времени установления напряжения транзистора $T1$. Триггер переходит в состояние устойчивого равновесия, при котором транзистор $T1$ заперт, а $T2$ насыщен. Для возвращения триггера в исходное состояние необходимо подать на базу транзистора $T2$ запускающий импульс напряжения $U_{вх2}$ положительной полярности.

Таким образом, при подаче двух запускающих импульсов на выходе триггера формируется прямоугольный импульс с длительностью, равной периоду повторения запускающих импульсов. Выходные напряжения $U_{вых1}$ и $U_{вых2}$ изменяются в противофазе и снимаются с коллекторов транзисторов $T1$ и $T2$.

Длительность фронта импульса на коллекторе насыщающегося транзистора при «сильном» входном сигнале

$$t_{\phi} = \frac{\tau_c}{1 - \tau_{\alpha} / \{\tau_c [1 - (U_{бэ, з} / E_k)]\}} ,$$

где $U_{бэ, з}$ — начальное положительное смещение на базе насыщающегося транзистора; $\tau_{\alpha} = 1/\omega_{\alpha}$.

Длительность среза импульса на коллекторе запирающегося транзистора $t_c \approx 2,2\tau_c$.

Максимальное быстродействие триггера достигается при выполнении условия $t_{\phi} = t_c$, откуда величина оптимальной емкости ускоряющих конденсаторов

$$C_{\text{опт}} = 1,5/(\omega_{\alpha} R_k). \quad (15-1)$$

При таком выборе ускоряющей емкости максимальная частота переключения триггера

$$F_{\text{макс}} \approx 0,7f_{\alpha} \quad (15-2)$$

зависит от амплитуды запускающего импульса. Чем больше амплитуда запускающего импульса, тем быстрее протекает стадия подготовки, тем выше максимальная частота. При большой амплитуде запускающего импульса $F_{\text{макс}} = 0,9f_{\alpha}$.

Для того чтобы транзистор $T2$ был заперт, необходимо выполнить условие запираания

$$U_{б2} = U_{бэ.з} \geq 0. \quad (15-3)$$

Для выполнения условия (15-3) согласно эквивалентной схеме триггера (рис. 15.2, б) необходимо, чтобы

$$U_{бэ.з} = [E_6 R / (R + R_6)] - I_{к0} R R_6 / (R + R_6) \geq 0,$$

откуда получаем условие запираания

$$R_6 \leq E_6 / I_{к0}, \quad (15-4)$$

которое должно выполняться при минимальном значении E_6 и максимальном — $I_{к0}$. Величина E_6 в большинстве случаев выбирается в пределах (1—2) В, что обеспечивает надежное запираание транзистора.

Для выполнения условия насыщения транзистора $T1$ необходимо, чтобы

$$I_{б1} \geq I_{б.н} = I_{к.н} / \beta = E_{к} / (\beta R_{к}). \quad (15-5)$$

Из эквивалентной схемы (рис. 15.2, б) следует, что

$$I_{б1} = [E_{к} / (R + R_{к})] - [R_{к} I_{к0} / (R + R_6)] - E_6 / R_6. \quad (15-6)$$

Учитывая, что $E_{к} \gg I_{к0} R_{к}$, и подставляя значение $I_{б1}$ из (15-6) в формулу (15-5), получаем условие насыщения транзистора в виде

$$[E_{к} / (R + R_{к})] - E_6 / R_6 \geq E_{к} / (\beta R_{к})$$

или после преобразований

$$R \leq \{ \beta R_{к} / [1 + (\beta E_6 R_{к} / E_{к} R_6)] \} - R_{к}. \quad (15-7)$$

Условие (15-7) должно выполняться при минимальных значениях $R_{к}$ и β .

Так как триггер выполнен по симметричной схеме, то условия запираания и насыщения в другом состоянии устойчивого равновесия будут аналогичны условиям (15-4) и (15-7).

В том случае, когда применение дополнительного источника напряжения E_6 нежелательно, можно использовать триггер с авто-

матическим смещением (рис. 15.3, а). В этой схеме роль источника смещения E_6 выполняет напряжение U_3 , создаваемое на сопротивлении автоматического смещения R_3 при протекании тока эмиттера I_3 . Конденсатор C_3 выбирается достаточно большой емкости, чтобы напряжение автоматического смещения во время опрокидывания триггера не изменялось. Кроме того, конденсатор C_3 предназначен для устранения отрицательной обратной связи, которая может иметь место при переключении триггера из-за несимметрии

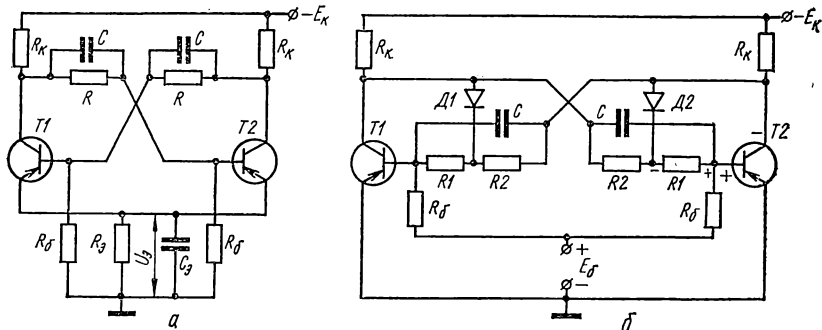


Рис 15.3. Схемы симметричного триггера:
а — с автоматическим смещением; б — с нелинейной обратной связью.

схемы. Величина емкости конденсатора определяется из соотношения $C_3 \approx 20/(f_a R_3)$ и имеет величину порядка нескольких тысяч пикофард.

Условия запираания и насыщения транзисторов, необходимые для обеспечения двух состояний устойчивого равновесия, такие же как и в триггере с внешним смещением, если в расчетных формулах (15-4), (15-7) заменить E_6 и E_k соответственно на эквивалентные напряжения смещения $U_3 = E_k R_3 / (R_k + R_3) \approx E_k R_3 / R_k$ и питания $E'_k = E_k - |U_3| = E_k R_k / (R_k + R_3)$. Тогда условия запираания и насыщения

$$R_6 \leq E_6 R_3 / [I_{к0} (R_k + R_3)];$$

$$R \leq \{\beta R_k / [1 + (\beta R_3 / R_6)]\} - R_k.$$

Амплитуда выходного импульса напряжения определяется из формулы $U_m \approx E_k R_k R / [(R + R_k)(R_k + R_3)]$.

Триггер с автоматическим смещением по быстродействию равен триггеру с внешним смещением.

Недостатком этого варианта триггера является уменьшение амплитуды выходного импульса на величину U_3 и наличие двух дополнительных элементов R_3 и C_3 .

2. ТРАНЗИСТОРНЫЙ ТРИГГЕР С НЕЛИНЕЙНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Для повышения быстродействия триггера необходимо устранить насыщение транзисторов в триггере. Это позволяет значительно уменьшить время рассасывания неосновных носителей в базе открытого транзистора. Одним из эффективных триггеров подобного рода является триггер с нелинейной обратной связью (рис. 15.3,б). В этой схеме в отличие от схемы насыщенного триггера (рис. 15.2, а) сопротивление резистора R разделено на два сопротивления: R_1 и R_2 , а между коллектором и общей точкой указанных сопротивлений включен диод $D1$ ($D2$), регулирующий нелинейную отрицательную обратную связь.

Предположим, что в исходном состоянии транзистор $T2$ заперт. Тогда входной ток $I_{вх}$ мал, падение напряжения U_{R1} на резисторе $R1$ близко к нулю, а напряжение $U_{кб}$ на участке коллектор—база $T2$ близко к $-E_k$. Полярность напряжений U_{R1} и $U_{кб}$ показана на рис. 15.3, б. Поэтому в исходном состоянии диод $D2$ заперт обратным напряжением $U_{кб}$.

Когда на базу насыщенного транзистора $T1$ поступает запускающий импульс (цепь запуска на рис. 15.3, б не показана), транзистор $T2$ в некоторый момент времени начнет открываться под действием увеличивающегося тока $I_{вх} \approx I_{б2}$. При этом напряжение U_{R1} по абсолютной величине увеличивается, а $U_{кб}$ — уменьшается. Учитывая полярности U_{R1} и $U_{кб}$, обратное напряжение на диоде $D2$ будет уменьшаться. Когда напряжения U_{R1} и $U_{кб}$ станут равными, диод $D2$ откроется. С этого момента ток базы $I_{б2}$ транзистора $T2$ ограничится на уровне, близком к току насыщения $I_{бн}$, а $I_{вх}$ будет продолжать увеличиваться. Нарастание $I_{вх}$ происходит по цепи корпус — эмиттер-коллектор $T2$ — $D2$ — $R2$ — $(-E_k)$.

Таким образом, переход транзистора $T2$ в режим насыщения становится невозможным. Для исключения насыщения необходимо, чтобы диод отпирался вблизи границы насыщения транзистора. Это происходит обычно при $U_{кб} = (0,5...1)V$.

К недостаткам рассмотренного триггера относятся некоторая его сложность и меньшая помехоустойчивость по сравнению с насыщенным триггером.

3. СПОСОБЫ ЗАПУСКА ТРАНЗИСТОРНЫХ ТРИГГЕРОВ

Транзисторные симметричные триггеры могут работать в режиме отдельных входов и в режиме общего входа (счетном режиме). В первом случае триггер опрокидывается запускающими импульсами одной полярности, подаваемыми поочередно на базу каждого

из транзисторов или импульсами чередующейся полярности, действующими на базе одного транзистора. Во втором случае запускающие импульсы одной полярности подаются одновременно на базы (или коллекторы) обоих транзисторов.

Наиболее широко в режиме общего входа применяют диодные схемы коллекторного запуска триггера.

Рассмотрим процессы, происходящие при коллекторном запуске триггера импульсами положительной полярности (рис. 15.4, а).

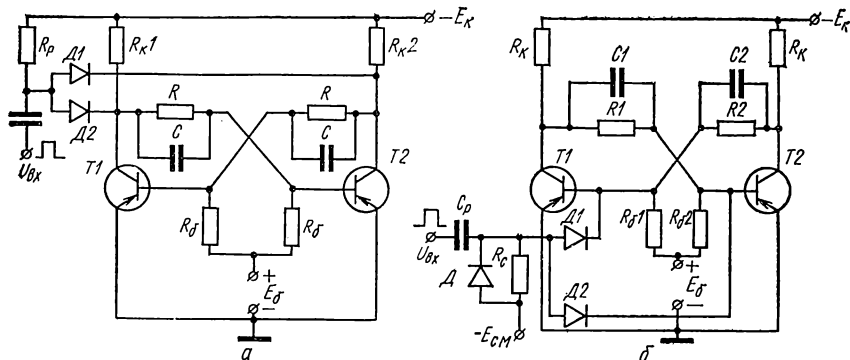


Рис. 15.4. Симметричные триггеры с диодным запуском импульсами:
 а — положительной полярности на коллектор; б — положительной полярности на базы.

Пусть транзистор $T1$ насыщен, $T2$ заперт, а $R_{к1} = R_{к2}$. В этом исходном состоянии диоды $D1$ и $D2$ заперты. Диод $D1$ заперт небольшим напряжением, равным напряжению на резисторе $R_{к2}$ и находится вблизи границы отпирания, так как напряжение на резисторе R_p практически равно нулю. Диод $D2$ находится в режиме глубокой отсечки. Он заперт напряжением, почти равным E_k , так как его анод, если представить насыщенный транзистор эквипотенциальной точкой, имеет потенциал корпуса.

При подаче на вход положительного импульса с амплитудой, меньшей E_k и большей, чем напряжение на резисторе $R_{к2}$, диод $D1$ откроется и пропустит импульс только на коллектор запертого транзистора $T2$. Оттуда импульс положительной полярности через цепочку связи RC попадет на базу насыщенного транзистора $T1$, запирая его и опрокидывая триггер. Во время опрокидывания отпирается транзистор $T2$ и повышается напряжение на его коллекторе, в результате чего запирается диод $D1$ и отключается генератор запускающих импульсов, что сводит к нулю его влияние на работу триггера. После опрокидывания триггера диод $D2$ будет находиться

вблизи границы отпираания, а $D1$ — в режиме глубокой отсечки. Процессы при поступлении следующего запускающего импульса аналогичны. Дiodы $D1$ и $D2$ выполняют роль коммутирующих элементов ключей. При этом исключается одновременное воздействие импульсов на оба транзистора, вызывающее уменьшение быстродействия, а иногда и ненадежный запуск триггера.

Схема запуска триггера отрицательными импульсами отличается лишь полярностью включения диодов $D1$ и $D2$. Процессы в этой схеме протекают несколько иначе.

Пусть $T1$ насыщен, $T2$ заперт, а $R_{к1} = R_{к2}$. В исходном состоянии диод $D2$ открыт, а $D1$ заперт. Открытое состояние диода $D2$ объясняется тем, что его катод находится под потенциалом корпуса, так как насыщенный транзистор $T2$ можно считать эквипотенциальной точкой. Диод $D1$ закрыт напряжением, близким к E_k , так как потенциал его анода, если рассматривать открытый диод $D2$ и насыщенный транзистор $T1$ эквипотенциальной точкой, равен потенциалу корпуса. Если на вход поступает отрицательный импульс с амплитудой, меньшей E_k , то диод $D1$ остается закрытым, а открытый диод $D2$ пропускает импульс только на коллектор транзистора $T1$. С коллектора насыщенного транзистора $T1$ отрицательный импульс поступает на базу запертого транзистора $T2$, вызывая опрокидывание триггера.

Кроме описанных выше схем диодного коллекторного запуска, на практике применяется схема базового запуска с общим входом (рис. 15.4, б). Здесь $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$.

В этой схеме исключается попадание запускающих импульсов в выходные (коллекторные) цепи триггера и затем на вход последующих устройств. Диоды $D1$ и $D2$ служат для отключения триггера от генератора импульсов в момент окончания запускающего импульса, а через диод D осуществляется быстрый разряд конденсатора C_p после отключения генератора запуска.

Процесс запуска протекает следующим образом. Пусть $T1$ насыщен, а $T2$ заперт. Ускоряющий конденсатор $C1$ практически разряжен, так как ток базы запертого транзистора $T2$ и, следовательно, напряжение на резисторе $R1$ в исходном состоянии близко к нулю. Ускоряющий конденсатор $C2$ заряжен до напряжения $U_{C2} = E_k R / (R_k + R)$, равного напряжению на резисторе $R2$. Диоды $D1$ и $D2$ заперты напряжением $E_{см}$. Запускающий импульс положительной полярности открывает диоды $D1$, $D2$ и проходит на базы обоих транзисторов. Под действием этого импульса запертый транзистор $T2$ поддерживается в закрытом состоянии, насыщенный транзистор $T1$ запирается, после чего конденсатор $C1$ заряжается на малую величину ΔU_{C1} по цепи: $U_{вх} - C_p - D2 - C1 - R_k - (-E_k)$.

В момент окончания запускающего импульса оба транзистора оказываются запертыми, а затем за счет отрицательных напряжений, подаваемых на базы от источника E_k , начинают открываться. Так как напряжение U_{C2} больше, чем напряжение ΔU_{C1} , то и базовый ток транзистора $T2$ $I_{b2} \approx (E_k - \Delta U_{C1})/R_k$ больше базового тока транзистора $T1$ $I_{b1} \approx (E_k - U_{C2})/R_k$. В результате $T1$ запирается, а $T2$ насыщается, т. е. процесс опрокидывания протекает в том же направлении, что и в момент запуска.

Таким образом, ускоряющие конденсаторы при запуске с общим входом одновременно с форсированием процесса опрокидывания выполняют роль элементов, запоминающих состояние триггера. Поэтому эти конденсаторы в соответствии с их принципиально новым назначением называют иногда запоминающими. Применение таких конденсаторов в триггере с общим входом обязательно.

К недостаткам базового способа запуска следует отнести ухудшение быстродействия триггера, которое в этом случае в 1,5—2 раза меньше, чем в режиме отдельных входов.

4. НЕСИММЕТРИЧНЫЙ ТРИГГЕР С ЭМИТТЕРНОЙ СВЯЗЬЮ

Транзисторный триггер с эмиттерной связью (рис. 15.5), называемый триггером Шмитта, широко применяется для преобразования синусоидального напряжения в импульсы прямоугольной формы, для сравнения амплитуд входных сигналов, а также как пороговый переключатель.

В схеме триггера с эмиттерной связью, в отличие от схемы симметричного триггера, одна коллекторно-базовая связь через резистор R заменена другой — через общий резистор R_3 . Через резистор R_3 осуществляется не только положительная связь транзистора $T2$ со входом транзистора $T1$, но и отрицательная обратная связь по току, возникающая в каскаде на транзисторе $T1$. В процессе опрокидывания преобладающей является положительная обратная связь, так как приращение тока эмиттера в транзисторе $T2$ значительно больше, чем в транзисторе $T1$. Это объясняется тем, что приращение тока эмиттера $T2$ определяется произведением коэффициентов усиления транзисторов $T1$ и $T2$, а приращение тока эмиттера $T1$ — коэффициентом усиления только $T1$.

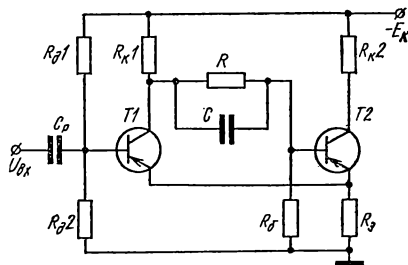


Рис. 15.5. Схема несимметричного триггера с эмиттерной связью.

Триггер с эмиттерной связью, как и симметричные триггеры, имеет два состояния устойчивого равновесия. Запуск триггера осуществляется с помощью импульсов чередующейся полярности, обычно подаваемых на базу транзистора $T1$, или с помощью медленно изменяющегося напряжения. Во втором случае необходимость в делителе $R_{д1}R_{д2}$ отпадает. Запуск в режиме общего входа ввиду асимметрии схемы применяться не может. Сопротивление нагрузки триггера обычно подключается к коллектору транзистора $T2$. Так как коллектор $T2$ непосредственно не связан с цепью положительной обратной связи, то влияние нагрузки на опрокидывание триггера практически исключено. Конденсатор C ускоряющий и его емкость имеет приблизительно ту же величину, что и в случае симметричного триггера.

Триггер имеет два состояния устойчивого равновесия, если выполняются:

условие насыщения транзистора $T1$

$$R_{д1} \leq \beta R_{д2} R_{к1} / (\beta R_{э} + R_{д2}), \quad (15-8)$$

условие запираания транзистора $T2$

$$R_{б} \leq E_{к} R_{э} / [I_{к0} (R_{к1} + R_{э})], \quad (15-9)$$

условие запираания транзистора $T1$

$$R_{д2} \leq \beta R_{э} R_{к1} E_{к} / [E_{к} R_{к2} + \beta R_{к1} I_{к0} (R_{к2} + R_{э})], \quad (15-10)$$

условие насыщения транзистора $T2$

$$R \leq \beta R_{б} [E_{к} R_{к2} - R_{к1} I_{к0} (R_{э} + R_{к2})] / [E_{к} (R_{б} + \beta R_{э})]. \quad (15-11)$$

Кроме того, необходимо, чтобы $R_{к1} \geq R_{к2}$. Обычно выбирают $R_{к1} = (2 \dots 3) R_{к2}$.

Приведенные выше условия справедливы при идентичных транзисторах $T1$ и $T2$. Амплитуда выходного импульса напряжения на коллекторе транзистора $T2$

$$U_m \approx E_{к} R_{к2} / (R_{к2} + R_{э}).$$

5. ТРИГГЕРЫ НА ПОЛЕВЫХ И ОДНОПЕРЕХОДНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Для построения триггеров на полевых транзисторах используются те же основные принципы и схемы ключей, что в триггерах на биполярных транзисторах. При проектировании необходимо учитывать, что принцип действия полевого транзистора существенно отличается от принципа действия биполярного транзистора и основан на изменении сопротивления канала. В переключающих схемах

на сток полевых транзисторов с каналом n -типа подается положительное напряжение относительно истока, а полярность запирающего напряжения, приложенного к управляющему электроду — затвору, зависит от класса полевого транзистора. Для транзисторов с управляющим p - n -переходом и МДП-транзисторов со встроенным каналом полярность запирающего напряжения на затворе отрицательная, а для МДП-транзисторов с индуцированным каналом — положительная.

Схема симметричного триггера с внешним смещением на полевых транзисторах с управляющими p - n -переходами показана на рис. 15.6, а, а схема триггера с автоматическим смещением — на

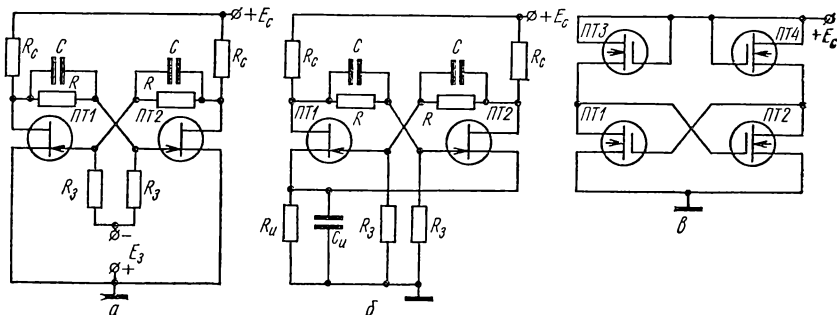


Рис. 15.6. Схемы триггеров на полевых транзисторах:

а — с внешним смещением; б — с автоматическим смещением; в — в интегральном исполнении.

рис. 15.6, б. В одном состоянии устойчивого равновесия полевой транзистор ПТ1 открыт, ПТ2 закрыт, а в другом — наоборот. При запуске импульсами положительной полярности, подаваемыми в цепи затворов, происходит переключение триггера и быстрый перезаряд паразитных емкостей через сравнительно малые сопротивления открытых транзисторов.

Длительность фронта $t_f \approx 3R_C C_0$, где C_0 — суммарная паразитная емкость монтажа, нагрузки и электродов полевого транзистора. Обычно длительность фронта составляет десятки или сотни наносекунд. Длительность среза выходного импульса $\tau_c = 3C_0 R_C \times R_{\text{вых}} / (R_C + R_{\text{вых}})$, где $R_{\text{вых}}$ — выходное сопротивление полевого транзистора.

В качестве недостатка таких триггеров можно отметить сравнительно большую величину выходного сопротивления включенного полевого транзистора.

В интегральных триггерах на полевых транзисторах ключи и их нагрузочные резисторы выполняются на МДП-транзисторах,

а другие компоненты схемы отсутствуют. Примером такого триггера может служить схема, изображенная на рис. 15.6, в. Здесь транзисторы *ПТ1* и *ПТ2* выполняют роль ключей, а транзисторы *ПТ3* и *ПТ4* — роль нагрузочных резисторов. Ключи соединены между собой непосредственной связью.

Триггеры на однопереходных транзисторах на практике применяются реже, так как по быстродействию и использованию питающего напряжения они уступают триггерам на биполярных и полевых транзисторах. Простейшая схема триггера на однопереходном транзисторе показана на рис. 15.7. Для обеспечения триггерного режима необходимо, чтобы линия нагрузки пересекла в трех точках эмиттерную характеристику ОПТ, имеющую участок отрицательного сопротивления. Для этого должны выполняться условия

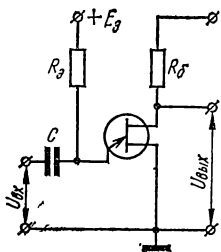


Рис. 15.7. Схема триггера на однопереходном транзисторе.

$$U_{\text{вкл}} < E_{\text{э}} < U_{\text{вкл}} \approx \eta E_{\text{б}};$$

$$(E_{\text{э}} - U_{\text{вкл}}) / I_{\text{вкл}} > R > (E_{\text{э}} - U_{\text{ост}}) / I_{\text{э. доп.}}$$

Триггер запускается импульсами чередующейся полярности, подаваемыми в эмиттер ОПТ. Генератор запускающих импульсов должен иметь малое внутреннее сопротивление, так как при открытом ОПТ сопротивление его эмиттера очень мало. Если подобрать параметры схемы и входного сигнала, то триггер может срабатывать под воздействием положительного прямоугольного импульса напряжения. Последнее объясняется дифференцированием входного импульса конденсатором *C*.

6. ТРИГГЕРЫ НА ТИРИСТОРАХ

Рассмотрим принцип действия триггера на двух динисторах (рис. 15.8, а). Запуск триггера осуществляется импульсами отрицательной полярности $U_{\text{вх1}}$ и $U_{\text{вх2}}$ в режиме отдельных входов. Если выбрать E и R так, чтобы $E < U_{\text{вкл}}$, $(E - U_{\text{вкл}}) / R > I_{\text{вкл}}$, то выполняется условие двух состояний равновесия, т. е. триггерного режима. Линия нагрузки в этом случае пересекает ВАХ динистора в трех точках (рис. 15.8, б).

Пусть после включения питания динисторы $D_{н1}$ и $D_{н2}$ находятся в запертом состоянии; выходные напряжения U_1 и U_2 близки к E , а напряжение на коммутирующем конденсаторе C равно нулю. При подаче на вход $U_{\text{вх1}}$ отрицательного импульса с амплитудой $U_{\text{зап}} \geq U_{\text{вкл}} - E$ включается динистор $D_{н1}$. При этом диод D_3 запирается и во время действия запускающего импульса обеспечи-

ваются высокое входное сопротивление схемы. После включения $Дн1$ конденсатор C заряжается через резистор $R2$ и динистор $Дн1$ до уровня $U'_C = -E$. В момент завершения заряда конденсатора триггер оказывается в одном состоянии устойчивого равновесия: $Дн1$ включен, $Дн2$ выключен. Если теперь подать запускающий импульс на вход $U_{вх2}$, включается динистор $Дн2$, при этом $Дн1$ за счет запирающего напряжения на конденсаторе C выключается. После этого конденсатор C перезаряжается через $R1$ и $Дн2$ до уровня $U''_C = +E$. В момент окончания перезаряда конденсатора C триггер оказывается в другом состоянии устойчивого равновесия:

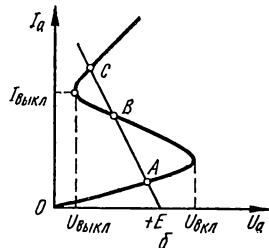
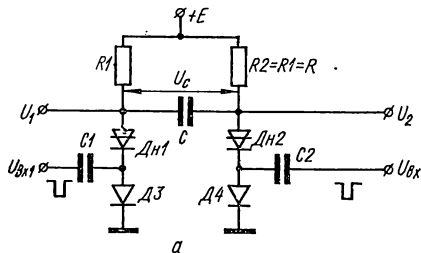


Рис. 15.8. Симметричный триггер на динисторах:
а — принципиальная схема; б — положение нагрузочной прямой на ВАХ.

динистор $Дн1$ выключен, а $Дн2$ включен. Длительность перезаряда коммутирующего конденсатора находится из соотношения $t_b \approx 3,7 \tau = 3,7 RC$. Тогда длительность переключения триггера

$$t_{пер} \approx t_b + t_{вкл},$$

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

При перезаряде конденсатора C за время $\Delta t = RC \ln 2 \approx 0,7 CR$ напряжение на конденсаторе остается отрицательным. Поэтому для надежного переключения необходимо, чтобы время выключения динистора $Дн1$

$$t_{выкл} < \Delta t = 0,7CR.$$

Выполнение приведенных условий обеспечивает два состояния устойчивого равновесия триггера.

Частота запускающих импульсов в режиме отдельных входов с учетом, что $t_{пер} = t_{мин}$, не должна превышать $f_{макс} \leq 1/t_{мин}$. Обычно $f_{макс}$ составляет десятки или сотни кГц.

Для надежного запуска триггера длительность запускающего импульса должна быть не меньше длительности включения динистора $t_{н. зап} \geq t_{вкл}$.

Рассмотренная схема триггера может работать и в режиме общего входа (рис. 15.9, а). В этом случае напряжения на анодах

динисторов определяют потенциалы катодов диодов $D5$, $D6$ цепи запуска. Например, если $Dн2$ включен, то $D5$ открыт, а $D6$ заперт, и запускающий импульс отрицательной полярности через диод $D5$ поступает на катод динистора, вызывая опрокидывание схемы. Для уменьшения длительности отрицательных выбросов могут быть включены резистор R' и диод D' , показанные штрихами.

Процессы в триггерах на тиристорах аналогичны рассмотренным выше с той разницей, что запуск осуществляется по управляющему электроду. Один из вариантов такой схемы с отдельным запуском

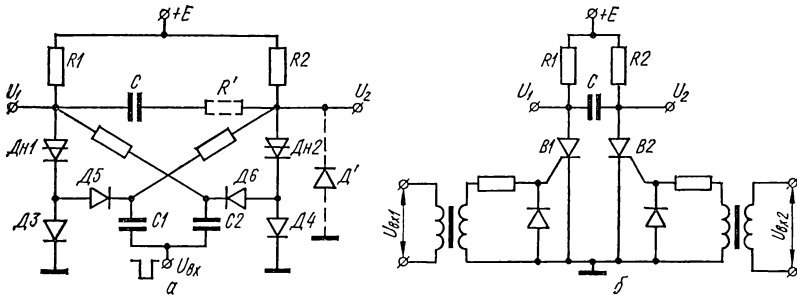


Рис. 15.9. Схемы симметричного триггера:

а — на динисторах с общим входом; *б* — на тиристорах с отдельными входами.

через импульсные трансформаторы показан на рис. 15.9, *б*. Условия работоспособности схемы триггера на тиристорах и расчетные соотношения в основном совпадают с ранее полученными для схемы с динисторами.

Недостатком рассмотренных схем является опасность включения обоих динисторов или тиристоров при большой скорости изменения переключающего анодного напряжения, так как с ростом du/dt уменьшается $U_{вк.л}$. Для уменьшения скорости изменения анодного напряжения в общую анодную или катодную цепь включается фильтр $L_{\phi}C_{\phi}$.

Пример 1. Рассчитать транзисторный симметричный триггер с общим входом при следующих исходных данных: амплитуда выходных импульсов $U_m = 5$ В, частота повторения запускающих импульсов $F_{\max} = 300$ кГц, максимальная температура окружающей среды $+50^\circ\text{C}$.

Определяем напряжение источника питания

$$E_{\kappa} = (1,1 \dots 1,2) U_m = 1,2 \cdot 5 = 6 \text{ В.}$$

Выбираем транзисторы из условий $U_{\kappa. \text{доп}} \geq E_{\kappa} = 6$ В и согласно (15-2)

$$f_a \geq \frac{F_{\max}}{0,7} = \frac{300 \cdot 10^3}{0,7} = 430 \text{ кГц.}$$

Этим требованиям удовлетворяют транзисторы ГТ108Б с параметрами $U_{к. доп} = 10$ В, $I_{к. доп} = 50$ мА, $f_a = 1,0$ МГц, $\beta = 35 - 80$, $I_{к0 макс} = 200$ мкА.

Сопrotивления резисторов R_k рассчитываем из тех же соображений, что и при расчете ключа (гл. 14).

Выбираем $I_{к. н} = 10$ мА $< I_{к. доп} = 50$ мА.

Тогда

$$R_k = \frac{E_k}{I_{к. н}} = \frac{6}{10 \cdot 10^{-3}} = 600 \text{ Ом.}$$

Принимаем $R_k = 1$ кОм.

Выбираем напряжение источника положительного смещения $E_G = 2$ В.

Емкость ускоряющего конденсатора (15-1)

$$C = \frac{1,5}{6,28 \cdot 1 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 10^3} = 240 \text{ пФ.}$$

Принимаем $C = 240$ пФ.

По формуле (15-4) сопротивление резистора

$$R_6 \leq \frac{2}{200 \cdot 10^{-6}} = 10 \text{ кОм.}$$

С другой стороны необходимо, чтобы выполнялось неравенство

$$R_6 \leq \frac{1}{(2 \dots 3) C \cdot F_{\text{макс}}} = \frac{1}{3 \cdot 240 \cdot 10^{-12} \cdot 300 \cdot 10^3} = 4,6 \text{ кОм.}$$

Окончательно принимаем $R_6 = 4,3$ кОм.

По формуле (15-7) находим сопротивление резистора связи

$$R \leq 1 \cdot 10^3 \left(\frac{35}{1 + 35 \frac{2}{6} \cdot \frac{1 \cdot 10^3}{4,3 \cdot 10^3}} - 1 \right) = 8,5 \text{ кОм.}$$

Принимаем $R = 8,2$ кОм.

Пример 2. Рассчитать несимметричный триггер с эмиттерной связью при следующих исходных данных: амплитуда выходных импульсов $U_m = 10$ В, период следования разнополярных импульсов запуска $T = 20$ мкс, максимальная температура окружающей среды $+50^\circ$ С.

Напряжение источника питания определяем по формуле

$$E_k = (1,1 \dots 1,2) U_m + U_9,$$

где $U_9 = (1 \dots 5)$ В,

$$E_k = 1,2 \cdot 10 + 2 = 14 \text{ В.}$$

Аналогично примеру 1 выбираем транзисторы МП21Г с параметрами $U_{к. доп} = 30$ В, $I_{к. доп} = 300$ мА, $f_a = 1,0$ МГц, $\beta = 20 - 80$.

По аналогии с примером 1 находим сопротивление резистора $R_{к2}$.

Выбираем $R_{к2} = 2$ кОм.

Тогда сопротивление резистора $R_{к1} = (2 \dots 3) R_{к2}$. Принимаем $R_{к1} = 4,7$ кОм.

Определяем сопротивление резистора

$$R_3 = \frac{E_k - U_m}{U_m} R_{k2} = \frac{14 - 10}{10} \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 800 \text{ Ом.}$$

Принимаем $R_3 = 750 \text{ Ом.}$

Емкость ускоряющего конденсатора

$$C = \frac{1,5}{2\pi f_a R_{k1}} = \frac{1,5}{6,28 \cdot 1 \cdot 10^6 \cdot 4,7 \cdot 10^3} = 51 \text{ пФ.}$$

Принимаем $C = 75 \text{ пФ.}$

Согласно формуле (15-9) находим сопротивление резистора

$$R_6 \leq \frac{14 \cdot 750}{200 \cdot 10^{-6} (4,7 \cdot 10^3 + 750)} = 9,5 \text{ кОм.}$$

Проверяем возможность выбора такой величины сопротивления, исходя из требуемых частотных свойств триггера,

$$R_6 \leq \frac{T}{(2-3)C} = \frac{20 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 75 \cdot 10^{-12}} \approx 90 \text{ кОм.}$$

Окончательно принимаем $R_6 = 9,1 \text{ кОм.}$

По формуле (15-11) определяем сопротивление резистора связи

$$R \leq 30 \cdot 9,1 \cdot 10^3 \frac{14 \cdot 2 \cdot 10^{-3} - 4,7 \cdot 10^3 (0,75 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3) \cdot 200 \cdot 10^{-6}}{14 (9,1 \cdot 10^3 + 30 \cdot 0,75 \cdot 10^3)} = 15,5 \text{ кОм.}$$

Принимаем $R = 15 \text{ кОм.}$

По формулам (15-10) и (15-8) определяем сопротивления резисторов делителя

$$R_{д2} = \frac{30 \cdot 0,75 \cdot 10^3 \cdot 4,7 \cdot 10^3 \cdot 14}{14 \cdot 2 \cdot 10^3 + 30 \cdot 4,7 \cdot 10^3 (2 \cdot 10^3 + 0,75 \cdot 10^3) \cdot 200 \cdot 10^{-6}} = 13,5 \text{ кОм;}$$

$$R_{д1} = \frac{30 \cdot 13,5 \cdot 10^3 \cdot 4,7 \cdot 10^3}{30 \cdot 0,75 \cdot 10^3 + 13,5 \cdot 10^3} = 53 \text{ кОм.}$$

Принимаем $R_{д2} = 13 \text{ кОм; } R_{д1} = 51 \text{ кОм.}$

Глава 16

МУЛЬТИВИБРАТОРЫ И ОДНОВИБРАТОРЫ

1. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

С КОЛЛЕКТОРНО-БАЗОВЫМИ СВЯЗЯМИ

Мультивибраторы относятся к генераторам релаксационного типа, у которых форма генерируемых колебаний резко отличается от синусоидальной, а длительность колебаний зависит от реактивных элементов (чаще конденсаторов), входящих в схему. Мульти-

вibrаторы широко применяются для получения импульсов напряжения прямоугольной формы и могут быть использованы в качестве задающих (управляющих) генераторов различных устройств промышленной электроники.

Принципы построения мультивибраторов рассмотрены в гл. 13.2. Наиболее часто для построения мультивибраторов применяются многокаскадные транзисторные ключи с положительной обратной связью, замкнутые в кольцо. В схемном отношении мультивибраторы отличаются от триггеров наличием времязадающих (хронизирующих) элементов, которые обычно состоят из конденсатора и сопротивления.

Мультивибраторы могут работать в одном из трех режимов: автоколебаний, ждущем (заторможенном) и синхронизации (деления частоты).

В режиме автоколебаний мультивибратор имеет два состояния квазиравновесия, во время которых в схеме происходят относительно медленные изменения токов и напряжений. Квазиравновесные состояния заканчиваются лавинообразными изменениями токов и напряжений — скачками в схеме. Таким образом, в этом режиме мультивибратор без воздействия внешних сил поочередно переходит скачком из одного состояния квазиравновесия в другое, т. е. является автогенератором. Параметры генерируемых импульсов (амплитуда, длительность, частота повторения и т. д.) определяются только параметрами элементов схемы. К мультивибраторам в автоколебательном режиме предъявляется требование высокой стабильности частоты. Однако стабильность частоты мультивибраторов без применения специальных мер стабилизации сравнительно невысока. Относительная нестабильность частоты при воздействии дестабилизирующих факторов (колебаний температуры, напряжения питания и т. п.) достигает нескольких процентов.

В ждущем режиме одно состояние равновесия является устойчивым (исходное состояние), другое — квазиустойчивым. Перевод схемы в квазиустойчивое состояние осуществляется внешним запускающим импульсом, а возврат в исходное состояние происходит в результате внутренних процессов. Во время этого цикла генерируется один импульс, параметры которого определяются параметрами элементов схемы. При подаче на вход последовательности запускающих импульсов частота выходных импульсов равна частоте входных. Ждущий режим обычно используется для формирования импульсов заданной длительности и формы. Мультивибратор в ждущем режиме называют также одновибратором; запертым, заторможенным, ждущим мультивибратором; однотактным релаксатором; кипп-реле и некоторыми другими терминами. В дальнейшем мультивибратор в ждущем режиме будем называть одновибратором.

В режиме синхронизации на автоколебательный мультивибратор подается внешнее синхронизирующее напряжение (синусоидальное или импульсное). В результате этого частота повторения импульсов на выходе мультивибратора становится кратной частоте синхронизирующего напряжения.

Схема автоколебательного мультивибратора с коллекторно-базовыми связями показана на рис. 16.1, а. Так как в таком мультивибраторе на базы транзисторов $T1$, $T2$ через резисторы $R_{б1}$, $R_{б2}$ задается отрицательное напряжение смещения, то его иногда называют мультивибратором с отрицательной базой. Этот мультивибра-

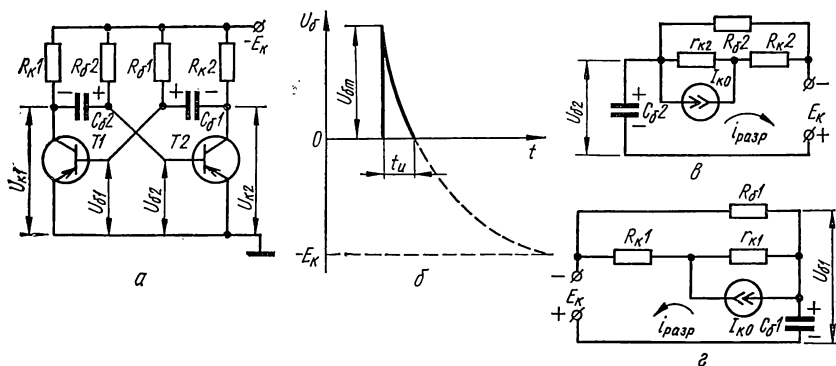


Рис. 16.1. Мультивибратор с коллекторно-базовыми емкостными связями: а — принципиальная схема; б — временная диаграмма разряда конденсатора; в, г — эквивалентные схемы разряда конденсаторов.

тор представляет собой двухкаскадный ключ с ОЭ с емкостной связью между каскадами и выходом, замкнутым на вход. Конденсаторы $C_{б1}$ и $C_{б2}$ выполняют роль элементов связи (в отличие от резисторов в триггере) и входят во времязадающие цепи. Другим элементом времязадающих цепей являются резисторы $R_{б1}$ и $R_{б2}$. Выходные импульсы снимаются с коллекторов транзисторов $T1$ и $T2$.

Мультивибратор обладает двумя состояниями квазиравновесия: в одном состоянии транзистор $T1$ заперт, $T2$ насыщен; в другом — наоборот. При выполнении условий самовозбуждения $K_1 K_2 > 1$ и $\varphi_{1к} + \varphi_{2к} = 2\pi$ возникают скачки, поочередно изменяющие состояния транзисторов, после чего происходит перезаряд одного и заряд другого времязадающего конденсатора.

В мультивибраторе с отрицательной базой напряжение базы запертого транзистора при перезаряде конденсатора уменьшается по экспоненте, стремящейся к уровню $-E_k$ (рис. 16.1, б). Крутизна

экспоненты вблизи порога отпирания (в момент скачка) достаточно велика, что улучшает стабильность частоты выходных импульсов. Так как мультивибратор работает в автоколебательном режиме, то описание процессов можно начать с любого момента, например, когда после очередного опрокидывания $T1$ оказался насыщенным, а $T2$ — запертым.

Насыщенный транзистор $T1$ в этот момент можно представить эквипотенциальной точкой, поэтому $U_{к1} \approx 0$ и $U_{б1} \approx 0$. Напряжение на конденсаторе $C_{б2}$, заряженном в предыдущем цикле, с полярностью, показанной на рис. 16.1, а, приложено между базой и эмиттером транзистора $T2$ и удерживает последний в запертом состоянии. У запертого транзистора $T2$ напряжение на коллекторе $U_{к2} \approx -E_k$, а напряжение на базе $U_{б2} \approx U_{C_{б2}}$ в первоначальный момент близко к $+E_k$, а затем начинает уменьшаться по экспоненциальному закону вследствие перезаряда конденсатора $C_{б2}$. Перезаряд конденсатора протекает по цепи корпус — эмиттер — коллектор $T1 - C_{б2} - R_{экв2} - (-E_k)$. Эквивалентная схема цепи перезаряда конденсатора $C_{б2}$ изображена на рис. 16.1, в. Здесь

$$R_{экв2} = [(r_{к2} + R_{к2}) R_{б2}] / (r_{к2} + R_{к2} + R_{б2}).$$

В это же время заряжается конденсатор $C_{б1}$ по цепи корпус — эмиттер — база $T1 - C_{б1} - R_{к2} - (-E_k)$ с полярностью, показанной на рис. 16.1, а. Обычно элементы схемы выбираются так, чтобы процесс заряда конденсатора $C_{б1}$ протекал быстрее, чем перезаряд $C_{б2}$. После окончания заряда $C_{б1}$ транзистор $T1$ удерживается в насыщении за счет протекания базового тока $I_{б1} \geq I_{б.н} = E_k / R_{б1}$, достаточного для насыщения.

По мере перезаряда конденсатора $C_{б2}$ напряжение на нем уменьшается и в некоторый момент становится равным нулю. Начиная с этого момента развивается лавинообразный процесс опрокидывания схемы. Транзистор $T2$ начинает открываться и напряжение на его коллекторе $U_{к2}$ возрастает. Возникшее положительное приращение $\Delta U_{к2}$ через конденсатор $C_{б1}$ передается на базу транзистора $T1$, вызывая его запираение. Это приводит к уменьшению $U_{к1}$ и возникновению на коллекторе $T1$ отрицательного приращения напряжения $\Delta U_{к1}$, которое через $C_{б2}$ попадает на базу $T2$, содействуя его отпиранию и т. д. В результате $T2$ насыщается, $T1$ запирается, а конденсатор $C_{б2}$ заряжается по цепи корпус — эмиттер — база $T2 - C_{б2} - R_{к1} - (-E_k)$. Одновременно с зарядом конденсатора $C_{б2}$ происходит более медленный процесс перезаряда конденсатора $C_{б1}$ согласно эквивалентной схеме перезаряда, изображенной на рис. 16.1, в. Далее процесс протекает аналогично рассмотренному выше. Изменение во времени коллекторных и базовых напряжений

иллюстрируется временными диаграммами, показанными на рис. 16.2, на которых под длительностью импульса $t_{и}$ понимается время открытого состояния одного или другого транзистора. Тогда длительность импульса на коллекторе транзистора $T2$ равна $t_{и2}$ и определяется временем перезаряда конденсатора $C_{б1}$ через открытый транзистор $T2$ и сопротивление $R_{экв1}$

$$t_{и2} = C_{б1} R_{экв1} \ln [(2E_{к} + I_{к0} R_{экв1}) / (E_{к} + I_{к0} R_{экв1})], \quad (16-1)$$

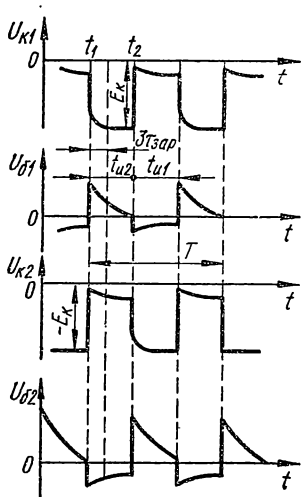


Рис. 16.2. Временные диаграммы напряжений в схеме мультивибратора с коллекторно-базовыми связями.

где $R_{экв1} = (r_{к1} + R_{к1}) R_{б1} / (r_{к1} + R_{к1} + R_{б1})$ согласно эквивалентной схеме на рис. 16.1, з.

В связи с тем, что сопротивление коллектора запертого транзистора $r_{к1}$ лежит обычно в пределах 10^5 — 10^6 Ом и $r_{к1} \gg R_{к1}$, сопротивлением резистора $R_{к1}$ можно пренебречь. Кроме того, для повышения температурной стабильности выбирают $R_{б1} \ll r_{к1}$. С учетом сделанных допущений формулу (16-1) можно представить в виде

$$t_{и2} \approx C_{б1} R_{б1} \ln [(2E_{к} + I_{к0} R_{б1}) / (E_{к} + I_{к0} R_{б1})],$$

или при $E_{к} \gg I_{к0} R_{б1}$, что часто выполняется,

$$t_{и2} \approx C_{б1} R_{б1} \ln 2 \approx 0,7 C_{б1} R_{б1}. \quad (16-2)$$

Аналогично длительность импульса на коллекторе транзистора $T1$

$$t_{и1} \approx C_{б2} R_{б2} \ln [(2E_{к} + I_{к0} R_{б2}) / (E_{к} + I_{к0} R_{б2})],$$

или с учетом $E_{к} \gg I_{к0} R_{б2}$

$$t_{и1} \approx C_{б2} R_{б2} \ln 2 \approx 0,7 C_{б2} R_{б2}. \quad (16-3)$$

Период повторения импульсов

$$T = t_{и1} + t_{и2} = C_{б2} R_{б2} \ln \frac{2E_{к} + I_{к0} R_{б2}}{E_{к} + I_{к0} R_{б2}} + C_{б1} R_{б1} \ln \frac{2E_{к} + I_{к0} R_{б1}}{E_{к} + I_{к0} R_{б1}}.$$

В случае симметричного мультивибратора, у которого $C_{б1} = C_{б2} = C_{б}$; $R_{б1} = R_{б2} = R_{б}$; $R_{к1} = R_{к2} = R_{к}$ и $t_{и1} = t_{и2} = t_{и}$, период повторения

$$T = 2t_{и} \approx 1,4 C_{б} R_{б}. \quad (16-4)$$

Амплитуда импульса на коллекторе насыщенного транзистора

$$U_m = E_k - I_{k0}R_k \approx E_k.$$

Из формул (16-2) и (16-3) следует, что длительность импульсов $t_{н1}$ и $t_{н2}$ можно регулировать путем изменения величины емкостей конденсаторов $C_{б1}$, $C_{б2}$ или сопротивлений резисторов $R_{б1}$, $R_{б2}$, т. е. путем изменения постоянных времени времязадающих цепей.

Скважность $Q = (t_{н1} + t_{н2})/t_{н1} = 1 + (t_{н2}/t_{н1})$ ограничивается временем полного заряда конденсатора с большей емкостью через соответствующее сопротивление. Поэтому максимальная скважность не превышает величины $Q_{\max} \approx [\beta/(3 \dots 5)] + 1$. При использовании транзисторов с обычным значением $\beta = 30$ максимальная скважность около 10.

Длительность фронта импульса $t_{ф} \approx \tau_{\beta} + C_k R_k$ и в основном зависит от частотных свойств транзистора.

Длительность среза импульса определяется временем заряда времязадающего конденсатора $t_c \approx 3C_{б}R_k$. Так как обычно времязадающий конденсатор имеет сравнительно большую величину емкости, то длительность среза оказывается во много раз больше, чем длительность фронта импульса.

Транзисторные мультивибраторы могут работать в жестком и мягком режиме самовозбуждения. Мягкий режим характеризуется обязательным возникновением генерации при включении источника питания. В жестком режиме для возникновения автоколебаний необходимо внешнее воздействие на схему, например, запускающий импульс.

Жесткий режим самовозбуждения наблюдается в мультивибраторах, когда при включении источника питания оба транзистора оказываются в насыщенном состоянии и не обладают усилительными свойствами. В этом случае условия самовозбуждения не выполняются и автоколебания отсутствуют. Во избежание жесткого самовозбуждения, что недопустимо в задающих генераторах, необходимо предотвращать сильное насыщение транзисторов. С другой стороны, чтобы получить импульс с плоской вершиной и стабильной амплитудой, необходим насыщенный режим работы транзисторов. Для насыщения транзисторов следует выполнять условия

$$R_{б1} \leq \beta R_{к1}; \quad R_{б2} \leq \beta R_{к2}. \quad (16-5)$$

Чтобы удовлетворить приведенные выше противоречивые требования, неравенства не должны быть сильными. В этом случае транзисторы поочередно будут работать в режиме насыщения, но вблизи границы с активной областью.

2. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ С УЛУЧШЕННОЙ ФОРМОЙ ИМПУЛЬСОВ

Для получения формы выходных импульсов, близкой к прямоугольной, за счет сокращения длительности среза t_c применяют схему мультивибратора с отсекающими (отключающими) диодами (рис. 16.3, а). Эта схема позволяет получать длительности фронтов при запираии и отпираии транзистора практически равными. В таком мультивибраторе после запираии транзистора $T1$ начинает заряжаться конденсатор $C_{\delta 2}$, диод $D1$ запирается напряжением на резисторе $R_{\delta 1}$, так как $U_{R_{\delta 1}}$ становится больше $U_{R_K 1}$. В этот

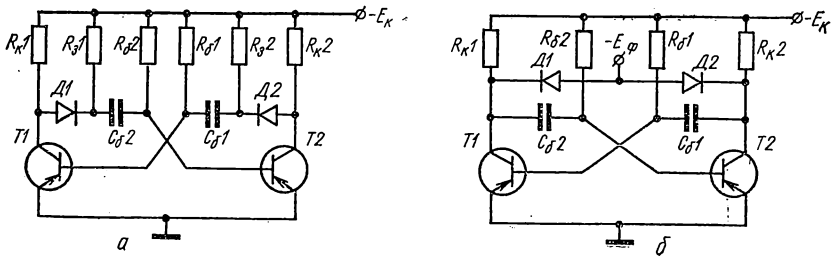


Рис. 16.3. Схемы мультивибраторов:
а, б — с отсекающими и фиксирующими диодами соответственно.

момент резистор $R_{\delta 1}$ отключается от цепи заряда и напряжение на коллекторе транзистора $T1$ скачком уменьшается до $-E_K$, а заряд конденсатора $C_{\delta 2}$ продолжается через резистор $R_{\delta 1}$. Когда транзистор $T1$ насыщен, конденсатор $C_{\delta 1}$ разряжается через насыщенный транзистор и открытый диод $D1$. Спротивление коллекторной нагрузки в это время

$$R_{K. \text{ экв}} = R_{K1} R_{\delta 1} / (R_{K1} + R_{\delta 1}).$$

Обычно для таких схем выбирают $R_K = R_{\delta}$.

Недостатком мультивибратора с отсекающими диодами по сравнению с основной схемой является меньшая максимальная скважность. В мультивибраторе с фиксирующими диодами (рис. 16.3, б) уменьшается длительность среза t_c , что достигается за счет фиксации коллекторного напряжения на уровне E_{ϕ} меньшем, чем напряжение E_K (по абсолютной величине). В этой схеме при заряде времязадающего конденсатора напряжение на коллекторе запирающегося транзистора стремится к $-E_K$. Формирование фронта заканчивается, когда напряжение на коллекторе становится равным напряжению E_{ϕ} и диод открывается. Чем меньше E_{ϕ} , тем меньше длительность t_c и тем больше уменьшается амплитуда выходных им-

пульсов, так как последняя практически равна величине E_{ϕ} . При этом максимальная скважность увеличивается во столько раз, во сколько уменьшается длительность среза импульса.

3. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ НА ПОЛЕВЫХ И ОДНОПЕРЕХОДНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Для построения автоколебательных мультивибраторов с частотой колебаний, перестраиваемой в широких пределах, перспективно применение полевых транзисторов. Основная схема мультивибратора на полевых транзисторах со стокозатворными связями показана на рис. 16.4. Данная схема является аналогом классического варианта мультивибратора с коллекторно-базовыми связями на биполярных транзисторах, рассмотренного выше.

Мультивибратор выполнен на двухкаскадном ключе $ПТ1$, $ПТ2$ по кольцевой схеме с положительной обратной связью. Времязадающие цепи образованы резисторами R_3 и конденсаторами C_3 . Высокое входное сопротивление полевых транзисторов, достигающее величины $10^9—10^{14}$ Ом, позволяет увеличивать постоянные времени C_3R_3 за счет увеличения сопротивлений затворных резисторов R_3 и получать колебания инфранизких частот порядка единиц и долей герца. Кроме того, в общем случае с помощью изменения сопротивлений резисторов R_3 достаточно просто осуществляется плавная перестройка частоты в широком диапазоне. Построение аналогичного в схемном отношении инфранизкочастотного мультивибратора на биполярных транзисторах наталкивается на значительные трудности.

Мультивибраторы на однопереходных транзисторах (рис. 16.5) характеризуются простотой, высокой надежностью и повышенной стабильностью частоты. Нестабильность частоты у этих мультивибраторов в диапазоне изменения температур от 0 до 80°C составляет 0,1—0,6%, что трудно достижимо для релаксационных генераторов, выполненных на других полупроводниковых приборах. В случае термостатирования таких мультивибраторов можно добиться относительной нестабильности частоты порядка 10^{-5} .

В начальный момент после включения источника питания E_6 конденсатор C разряжен, а $ОПТ$ выключен. Далее происходит заряд конденсатора C через резистор R_3 до напряжения включения

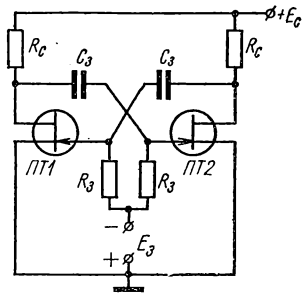


Рис. 16.4. Схема мультивибратора на полевых транзисторах.

$U_{\text{вкл}}$, после чего *ОПТ* включается. С этого момента времени начинается разряд конденсатора C через малое сопротивление участка эмиттер — первая база до напряжения $U_{\text{выкл}}$. После достижения напряжением на эмиттере величины, равной $U_{\text{выкл}}$, *ОПТ* выключается и описанный процесс повторяется. Выходные импульсы $U_{\text{вых}}$ имеют экспоненциальную форму (рис. 16.5, б).

В тех случаях, когда необходимо иметь импульсы напряжения прямоугольной формы, используют мультивибратор с отсекающим диодом во времязадающей цепи (рис. 16.5, в). Временные диаграммы такого мультивибратора приведены на рис. 16.5, г.

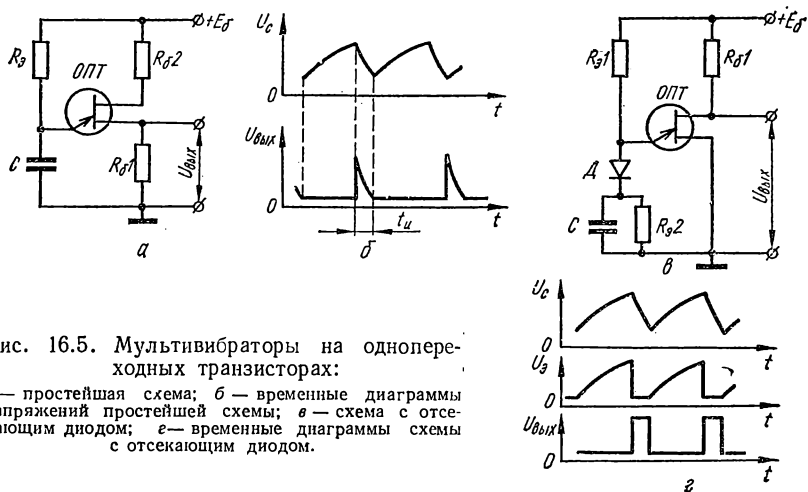


Рис. 16.5. Мультивибраторы на однопереходных транзисторах:
 а — простейшая схема; б — временные диаграммы напряжений простейшей схемы; в — схема с отсекающим диодом; г — временные диаграммы схемы с отсекающим диодом.

После включения напряжения источника питания $E_б$ происходит заряд конденсатора C через резистор $R_{з1}$ и открытый диод D до напряжения $U_c \approx U_{\text{вкл}}$. При этом включается *ОПТ* и напряжение на эмиттере $U_э$ уменьшается скачком. К диоду D прикладывается запирающее напряжение $U_d = U_c - U_э$ и диод запирается. *ОПТ* поддерживается во включенном состоянии за счет выбора сопротивления резистора $R_{з1}$ такой величины, что выполняется неравенство $E_б/R_{з1} > I_{\text{выкл}}$. В дальнейшем конденсатор C разряжается через резистор $R_{з2}$ до тех пор, пока диод не откроется. В момент отпириания диода D начинается заряд конденсатора C и ток эмиттера *ОПТ* снижается до величины, меньшей $I_{\text{выкл}}$, что приводит к выключению *ОПТ*. Далее процессы в схеме повторяются.

Мультивибраторы на однопереходных транзисторах часто используются в схемах управления тиристорами.

4. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ НА ДИНИСТОРАХ

Условия самовозбуждения автоколебательного мультивибратора на динисторе (рис. 16.6) при $R_a \gg R_k$

$$(E - U_{\text{вкл}})/R_a > I_{\text{вкл}}; \quad (E - U_{\text{выкл}})/R_a \approx E/R_a < I_{\text{выкл}}.$$

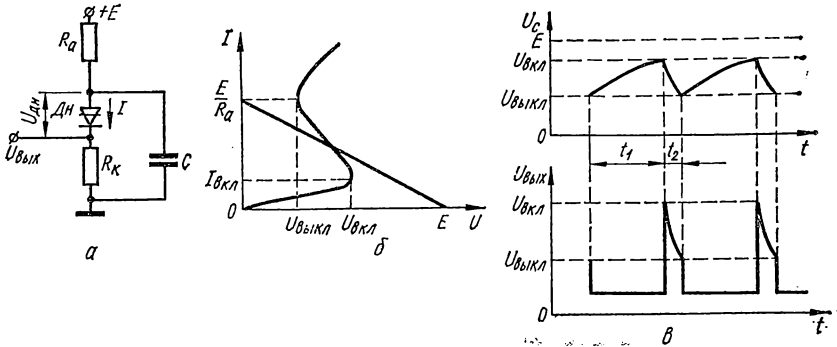


Рис. 16.6. Мультивибратор на динисторе:
а — схема; б — нагрузочная прямая; в — временные диаграммы.

При выполнении этих условий нагрузочная прямая пересекает ВАХ динистора в одной точке на участке отрицательного сопротивления. В течение времени t_1 динистор выключен и конденсатор C заряжается с постоянной времени $\tau_1 = CR_a$. Когда возрастающее напряжение $U_{\text{дн}}$ на динисторе достигает уровня $U_{\text{вкл}}$, динистор включается и конденсатор C разряжается через динистор и резистор R_k с постоянной времени $\tau_2 = CR_k$. За время t_2 уменьшающееся напряжение $U_{\text{дн}}$ достигает уровня $U_{\text{выкл}}$ и динистор выключается, вновь заряжается конденсатор C и т. д.

Длительности импульса и паузы на выходе мультивибратора определяются соответственно выражениями

$$t_1 = CR_a \ln [E/(E - U_{\text{вкл}})];$$

$$t_2 = CR_k \ln \{ [E - (R_a/R_k) U_{\text{вкл}}] / (E - R_a I_{\text{выкл}}) \}.$$

Период автоколебаний

$$T = t_1 + t_2 + t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}.$$

Амплитуда напряжения и тока выходных импульсов

$$U_m \approx U_{\text{вкл}}; \quad I_m = U_{\text{вкл}}/R_k.$$

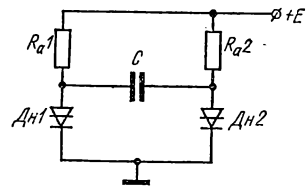


Рис. 16.7. Схема симметричного мультивибратора на двух динисторах.

Схема мультивибратора на двух динисторах показана на рис. 16.7. При включении динистора $Дн1$ конденсатор C начинает заряжаться и препятствует включению динистора $Дн2$, шунтируя последний. Когда напряжение на конденсаторе достигает уровня $U_{вкл2}$, включается динистор $Дн2$, а $Дн1$ выключается и т. д. При идентичности плеч мультивибратора, т. е. $R_{a1} = R_{a2} = R$ и $U_{вкл1} = U_{вкл2} = U_{вкл}$, схема становится симметричной и генерирует импульсы одинаковой длительности и амплитуды, сдвинутые по фазе на π .

5. ОДНОВИБРАТОР С ЭМИТТЕРНОЙ СВЯЗЬЮ

Одновибратор с эмиттерной связью (рис. 16.8, а) предназначен для формирования прямоугольных импульсов заданной длительности и амплитуды. Кроме того, с помощью одновибратора можно задерживать импульс на заданное время. Схема одновибратора содержит двухкаскадный ключ с положительной обратной связью. Одна из связей между каскадами осуществляется с помощью конденсатора C , другая — с помощью общего резистора R_3 . Основное

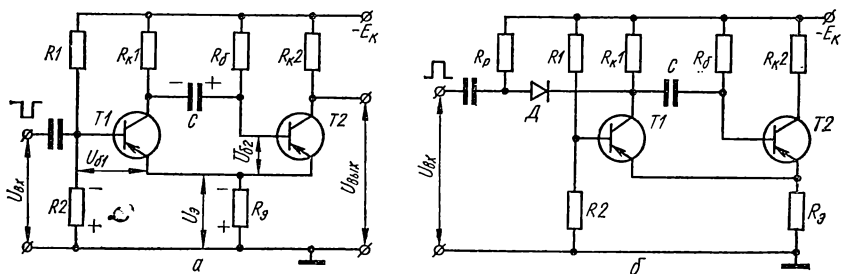


Рис. 16.8. Схемы одновибратора с эмиттерной связью:
а — с базовым запуском; б — с коллекторным запуском.

схемное отличие одновибратора от триггера с эмиттерной связью состоит в том, что межкаскадная связь через резистор R заменена на емкостную через конденсатор C .

В исходном состоянии устойчивого равновесия транзистор $T1$ заперт, а $T2$ насыщен. Насыщенное состояние транзистора $T2$ обеспечивается резистором R_6 с сопротивлением $R_6 \leq \beta R_{k2}$, через который протекает базовый ток, достаточный для насыщения $T2$. В эмиттерной цепи $T2$ протекает ток эмиттера $I_3 \approx E_k / (R_{k2} + R_3)$, за счет которого на резисторе R_3 возникает падение напряжения $U_3 = I_3 R_3$ с полярностью, показанной на рис. 16.8, а. Одновременно через делитель $R1 R2$ протекает ток делителя, создавая на ре-

зисторе R_2 падение напряжения U_{R_2} , полярность которого показана там же. Если $|U_3| > |U_{R_2}|$, то на базу транзистора T_1 подается положительное напряжение ($U_{61} > 0$) и обеспечивается запертое состояние транзистора T_1 .

Конденсатор C в исходном состоянии заряжен до напряжения $U_C = E_k - U_3$ (полярность показана там же). Цепь заряда конденсатора корпус — R_3 — эмиттер-база T_2 — C — $R_{к1}$ — $(-E_k)$.

При поступлении на базу транзистора T_1 отрицательного запускающего импульса $U_{вх}$ с амплитудой, большей чем U_{61} , транзистор начнет открываться и напряжение на его коллекторе увеличится. Образовавшееся положительное приращение напряжения через конденсатор C передается на базу транзистора T_2 , запирая его и уменьшая ток эмиттера. В результате на резисторе R_3 возникает отрицательное приращение напряжения, которое прикладывается к базе транзистора T_1 , отпирая его еще больше, и т. д. Этот лавинообразный процесс заканчивается запирающим T_2 , насыщением T_1 и переходом схемы в состояние квазиравновесия.

В состоянии квазиравновесия ток через резистор R_1 достаточен для насыщения транзистора T_1 , а транзистор T_2 удерживается в запертом состоянии напряжением на конденсаторе C , которое, если представить T_1 эквипотенциальной точкой, приложено между базой и эмиттером T_2 , т. е. $U_{62} = U_C > 0$. В этом состоянии происходит постепенный перезаряд конденсатора C по цепи корпус — R_3 — эмиттер-коллектор T_1 — C — R_6 — $(-E_k)$. Когда напряжение U_{62} достигнет нуля, произойдет отпирание транзистора T_2 . В результате этого возникнет лавинообразный процесс опрокидывания, аналогичный рассмотренному выше, и одновибратор возвратится в исходное состояние. Конденсатор C вновь зарядится почти до полного напряжения E_k . Это состояние одновибратора будет сохраняться до прихода следующего импульса.

Длительность импульса, формируемого на коллекторе транзистора T_2 ,

$$t_n = CR_6 \ln \{1 + [E_k / (E_k + I_{к0}R_6)]\},$$

или при более грубом приближении

$$t_n = CR_6 \ln 2 \approx 0,7CR_6.$$

Время восстановления одновибратора зависит от времени заряда конденсатора C и находится из соотношения

$$t_{в} = 3\tau_{зар} \approx 3C \{R_{к1} + [R_3R_{к2} / (R_3 + R_{к2})]\} \approx 3C(R_{к1} + R_3).$$

Для нормальной работы одновибратора необходимо, чтобы к приходу следующего запускающего импульса процесс восстановления

закончился. Отсюда следует, что период повторения запускающих импульсов

$$T = t_{\text{н}} + t_{\text{в}}.$$

Амплитуда выходного импульса на коллекторе транзистора T_2

$$U_m = E_{\text{к}} R_{\text{к}2} / (R_{\text{к}2} + R_3).$$

Наряду с базовым запуском одновибратора на практике часто применяется диодный коллекторный запуск импульсом положительной полярности (рис. 16.8, б). Диодный запуск по цепи коллектора (как и в случае триггера) обладает тем преимуществом, что в процессе опрокидывания диод отключает одновибратор от цепи запуска и повышает устойчивость запуска.

6. РАЗНОВИДНОСТИ ОДНОВИБРАТОРОВ

Кроме одновибратора с эмиттерной связью, на практике применяются одновибраторы с коллекторно-базовыми связями (рис. 16.9, а). В исходном состоянии транзистор T_1 насыщен, T_2 заперт. Насыщенное состояние T_1 обеспечивается резистором $R_{\text{б}1}$, для

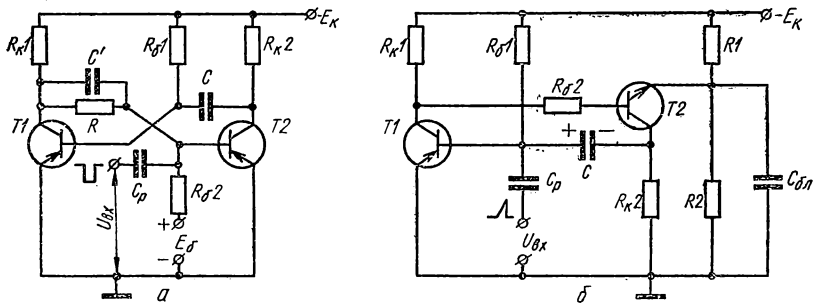


Рис. 16.9. Варианты схем одновибратора:

а — с коллекторно-базовыми связями; б — на транзисторах с разным типом проводимости.

чего выбирается сопротивление $R_{\text{б}1} \leq \beta R_{\text{к}1}$. Транзистор T_2 поддерживается в запертом состоянии за счет внешнего источника положительного смещения $+E_6$.

Под действием запускающего импульса отрицательной полярности одновибратор опрокидывается в состояние квазиравновесия, при котором T_1 заперт, а T_2 насыщен. По истечении времени перезаряда конденсатора C через резистор R_6 до нулевого напряжения происходит опрокидывание одновибратора в исходное состояние.

Недостатком описанного одновибратора является необходимость в дополнительном источнике смещения. Этого недостатка лишена схема одновибратора на транзисторах с разным типом проводимости (рис. 16.9, б).

В исходном состоянии оба транзистора насыщены. Насыщенное состояние $p-n-p$ -транзистора $T1$ поддерживается за счет выбора резистора с сопротивлением $R_{б1} \leq \beta R_{к1}$. В этом случае транзистор $T1$ можно считать эквипотенциальной точкой. Насыщение $n-p-n$ -транзистора $T2$ достигается выбором резистора с сопротивлением $R_{б2} \leq \beta R_{к2}$, через которое на базу $T2$ подается положительное напряжение от $+E_k$. Времязадающий конденсатор C по цепи корпус — эмиттер-база $T1$ — коллектор-эмиттер $T2$ — $R1$ — ($-E_k$) заряжен до напряжения $U_C = E_k R_2 / (R_1 + R_2)$ с полярностью, показанной на рис. 16.9, б.

При подаче запускающего импульса транзистор $T1$ запирается, на базу $n-p-n$ -транзистора $T2$ подается отрицательное напряжение с коллектора $T1$, вызывая запирающее действие на $T2$.

Во время состояния квазиравновесия оба транзистора заперты и происходит перезаряд конденсатора C через резисторы $R_{б1}$, $R_{к2}$ и источник питания E_k . В момент, когда положительное напряжение, приложенное между базой и эмиттером $T1$, станет равным нулю, произойдет опрокидывание одновибратора в исходное состояние.

Недостатком одновибратора является малая экономичность, так как в исходном состоянии оба транзистора насыщены. При большой скважности запускающих импульсов энергия, потребляемая одновибратором, во много раз превосходит энергию, реализуемую во время импульса, когда транзисторы заперты.

7. ОДНОВИБРАТОРЫ НА ПОЛЕВЫХ И ОДНОПЕРЕХОДНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Автоколебательные мультивибраторы на полевых и однопереходных транзисторах могут работать и в одновибраторном (ждущем) режиме, если соответствующим образом выбрать их параметры. Рассмотрим работу одновибратора с МДП-транзисторами (рис. 16.10, а). В этой схеме $ПТ1$ и $ПТ2$ — МДП-транзисторы с индуцированным каналом, $ПТ3$ — со встроенным каналом.

В исходном состоянии устойчивого равновесия полевой транзистор $ПТ3$ открыт, так как напряжение на его затворе равно нулю. Напряжение на стоке $ПТ3$ имеет малую положительную величину и подается на затвор $ПТ2$, вследствие чего последний заперт. Время задающий конденсатор C практически заряжен до напряжения источника питания E_C с полярностью, показанной на рис. 16.10, а.

При поступлении положительного запускающего импульса на затвор $ПТ1$ последний открывается и шунтирует $ПТ2$. В этот момент времени напряжение отрицательной полярности на конденсаторе C прикладывается между затвором и истоком полевого транзистора $ПТ3$ и он запирается. В результате повышения напряжения на стоке $ПТ3$, а следовательно, и на затворе $ПТ2$ МДП-транзистор $ПТ2$ полностью открывается и наступает состояние квазиравновесия. Конденсатор C начинает разряжаться через резистор R и малое сопротивление участка сток—исток $ПТ2$. Разряд продолжается

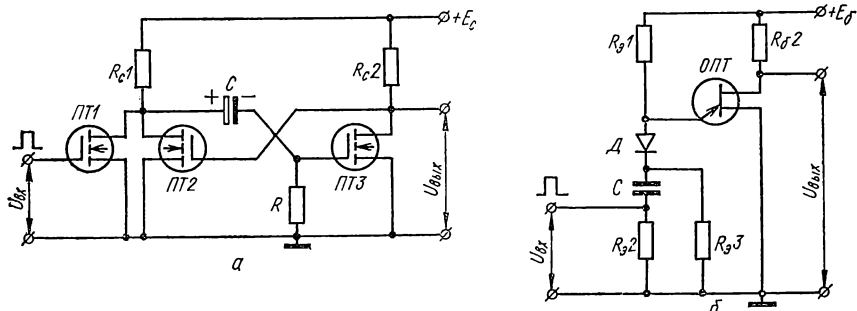


Рис. 16.10. Схемы одновибраторов на транзисторах:
а — полевых; б — однопереходных.

до тех пор, пока напряжение на конденсаторе C станет равным напряжению отпирания транзистора $ПТ3$. В этот момент схема возвращается в исходное состояние, в результате которого $ПТ3$ отпирается, а $ПТ2$ запирается. После этого конденсатор C вновь заряжается и схема восстанавливает свои свойства.

Одна из схем одновибратора на однопереходном транзисторе показана на рис. 16.10, б.

В исходном состоянии $ОПТ$ выключен, а времязадающий конденсатор C заряжен до напряжения $U_C \approx E_б / (1 + (R_{з1} / R_{з3}))$. Запускающий положительный импульс поступает на катод диода D и запирает его. Ток эмиттера увеличивается и определяется теперь только резистором $R_{з1}$. Так как ток эмиттера при соответствующем выборе $R_{з1}$ становится больше тока включения $ОПТ$, последний включается и наступает состояние квазиравновесия. Во время квазиравновесного состояния конденсатор C разряжается через резисторы $R_{з2}$, $R_{з3}$ (диод D заперт). Когда напряжение на конденсаторе C станет равным напряжению на эмиттере $ОПТ$, отпирается диод D и эмиттерный ток резко уменьшается. В результате этого $ОПТ$ выключается, схема возвращается в исходное состояние и начинается заряд времязадающего конденсатора C .

8. ОДНОВИБРАТОРЫ НА ДИНИСТОРАХ И ТИРИСТОРАХ

Одновибраторы на динисторах и тиристорах, применяемые в качестве бесконтактных реле времени и напряжения, формирователей мощных импульсов с крутым фронтом и т. д., могут иметь в качестве устойчивого состояния или состояние выключено (1-й режим), или состояние включено (2-й режим). Простейшая схема одновибратора на динисторе показана на рис. 16.11, а.

В первом режиме динистор выключен (рис. 16.11, б, точка 1). После включения динистора входным отрицательным импульсом

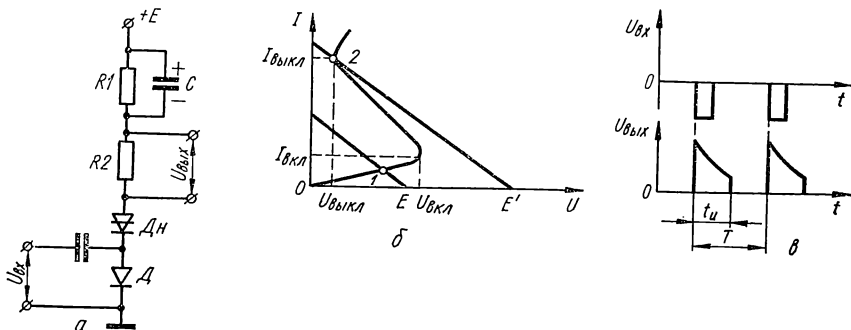


Рис. 16.11. Одновибратор на динисторе:
а — схема; б — нагрузочные прямые; в — временные диаграммы.

$U_{вх}$ конденсатор C начинает заряжаться и анодный ток постепенно убывает. Динистор выключается, когда ток достигает величины $I_{выкл}$. Далее конденсатор разряжается. Временные диаграммы входных и выходных импульсов показаны на рис. 16.11, в.

Условия обеспечения одного состояния устойчивого равновесия в режиме «выключено» и одного состояния квазиравновесия записываются в виде

$$E < U_{вкл}; \quad E < U_{доп}; \quad E/(R_1 + R_2) < I_{выкл}.$$

При этом обычно выполняются неравенства $R_2 \ll R_1$, $U_{вкл}/R_2 > I_{выкл}$.

Схема одновибратора может работать и во втором режиме, характеризующемся устойчивым состоянием равновесия «включено». Для этого необходимо выбрать рабочую точку в положении 2 (рис. 16.11, б). После подачи входного положительного импульса динистор выключается и напряжение на его аноде определяется разностью напряжений источника питания E и конденсатора C , т. е. становится меньше величины $U_{вкл}$. В исходное состояние динистор возвращается по истечении некоторого времени, когда вследствие разряда конденсатора C через резистор $R1$ $E - U_C \geq U_{вкл}$.

Сопротивление резистора R_1 следует выбирать возможно большим, чтобы уменьшить емкость конденсатора C при заданной длительности импульса. Малая величина C дает возможность снизить токи утечки.

Условия обеспечения состояний устойчивого равновесия и квазиравновесия в этом случае

$$E > U_{\text{вкл}}; E/R_1 > I_{\text{выкл}}; (E - U_{\text{вкл}})/R_1 > I_{\text{выкл}}.$$

Схема одновибратора на тиристоре показана на рис. 16.12, а. Величины E и R выбраны так, что в исходном состоянии тиристор выключен, а конденсатор заряжен до напряжения, близкого к E . При подаче запускающего импульса на управляющий электрод

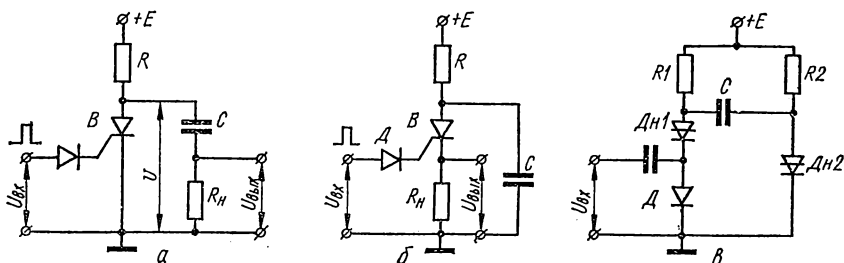


Рис. 16.12. Схемы одновибратора:

а — на тиристоре с нагрузочным сопротивлением в анодной цепи; б — на тиристоре с нагрузочным сопротивлением в катодной цепи; в — на двух диодах.

характеристика тиристора начинает спрямляться, тиристор включается и схема оказывается в режиме квазиравновесия. В этом режиме конденсатор C разряжается через открытый тиристор и сопротивление $R_н$. Как только напряжение на конденсаторе C уменьшится до напряжения, равного напряжению выключения тиристора, происходит обратное опрокидывание, тиристор выключается и далее идет восстановление исходного состояния — заряд конденсатора C .

Вариант схемы одновибратора на тиристоре с нагрузкой в катодной цепи изображен на рис. 16.12, б. Если вместо конденсатора C в предыдущей схеме применить линию задержки, то форма импульса на нагрузке будет близка к прямоугольной. Вариант схемы одновибратора на двух диодах показан на рис. 16.12, в. Здесь диоды и параметры E , R_1 , R_2 выбираются таким образом, что в исходном состоянии диод $Дн2$ включен, конденсатор C заряжен до напряжения $U_C \approx E$, $Дн1$ — выключен. При подаче запускающего импульса $U_{\text{вх}}$ отрицательной полярности отпирается диод $Дн1$ и напряжением на конденсаторе C запирается $Дн2$.

Это состояние схемы является квазиравновесным: конденсатор C перезаряжается через $R2$ и D . Когда $U_C = -U_{вкл2}$, отпирается $Dн2$ и запирается $Dн1$, после чего конденсатор C вновь заряжается и восстанавливается исходное состояние равновесия.

Пример. Рассчитать симметричный мультивибратор с коллекторно-базовыми емкостными связями при следующих исходных данных: амплитуда выходного импульса $U_m = 10$ В, частота выходных импульсов $f = 1$ кГц, длительность фронта $t_\phi = 1,5$ мкс.

Напряжение источника питания

$$E_k = (1,1 \dots 1,2) U_m = 1,2 \cdot 10 = 12 \text{ В.}$$

Транзисторы выбираются из условий

$$f_a \geq \frac{1}{2\pi t_\phi} = \frac{1}{6,28 \cdot 1,5 \cdot 10^{-6}} \approx 105 \text{ кГц;}$$

$$U_{к. доп} \geq 2E_k = 2 \cdot 12 = 24 \text{ В.}$$

Согласно этим данным выбираем транзистор МП21Г с параметрами $U_{к. доп} = 30$ В; $I_{к. доп} = 300$ мА; $f_a = 1,0$ МГц; $\beta = 20 \dots 80$.

Определяем сопротивление в коллекторной цепи

$$R_k = E_k / I_{к. н} = 12 / (10 \cdot 10^{-3}) = 1,2 \text{ кОм.}$$

Принимаем $R_k = 1$ кОм.

По формуле (16-5) сопротивления базовых времязадающих резисторов

$$R_G \leq 20 \cdot 1 \cdot 10^3 = 20 \text{ кОм.}$$

Принимаем $R_G = 18$ кОм.

Согласно (16-4) емкость времязадающих конденсаторов

$$C_G = 1 / (1,4 \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 18 \cdot 10^3) = 0,04 \text{ мкФ.}$$

Принимаем $C = 0,04$ мкФ.

Глава 17

БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРЫ И ГЕНЕРАТОРЫ ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

1. АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫЙ БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОР

Блокинг-генератор представляет собой однокаскадный ключ, замкнутый с помощью трансформатора в кольцевую схему с сильной положительной обратной связью, и является генератором мощных импульсов с длительностью от долей микросекунды до долей миллисекунды и скважностью, изменяющейся в пределах от единиц до нескольких тысяч или даже десятков тысяч. Практически такая скважность не может быть получена ни от одного

другого автогенератора импульсов. Генерируемые импульсы близки по форме к прямоугольным и имеют амплитуду, почти равную напряжению источника питания. При использовании дополнительной повышающей обмотки импульсного трансформатора амплитуда импульсов может во много раз превышать напряжение источника питания.

Блокинг-генератор, как и мультивибратор, может работать в режимах автоколебательном, ждущем и синхронизации. Транзистор в схему блокинг-генератора может включаться по любой из

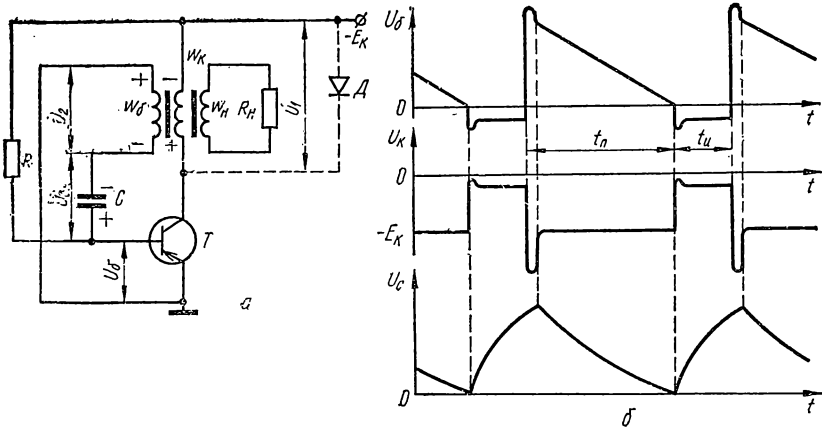


Рис. 17.1. Блокинг-генератор с ОЭ в автоколебательном режиме: а — принципиальная схема; б — временные диаграммы.

трех схем: ОЭ, ОБ, ОК. Наибольшее распространение получил блокинг-генератор на транзисторе с ОЭ (рис. 17.1). В цепь коллектора транзистора включена обмотка ω_k импульсного трансформатора, в цепь базы — обмотка ω_3 обратной связи между коллектором и базой транзистора, а в цепь нагрузки — повышающая обмотка ω_n . Коллекторная и базовая обмотки импульсного трансформатора включены встречно, что обеспечивает положительную обратную связь. К базе транзистора подключена времязадающая цепь (R и C), которая определяет частоту следования импульсов.

Условия самовозбуждения (13-14), (13-15) применительно к схеме блокинг-генератора могут быть записаны в общем виде

$$\varphi_k + \varphi_n = 2\pi; \quad K/n \geq 1, \quad (17-1)$$

где $n = \omega_3/\omega_k$ — коэффициент трансформации импульсного трансформатора; φ_k — угол сдвига фазы, создаваемый ключом; φ_n — угол сдвига фазы, создаваемый импульсным трансформатором.

С учетом коэффициента усиления ключа условием баланса амплитуд, выраженным через элементы схемы, является

$$\beta \geq n [1 + (R'_{вх}/R'_n)],$$

где $R'_n = R_n/n^2$ и $R'_{вх} = R_{вх}/n^2$ — сопротивление нагрузки и входное сопротивление ключа, приведенные к коллекторной обмотке w_k .

Рассмотрим работу блокинг-генератора с момента начала перезаряда конденсатора C . На этом этапе транзистор T заперт, а конденсатор C , заряженный в предыдущем цикле работы до максимального напряжения $U_C = U_{C \text{ макс}}$, медленно перезаряжается. Полярность напряжения на конденсаторе показана на рис. 17.1, а. Перезаряжается конденсатор C по цепи корпус—обмотка $w_b - C - R_{\text{экв}} - (-E_k)$. Согласно эквивалентной схеме цепи перезаряда (рис. 17.2)

$$R_{\text{экв}} = Rr_k/(R + r_k).$$

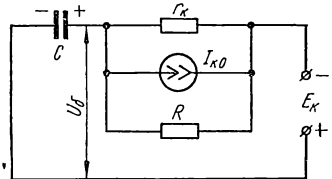


Рис. 17.2. Эквивалентная схема разряда времязадающего конденсатора блокинг-генератора.

Для уменьшения влияния температуры окружающей среды выбирают $R \ll r_k$. Тогда $R_{\text{экв}} \approx R$. В эквивалентной схеме (рис. 17.2) отсутствует базовая обмотка w_b , так как ЭДС самоиндукции U_2 , возникающая в базовой обмотке, при протекании медленно изменяющегося тока перезаряда практически равна нулю и, следовательно, влиянием базовой обмотки на этом этапе можно пренебречь. Напряжение на базе $U_b = U_C$ положительно, и транзистор T удерживается в запертом состоянии. Конденсатор C стремится перезарядиться до напряжения $-E_k$. К этому же значению стремится U_b . Однако в момент времени, когда U_b достигает нулевого уровня, транзистор отпирается и перезаряд конденсатора прекращается. Во время перезаряда конденсатора напряжение на коллекторе транзистора равно $-E_k$, и в этот период формируется пауза между генерируемыми импульсами.

Длительность паузы

$$t_p = CR \ln \{1 + [U_{C \text{ макс}}/(E_k + I_{к0}R)]\},$$

где $U_{C \text{ макс}} = nE_k (1 - e^{-[t_n/(CR_{вх})]}) \approx nE_k$ — максимальное значение напряжения на конденсаторе C .

Для обеспечения температурной стабилизации паузы необходимо, чтобы $R \leq E_k/10I_{к0 \text{ макс}}$.

В момент отпираания транзистора появляется базовый и коллекторный токи. Приращение коллекторного тока вызывает ЭДС самоиндукции U_1 в коллекторной обмотке w_k , за счет чего в базовой обмотке w_b наводится ЭДС U_2 отрицательной полярности относи-

тельно базы (полярности ЭДС показаны на рис. 17.1, а). В результате напряжение U_6 уменьшится, а токи базы и коллектора еще более возрастут и т. д. Этот процесс носит лавинообразный характер и заканчивается насыщением транзистора. В режиме насыщения транзистор не обладает усилительными свойствами, что нарушает условия самовозбуждения. На этом этапе формируется фронт генерируемого импульса. Напряжение на конденсаторе практически не меняется, так как длительность фронта незначительна, а напряжение на коллекторе достигает почти нулевого значения. Длительность фронта импульса

$$t_{\phi} \approx 3n\tau_{\alpha} [1 + (R'_{\text{вх}}/R'_n)]$$

и имеет минимальную величину при оптимальном коэффициенте трансформации $n_0 = \sqrt{R'_{\text{вх}}/R'_n}$. В этом случае сопротивление нагрузки согласовано со входным сопротивлением ($R'_n = R'_{\text{вх}}$), условие (17-1) максимально, скорость регенеративного процесса наибольшая, а длительность фронта $t_{\phi} \approx 6n_0\tau_{\alpha}$. На практике n_0 выбирают в пределах от 0,1 до 0,8.

После окончания фронта начинается формирование вершины импульса. На этом этапе ток базы перестает управлять током коллектора, скорость изменения последнего становится равной нулю и наводимая в базовой обмотке ЭДС U_2 начинает падать, что приводит к уменьшению базового тока транзистора и возникновению в базовой обмотке ЭДС самоиндукции, препятствующей уменьшению базового тока. При этом ЭДС самоиндукции имеет ту же полярность, что и наводимая ЭДС U_2 . Наличие ЭДС самоиндукции в обмотке w_6 приводит к заряду конденсатора базовым током. Цепь заряда корпус — эмиттер-база $T-C$ — обмотка w_6 — корпус. Ввиду малого сопротивления эмиттерного перехода насыщенного транзистора T напряжение на конденсаторе повышается достаточно быстро и достигает величины $U_{C\text{макс}} \approx nE_K$. Одновременно с этим повышается напряжение на базе UC_6 , а базовый ток уменьшается. В некоторый момент транзистор переходит из режима насыщения в активный режим и начинают выполняться условия самовозбуждения. Формирование вершины импульса заканчивается.

Длительность импульса в предположении $\tau_{\beta} \ll \tau_C$

$$t_{\text{и}} \approx L_K [(n\beta/R_{\text{вх}}) - (n^2/R_n)],$$

где L_K — индуктивность коллекторной обмотки.

На этапе формирования среза импульса уменьшение коллекторного тока вызывает появление ЭДС самоиндукции U_1 в коллекторной обмотке и ЭДС U_2 в базовой обмотке импульсного трансформатора с полярностью, противоположной той, которая обозначена на рис. 17.1, а. Благодаря действию положительной обратной связи

в схеме возникает обратный лавинообразный процесс. Во время этого процесса токи коллектора и базы резко уменьшаются и транзистор запирается. Так как процессы при формировании среза импульса аналогичны процессам при формировании фронта импульса, то длительность среза t_c имеет приблизительно ту же величину, что и длительность фронта t_ϕ .

В момент запираания транзистора ток в коллекторной обмотке не равен нулю и не может мгновенно прекратиться, поэтому возникает ЭДС самоиндукции, препятствующая исчезновению тока в обмотке ω_k . В результате на коллекторе появляется отрицательный выброс напряжения с амплитудой

$$\Delta U_m \approx 0,74 E_k R_n t_n / (n_n^2 L_k).$$

Напряжение между коллектором и эмиттером в этот момент достигает величины $U_{кэ. макс} = E_k + \Delta U_m$, превышающей напряжение источника питания. Длительность отрицательного выброса напряжения

$$t_b \approx 3n_n^2 L_k / R_n.$$

Для уменьшения величины выброса одну из обмоток импульсного трансформатора, например ω_k , шунтируют диодом D , как показано штрихами на рис. 17.1, *а*. Далее процессы в схеме повторяются.

2. МОДИФИКАЦИИ БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРОВ

Блокинг-генератор с ОБ (рис. 17.3, *а*) используется при повышенных требованиях к стабильности частоты повторения импульсов при изменении температуры окружающей среды. Более высокая стабильность частоты в этой схеме объясняется тем, что обратный ток эмиттера $I_{э0}$ много меньше $I_{к0}$, и поэтому влияние $I_{э0}$ на процесс перезаряда времязающего конденсатора, включенного в эмиттерную цепь, будет меньше, чем в схеме ОЭ. Кроме того, так как в схеме ОБ коэффициент передачи по току α имеет более высокую стабильность, чем β в схеме ОЭ, то стабилизируется и длительность импульса.

Условие баланса амплитуд (17-1) для блокинг-генератора с ОБ

$$\alpha/n \geq 1, \quad (17-2)$$

где $n = \omega_э/\omega_k$.

Отсюда следует, что для возникновения регенеративного процесса необходимо, чтобы $n \ll 1$. Поэтому скорость регенеративного процесса в блокинг-генераторе с ОБ обычно меньше, чем с ОЭ. Это приводит к возрастанию длительности фронта и среза импульса.

Длительность же импульса в схеме ОБ можно получить меньше, чем в схеме ОЭ, так как заряд конденсатора C в первом случае происходит током эмиттера, который значительно больше тока базы во втором случае. Процессы, протекающие в блокинг-генераторе с ОБ, не отличаются от процессов в аналогичной схеме ОЭ. Временные диаграммы напряжений блокинг-генератора с ОБ изображены на рис. 17.3, б.

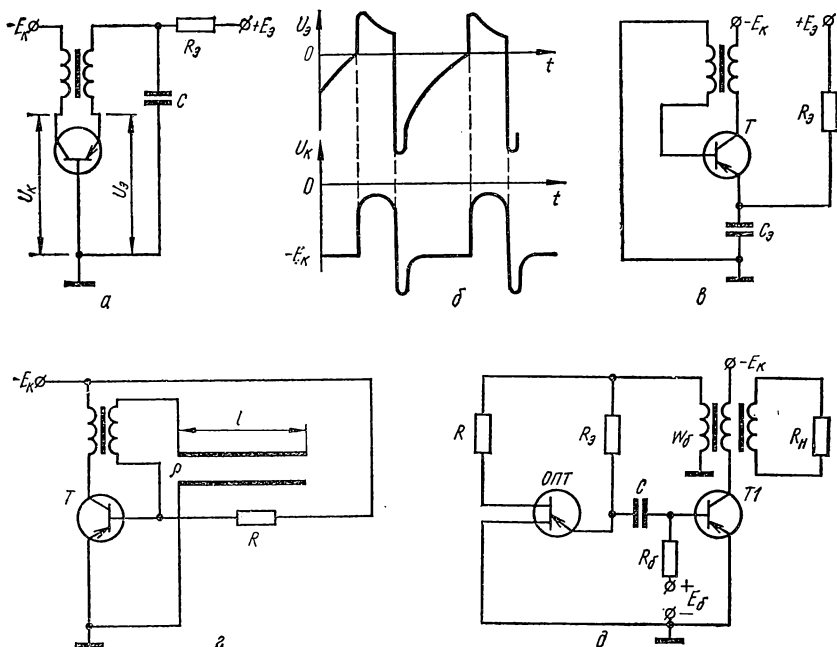


Рис. 17.3. Схемы блокинг-генератора:

а — с общей базой; б — временные диаграммы схемы ОБ; а — с эмиттерным конденсатором; в — с длинной линией; д — с однопереходным транзистором для стабилизации длительности импульсов.

Недостатком блокинг-генератора с ОБ является трудность обеспечения условий самовозбуждения, так как коэффициент передачи тока в схеме ОБ $\alpha < 1$.

Другим вариантом автоколебательного блокинг-генератора, совмещающим преимущества схем ОЭ и ОБ, является блокинг-генератор с эмиттерным конденсатором (рис. 17.3, б). Условия самовозбуждения такого генератора те же, что в схеме ОЭ, а стабильность — что в схеме ОБ.

К недостаткам блокинг-генератора с эмиттерным конденсатором следует отнести экспоненциальную форму вершины выходного импульса напряжения.

Для повышения стабильности длительности генерируемых импульсов можно применить блокинг-генератор с длинной линией, разомкнутой на конце (рис. 17.3, *з*), которая включена вместо времязадающего конденсатора C . Принцип действия такого блокинг-генератора состоит в следующем. В течение паузы между импульсами длинная линия будет перезаряжаться как обычный конденсатор. В момент отпирания транзистора приращение напряжения на базовой обмотке делится между входными сопротивлениями длинной линии ρ и транзистора. Волна напряжения начинает распространяться вдоль длинной линии. Через время, равное двойному времени пробега волны напряжения вдоль линии, напряжение на входных зажимах линии удвоится и будет положительно относительно базы. При правильно выбранных параметрах схемы происходит принудительное обратное опрокидывание. Длительность импульсов определяется в основном параметрами длинной линии.

На практике вместо отрезка длинной линии обычно используют искусственные формирующие линии, описанные в гл. 13 и состоящие из LC -звеньев. В этом случае длительность выходных импульсов $t_n = 2N\sqrt{LC}$ и мало зависит от температуры окружающей среды, режима работы и параметров транзистора. Здесь N — количество LC -звеньев.

Если сопротивление времязадающего резистора R сделать равным волновому сопротивлению линии ρ , то на выходе блокинг-генератора (на коллекторе) получаются прямоугольные импульсы со скважностью, равной двум. При этом длительность паузы будет равна длительности импульса, а период повторения импульсов $T = 4N\sqrt{LC}$.

При указанном выборе параметров будет происходить стабилизация и длительности импульсов, и частоты их повторения.

При большой длительности выходных импульсов использование для стабилизации искусственных линий с LC -звеньями невозможно. В этом случае целесообразно применять однопереходные транзисторы, имеющие высокую стабильность напряжения включения (рис. 17.3, *д*).

В момент отпирания n - p - n -транзистора $T1$ на базовой обмотке импульсного трансформатора возникает ЭДС положительной полярности относительно базы $T1$, способствующая его отпиранию. Эта ЭДС, прикладываясь к электродам однопереходного транзистора OPT , выполняет роль напряжения питания. В процессе формирования вершины импульса ($T1$ насыщен) происходит заряд время-

задающего конденсатора C и напряжение на эмиттере $ОПТ$ увеличивается. При соответствующем выборе элементов схемы $ОПТ$ включается раньше, чем $T1$ выходит из насыщения. Между базой и эмиттером транзистора $T1$ оказывается приложенным напряжение конденсатора C с запирающей полярностью. В результате происходит форсированное запираение транзистора $T1$ и более раннее окончание импульса, т. е. стабилизация длительности выходного импульса.

Схема с однопереходным транзистором стабилизирует длительность импульса при изменении напряжения питания и сопротивления нагрузки R_n .

3. ЖДУЩИЕ БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРЫ

Блокинг-генератор из автоколебательного режима в ждущий переводится запираением транзистора по базе положительным напряжением $E_б$ (рис. 17.4, а) или по эмиттеру — отрицательным напряжением на резисторе $R2$ делителя $R1R2$ (рис. 17.4, б). Преимуществом последней схемы является отсутствие дополнительного источника смещения $E_б$, недостатком — уменьшение амплитуды импульса на коллекторе транзистора на величину $U_д$.

В состоянии устойчивого равновесия (исходном состоянии) напряжения на базах запертых транзисторов (рис. 17.4, а, б) соответственно

$$U_{б.з} = E_б - I_{к0}R_б > 0; \quad U_{б.з} = U_д - I_{к0}R_б > 0,$$

а времязадающие конденсаторы C заряжены соответственно до напряжений

$$U_C = U_{б.з} = E_б - I_{к0}R_б; \quad U_C = -I_{к0}R_б \approx 0.$$

Напряжения на коллекторах транзисторов в обоих случаях равны $U_к = -E_к$.

Для запуска ждущих блокинг-генераторов в цепь базы необходимо подать отпирающий импульс напряжения $U_{вх}$, вызывающий лавинообразный процесс формирования фронта импульса. Амплитуда отпирающего импульса должна быть $U_{вх м} > U_{б.з}$. Далее процессы протекают аналогично рассмотренным выше в автоколебательных блокинг-генераторах.

Обычно используются два способа запуска — последовательный и параллельный. При последовательном запуске генератор запускающих импульсов необходимо включить в разрыв базовой цепи. Так как внутреннее сопротивление генератора запускающих импульсов должно быть минимальным, то в качестве выходного каскада генератора используется эмиттерный повторитель (рис. 17.4, в).

При параллельном запуске внутреннее сопротивление генератора запускающих импульсов должно быть возможно большим. Часто используют параллельный запуск блокинг-генераторов непосредственно на базу транзистора через разделительный конденсатор C_p (рис. 17.4, ϵ).

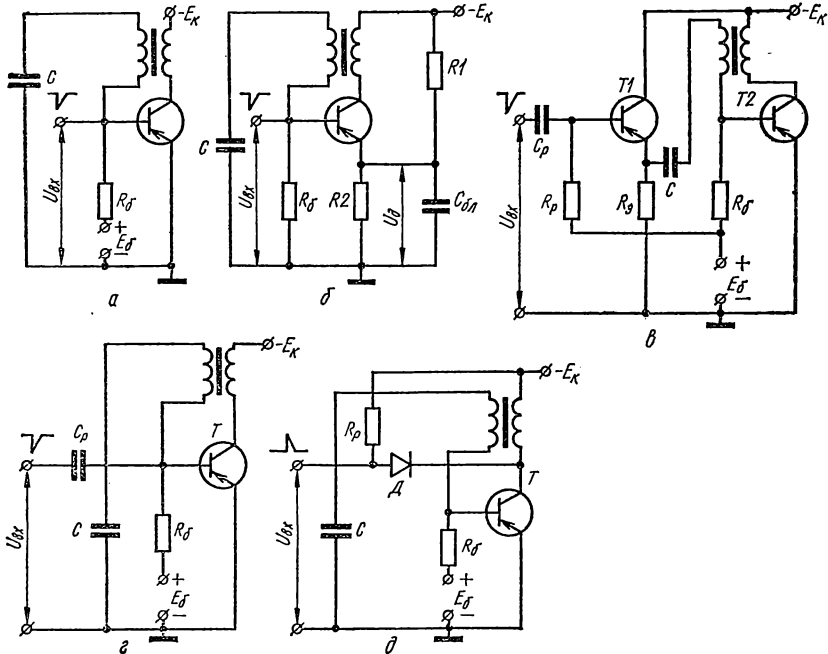


Рис. 17.4. Схемы ждущих блокинг-генераторов:

a — с запирающим по базе; $б$ — с запирающим по эмиттеру; $в$ — с запуском через эмиттерный повторитель; $г$ — с запуском через разделительный конденсатор; $д$ — с запуском через отсекающий диод.

На рис. 17.4, δ показана схема запуска блокинг-генератора через отсекающий диод. Преимуществом такой схемы является отключение генератора запускающих импульсов от блокинг-генератора в моменты формирования выходного импульса. Этим исключается влияние цепи запуска на процессы в схеме блокинг-генератора.

Пример 1. Рассчитать автоколебательный блокинг-генератор с ОЭ (рис. 17.1, a) при следующих исходных данных: амплитуда выходного импульса $U_m = 10$ В, длительность выходного импульса $t_n = 10$ мкс, период повторения импульсов $T = 300$ мкс, сопротивление нагрузки $R_H = 1$ кОм, максимальная температура окружающей среды $t = 20^\circ$ С.

Напряжение источника питания

$$E_k = (1,1 \dots 1,2); U_m = 1,2 \cdot 10 = 12 \text{ В.}$$

Транзисторы выбираем из условий

$$f_a \geq 10/t_n = 10/(10 \cdot 10^{-6}) = 1 \text{ МГц}; \\ U_{k, \text{ доп}} \geq (1,2 \dots 1,8) E_k = (13 \dots 21) \text{ В.}$$

Согласно этим данным выбираем транзистор МП21В с параметрами $U_{k, \text{ доп}} = 35 \text{ В}$; $I_{k, \text{ доп}} = 300 \text{ мА}$; $f_a = 1,5 \text{ МГц}$; $\beta = 20 \dots 100$; $I_{k0 \text{ макс}} = 50 \text{ мкА}$.

Предусматриваем подключение нагрузки через разделительный конденсатор. В этом случае принимается $n_n = \omega_n/\omega_k = 1$.

Выбираем коэффициент трансформации $n = \omega_0/\omega_k$ близким к оптимальному

$$n_0 = \sqrt{R_{\text{вх}}/R_n^r} \approx \sqrt{r_0/R_n} = \sqrt{150/(1 \cdot 10^3)} \approx 0,39.$$

Принимаем $n_0 = 0,4$.

Определяем сопротивление времязадающего резистора из условий:

$$R \leq E_k/(10 I_{k0 \text{ макс}}) = 12/(10 \cdot 50 \cdot 10^{-6}) = 24 \text{ кОм}; \\ R \geq (10 \dots 20) R_{\text{вх}} = (10 \dots 20) \cdot 150 = 3 \text{ кОм.}$$

Принимаем $R = 10 \text{ кОм}$.

Емкость времязадающего конденсатора

$$C = \frac{t_n}{R \ln \left(1 + \frac{U_{C \text{ макс}}}{E_k + I_{k0} R} \right)}.$$

Предварительно определяем

$$t_n = T - t_n = (300 \cdot 10^{-6} - 10 \cdot 10^{-6}) = 290 \cdot 10^{-6} \text{ с}; \\ U_{C \text{ макс}} \approx n_0 E_k = 12 \cdot 0,4 = 4,8 \text{ В.}$$

Тогда $C = \frac{290 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^3 \cdot 0,27} \approx 0,1 \text{ мкФ}$.

Принимаем $C = 0,1 \text{ мкФ}$.

Определяем индуктивность коллекторной обмотки импульсного трансформатора

$$L_k \approx \frac{t_n}{\frac{n\beta}{R_{\text{вх}}} - \frac{n^2}{R_n}} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{\frac{0,4 \cdot 20}{150} - \frac{1}{1 \cdot 10^3}} \approx 0,2 \text{ мГ.}$$

По значениям L_k и n_0 рассчитывается импульсный трансформатор.

4. ГЕНЕРАТОРЫ ПИЛООБРАЗНОГО НАПЯЖЕНИЯ

Генераторы пилообразного напряжения широко используются для получения временных разверток на экране электронно-лучевых трубок в осциллографах и телевизионных приемниках, для сравнения напряжений, для получения регулируемой временной задержки, для преобразования непрерывных величин в дискретные и т. д.

Пилообразное напряжение (рис. 17.5, а) имеет следующие основные параметры: длительность прямого (рабочего) хода $t_{пр}$, длительность обратного хода $t_{обр}$, длительность паузы t_n , период повторения T , амплитуду U_m . Иногда для характеристики пилообразного напряжения используют среднюю скорость прямого хода $k_{ср} = U_m/t_{пр}$. В некоторых случаях длительность паузы равна нулю.

Так как закон изменения реального пилообразного напряжения во время прямого хода близок к линейному, то такое напряжение часто называют линейно изменяющимся. При этом различают линейно нарастающее и линейно падающее напряжение. Для количественной оценки степени линейности пилообразного напряжения во время прямого хода вводят коэффициент нелинейности

$$\epsilon = (k_n - k_k)/k_n = \Delta k/k, \quad (17-3)$$

где k_n , k_k — соответственно скорости изменения напряжения в начале и конце прямого хода.

Обычно получение пилообразного напряжения основано на заряде или разряде конденсатора. При невысоких требованиях к линейности пилообразного напряжения ($\epsilon \geq 10\%$) можно применить простейшую схему заряда или разряда конденсатора через резистор (рис. 17.5, б). При этом для уменьшения нелинейности используют только сравнительно небольшую часть экспоненциального напряжения

$$U_C = E(1 - e^{-t/\tau}). \quad (17-4)$$

Если от выражения (17-4) взять производные dU_C/dt в начале и конце прямого хода пилообразного напряжения и подставить их в (17-3), то коэффициент нелинейности

$$\epsilon = 1 - e^{-t_{пр}/\tau}. \quad (17-5)$$

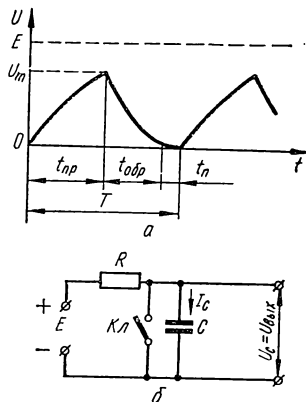


Рис. 17.5. Пилообразные импульсы:

а — форма и основные параметры; б — простейшая схема для получения пилообразного напряжения.

В конце прямого хода пилообразного напряжения при $t = t_{\text{пр}}$ напряжение на конденсаторе $U_C = U_m$, поэтому согласно (17-4)

$$U_m = E(1 - e^{-(t_{\text{пр}}/\tau)}) = E\varepsilon$$

или

$$\varepsilon = U_m/E = \xi, \quad (17-6)$$

где ξ — коэффициент использования напряжения.

Из выражения (17-6) следует, что коэффициент нелинейности численно равен коэффициенту использования напряжения. Для получения высокой линейности пилообразного напряжения необхо-



Рис. 17.6. Структурные схемы генераторов пилообразного напряжения:

а — с токостабилизирующим двухполосником; б, в — идеальная и реальная характеристики ТСД; г — с управляемым источником компенсирующего напряжения.

димо выбирать E во много раз больше U_m , что приводит к плохому использованию напряжения источника питания. Так, например, при ε порядка 1% требуется напряжение питания E порядка единиц киловольт.

Учитывая известное соотношение между током и напряжением на конденсаторе $I_C/C = dU_C/dt$, выражение (17-3) можно переписать в виде

$$\varepsilon = (I_{Cн} - I_{Cк})/I_{Cн}, \quad (17-7)$$

где $I_{Cн}$, $I_{Cк}$ — начальный и конечный токи заряда (разряда) конденсатора.

На основании формулы (17-7) для получения пренебрежимо малой нелинейности пилообразного напряжения необходимо заряжать (разряжать) конденсатор неизменным током. В генераторах с достаточно высокой линейностью пилообразного напряжения для стабилизации зарядного (разрядного) тока в основном применяют токостабилизирующие двухполосники (ТСД) или управляемые источники компенсирующего напряжения (ЭДС). Для первого случая структурная схема генератора пилообразного напряжения изображена на рис. 17.6, а, а идеальная ВАХ ТСД — на рис. 17.6, б.

В исходном состоянии ключ K_l включен, напряжение на конденсаторе C равно нулю, а напряжение на ТСД равно E . В момент включения ключа начинается заряд конденсатора постоянным током I_d . В результате напряжение U_C линейно нарастает, U_d падает и коэффициент нелинейности $\epsilon = 0$. ВАХ реального ТСД имеет некоторый наклон (рис. 17.6, *в*) и отсекает на осях координат отрезки, равные E_0 и I_0 . Коэффициент нелинейности при этом

$$\epsilon = U_m/(E + E_0) = \xi E/(E + E_0), \quad (17-8)$$

или, если учесть обычно выполняющееся неравенство $E_0 \gg E$,

$$\epsilon = U_m/E_0 = \xi E/E_0, \quad (17-9)$$

где $E_0 = I_0 R_{\text{вых}}$ — эквивалентное напряжение; $R_{\text{вых}}$ — выходное сопротивление ТСД.

Из формулы (17-9) следует, что в схеме с ТСД при достаточно малом коэффициенте нелинейности напряжение источника питания используется лучше, чем при заряде конденсатора через резистор.

Для второго случая структурная схема генератора пилообразного напряжения показана на рис. 17.6, *з*. В этой схеме последовательно с конденсатором C и источником питания E включен дополнительный управляемый источник $E_{\text{ком}}$, напряжение которого компенсирует изменение напряжения U_C при заряде (разряде) конденсатора. Суммарное напряжение $E + E_{\text{ком}}$ нарастает (падает) по тому же закону, что и напряжение на конденсаторе. При $E_{\text{ком}} = -U_C$ зарядный (разрядный) ток остается постоянным

$$I_C = (E + E_{\text{ком}} - U_C)/R = E/R = \text{const},$$

а коэффициент нелинейности равен нулю.

Таким образом, получение компенсирующего напряжения основано на механизме действия положительной или отрицательной обратной связи в рассмотренной схеме генератора пилообразного напряжения.

5. ГЕНЕРАТОР С ЗАРЯДОМ КОНДЕНСАТОРА ЧЕРЕЗ РЕЗИСТОР

Схема генератора показана на рис. 17.7, *а* и состоит из интегрирующей RC -цепи и ключа, выполненного на транзисторе. Временные диаграммы напряжений изображены на рис. 17.7, *б*. До поступления входного импульса $U_{\text{вх}}$ ключ включен (насыщен) за счет выбора сопротивления резистора $R_6 \ll \beta R$, а напряжение на конденсаторе C практически равно нулю. В момент поступления положительного запускающего импульса напряжения ключ выключа-

ется, конденсатор начинает заряжаться и напряжение на нем возрастает:

$$U_C = (E_K - I_{K0}R)(1 - e^{-[t/(RC)]}) \approx E_K(1 - e^{-[t/(RC)]}).$$

В момент окончания запускающего импульса ключ включается и ток базы резко увеличивается. Однако транзистор остается в активной области, так как напряжение на коллекторе равно напряжению на конденсаторе C . Разряжается конденсатор через выходное сопротивление транзистора.

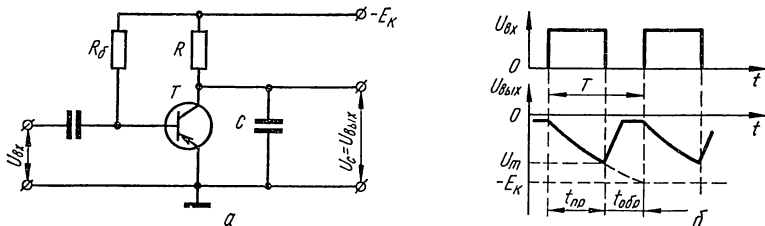


Рис. 17.7. Генератор пилообразного напряжения с зарядом конденсатора через резистор:

a — схема; b — временные диаграммы.

Коэффициент нелинейности пилообразного напряжения

$$\epsilon = U_m/E_K = \xi, \quad (17-10)$$

Длительность прямого хода

$$t_{пр} = CU_m/I_{к.н} = \epsilon CE_K/I_{к.н} = \epsilon CR = \xi CR. \quad (17-11)$$

Длительность обратного хода

$$t_{обр} = t_{пр}/(s - 1), \quad (17-12)$$

где s — степень насыщения транзистора.

6. ГЕНЕРАТОР С ТОКОСТАБИЛИЗИРУЮЩИМ ТРАНЗИСТОРОМ

Схема генератора пилообразного напряжения с разрядом конденсатора через ТСД показана на рис. 17.8 и содержит конденсатор C , токостабилизирующий транзистор $T2$ и ключ на транзисторе $T1$. До начала прямого хода транзистор $T1$ насыщен, $T2$ находится в активной области, конденсатор C заряжен до напряжения $U_{сн} = E_K - I_{к.н1}R_{к1} \approx E_K$, так как сопротивление резистора $R_{к1}$ мало. Активный режим транзистора $T2$ обеспечивается делителем $R_{б2}R_{б3}$, который выбирается сравнительно низкоомным, чтобы ток базы $T2$ мало зависел от тока делителя. Напряжение на базе

$$U_{б2} = E_K R_{б3}/(R_{б2} + R_{б3}), \quad (17-13)$$

а токи эмиттера и коллектора транзистора $T2$ соответственно

$$I_{э2} = U_{э2}/R_{э} \approx U_{б2}/R_{э}; \quad (17-14)$$

$$I_{к2} = I_{э2}/\alpha. \quad (17-15)$$

При подаче на вход положительного импульса напряжения ключ на транзисторе $T1$ выключается и начинается разряд конденсатора C через транзистор $T2$, для которого конденсатор становится источником коллекторного напряжения. По мере разряда конденсатора напряжение коллектор — база транзистора $T2$ уменьшается, однако коллекторный ток $T2$ уменьшается незначительно ввиду малого наклона коллекторных характеристик транзистора. Конденсатор C заряжается практически постоянным током и напряжение на нем изменяется по линейно падающему закону.

Согласно схеме генератора (рис. 17.8) конденсатор C может разрядиться до напряжения $U_{Ск} = U_{б2}$. При этом напряжение между коллектором и базой $T2$ равно нулю.

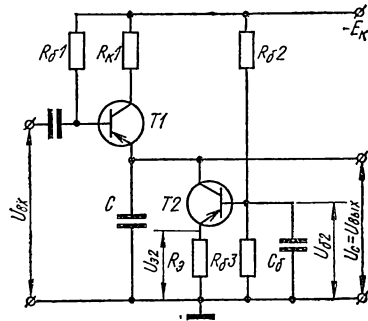


Рис. 17.8. Схема генератора пилообразного напряжения с токостабилизирующим транзистором.

Максимальная амплитуда пилообразного напряжения

$$U_{m \text{ макс}} = E_{к} - I_{к.н} R_{к1} - U_{б2}. \quad (17-16)$$

Коэффициент нелинейности пилообразного напряжения

$$\epsilon = \xi E_{к}/E_0, \quad (17-17)$$

где $E_0 = I_{э2} R_{ввых}/\alpha$.

В момент окончания запускающего импульса транзистор $T1$ выключается и конденсатор C заряжается через $T1$ и резистор $R_{к1}$.

Длительность обратного хода пилообразного напряжения

$$t_{обр} = 3CR_{к1}. \quad (17-18)$$

Для уменьшения длительности обратного хода сопротивление резистора $R_{к1}$ целесообразно выбирать небольшим. Минимальная величина этого сопротивления

$$R_{к1} \leq U_m/I_{к. доп}. \quad (17-19)$$

Емкость конденсатора

$$C = I_{к2} t_{пр}/U_m. \quad (17-20)$$

7. ГЕНЕРАТОР С КОМПЕНСИРУЮЩИМ ИСТОЧНИКОМ НАПЯЖЕНИЯ

Схема генератора пилообразного напряжения с управляемым источником компенсирующего напряжения показана на рис. 17.9. Сравнивая эту схему со структурной схемой, изображенной на рис. 17.6, *г*, можно отметить, что на транзисторе *T1* выполнен ключ, роль источника постоянного напряжения *E* выполняет конденсатор *C*₀ большой емкости, источником управляемого компенсирующего напряжения служит эмиттерный повторитель, собранный на

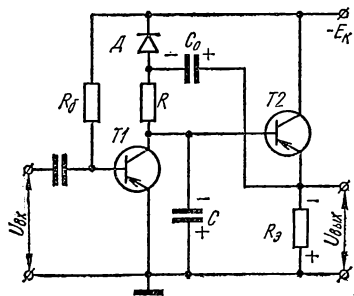


Рис. 17.9. Схема генератора пилообразного напряжения с источником компенсирующего напряжения.

транзисторе *T2*, диод *D* является коммутирующим.

Рассмотрим работу схемы подробнее. В исходном состоянии транзистор *T1* насыщен и напряжение на конденсаторе *C* близко к нулю. За счет малого отрицательного напряжения на коллекторе транзистора *T1*, подаваемого на базу *T2*, последний находится в активном режиме вблизи области отсечки. При этом его коллекторный ток мал и выходное напряжение практически равно нулю. Конденсатор *C*₀ заряжен до напряжения, равного *E*_к, с полярностью,

показанной на рис. 17.9. При поступлении положительного импульса напряжения на базу транзистора *T1* ключ выключается и конденсатор *C* заряжается с полярностью, показанной на рис. 17.9. В первоначальный момент заряд конденсатора происходит по цепи корпус — *C* — *R* — *D* — ($-E_K$). Нарастающее отрицательное напряжение с конденсатора *C* подается на вход эмиттерного повторителя, что вызывает увеличение отрицательного напряжения на выходе эмиттерного повторителя на ту же величину, так как коэффициент передачи по напряжению близок к единице. Выходное напряжение $U_{вых}$ эмиттерного повторителя складывается с напряжением на конденсаторе *C*₀, результирующее отрицательное напряжение становится больше *E*_к и запирает диод *D*. С этого момента заряд конденсатора *C* продолжается уже по новой цепи: корпус — *C* — *C*₀ — эмиттер-коллектор *T2* — ($-E_K$). Так как в течение большей части времени заряд происходит через эмиттерный повторитель, представляющий собой управляемый источник компенсирующего напряжения, то напряжение на конденсаторе *C* и на выходе эмиттерного повторителя является линейно нарастающим.

Коэффициент нелинейности пилообразного напряжения

$$\epsilon = U_m [(1 - K_U) + (C/C_0) + (R/R_{вх})]/E_{к}, \quad (17-21)$$

где K_U — коэффициент передачи по напряжению эмиттерного повторителя; $R_{вх}$ — его входное сопротивление.

Как следует из формулы (17-21), для повышения линейности необходимо, чтобы коэффициент передачи K_U был возможно ближе к единице, а $R_{вх}$ — возможно больше. Поэтому для уменьшения ϵ целесообразно в эмиттерном повторителе применять составной транзистор, рассмотренный в гл. 14.

В момент окончания входного импульса транзистор $T1$ отпирается и начинается процесс формирования обратного хода пилообразного напряжения (процесс восстановления схемы). Сначала происходит разряд конденсатора C через транзистор $T1$, находящийся в активном режиме вследствие достаточно большого напряжения на его коллекторе. Уменьшение напряжения на конденсаторе C приводит к уменьшению выходного напряжения $U_{вых}$ эмиттерного повторителя. При почти полном разряде C диод D отпирается и начинается подзарядка конденсатора C_0 по цепи корпус — R_3 — C_0 — D — $(-E_{к})$. Ток заряда увеличивает падение напряжения на сопротивлении R_3 , что вызывает временное запирание транзистора $T2$. После окончания подзарядки конденсатора C_0 транзистор $T2$ отпирается и обратный ход пилообразного напряжения заканчивается.

Длительность обратного хода в основном определяется временем подзарядки конденсатора C_0

$$t_{обр} \approx 3C_0R_3. \quad (17-22)$$

Эффективным способом уменьшения времени обратного хода является применение составного транзистора, который при небольшом сопротивлении резистора R_3 позволяет получить достаточно большое входное сопротивление эмиттерного повторителя

$$R_{вх} = \beta_1\beta_2\dots\beta_nR_3,$$

где $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n$ — коэффициенты усиления по току транзисторов, входящих в составной.

8. ГЕНЕРАТОРЫ НА ПОЛЕВЫХ И ОДНОПЕРЕХОДНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Достаточно высокие токостабилизирующие свойства полевых транзисторов и высокая стабильность напряжения включения однопереходных транзисторов при сравнительно малой зависимости параметров этих транзисторов от температуры позволяют успешно

их применять в генераторах пилообразного напряжения. Особенно перспективно в таких генераторах совместное использование полевых, однопереходных и биполярных транзисторов.

На рис. 17.10, а изображена схема автоколебательного генератора пилообразного напряжения на полевом и однопереходном транзисторах. В этой схеме полевой транзистор *ПТ1* является токостабилизирующим, а однопереходный транзистор *ОПТ* выполняет роль ключа. В момент включения источника питания *ОПТ* выключен и начинается заряд конденсатора *C* через открытый полевой

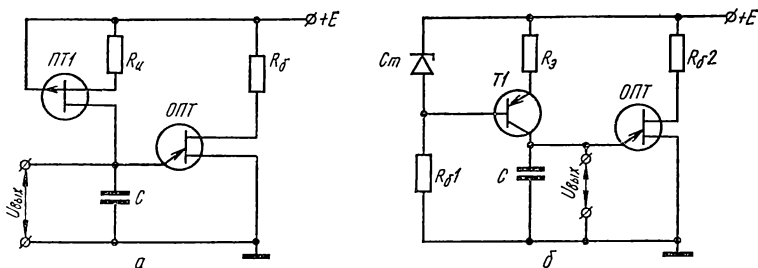


Рис. 17.10. Схемы генераторов пилообразного напряжения с токостабилизирующим транзистором:
а — полевым; б — биполярным.

транзистор *ПТ1*. Так как стоковые характеристики полевого транзистора имеют малый наклон к оси напряжений, то конденсатор заряжается практически постоянным током и напряжение на нем нарастает по линейному закону. Температурная стабильность полевого транзистора *ПТ1* достигается выбором такого напряжения смещения, при котором *ПТ1* имеет температурный дрейф, близкий к нулю.

Когда напряжение на конденсаторе *C* достигает напряжения включения *ОПТ*, последний включается и конденсатор разряжается через эмиттерный переход *ОПТ*. Ток эмиттера *ОПТ* уменьшается и наступает момент, когда *ОПТ* выключается. Далее процесс повторяется.

Другой вариант автоколебательного генератора пилообразного напряжения, выполненного на биполярном и однопереходном транзисторах, показан на рис. 17.10, б. Здесь биполярный транзистор *Т1* стабилизирует ток заряда конденсатора *C*, а *ОПТ* является коммутирующим. Принцип действия этой схемы аналогичен рассмотренному выше.

Пример 2. Рассчитать основные элементы схемы генератора пилообразного напряжения с токостабилизирующим транзистором при следующих исходных данных: амплитуда пилообразных импульсов напряжения $U_m = 15$ В,

длительность прямого хода $t_{\text{пр}} = 5000$ мкс, период повторения запускающих импульсов $T = 6000$ мкс, коэффициент нелинейности $\epsilon = 5\%$.

Задавшись $I_{\text{к. н1}} R_{\text{к1}} = 3$ В, $U_{\text{б2}} = 0,5$ $U_m = 7,5$ В, находим согласно формуле (17-16) напряжение питания

$$E_{\text{к}} = U_m + I_{\text{к. н1}} R_{\text{к1}} + U_{\text{б2}} = 15 + 3 + 7,5 = 25,5 \text{ В.}$$

Принимаем $E_{\text{к}} = 27$ В.

Выбираем транзисторы МП115Г с параметрами

$$U_{\text{кб. доп}} = 30 \text{ В} > E_{\text{к}}; \alpha = 0,985; R_{\text{вых}} = 1/n_{226} = 400 \text{ кОм}; \\ I_{\text{к. доп}} = 30 \text{ мА.}$$

Определяем ток коллектора транзистора $T2$ по заданному коэффициенту нелинейности, используя формулу (17-9),

$$I_{\text{к2}} = U_m / (\epsilon R_{\text{вых}}) = 15 / (0,05 \cdot 400 \cdot 10^3) = 0,75 \text{ мА.}$$

Принимаем $I_{\text{к2}} = 1$ мА, при этом $\epsilon < 5\%$. Рассчитываем по формуле (17-20) емкость конденсатора

$$C = I_{\text{к2}} t_{\text{пр}} / U_m = 1 \cdot 10^{-3} \cdot 5000 \cdot 10^{-6} / 15 = 0,33 \text{ мкФ.}$$

Принимаем $C = 0,33$ мкФ.

Находим из соотношений (17-14), (17-15) сопротивление эмиттерного резистора

$$R_{\text{э}} = U_{\text{б2}} / I_{\text{э2}} = U_{\text{б2}} \alpha / I_{\text{к2}} = 7,5 \cdot 0,985 / (1 \cdot 10^{-3}) \approx 7,4 \text{ кОм.}$$

Принимаем $R_{\text{э}} = 7,5$ кОм.

Определяем по формулам (17-18), (17-19) сопротивление коллекторного резистора

$$R_{\text{к1}} = (T - t_{\text{пр}}) / (3C) = (6000 - 5000) \cdot 10^{-6} / (3 \cdot 0,3 \cdot 10^{-6}) = 1,1 \text{ кОм}; \\ R_{\text{к1}} \geq U_m / I_{\text{к. доп}} = 15 / (30 \cdot 10^{-3}) = 0,5 \text{ кОм.}$$

Принимаем $R_{\text{к1}} = 1,0$ кОм.

Рассчитываем сопротивление базового резистора

$$R_{\text{б1}} \leq \beta R_{\text{к1}} = 60 \cdot 1 \cdot 10^3 = 60 \text{ кОм.}$$

Принимаем $R_{\text{б1}} = 51$ кОм.

Находим сопротивление резисторов делителя $R_{\text{б2}}$, $R_{\text{б3}}$, приняв, что ток делителя

$$I_{\text{дел}} \geq 10 I_{\text{б2}} = 10 I_{\text{к2}} / \beta = 10 \cdot 1 \cdot 10^{-3} / 60 \approx 0,17 \text{ мА.}$$

Выберем $I_{\text{дел}} = 0,8$ мА. Тогда

$$R_{\text{б2}} = (E_{\text{к}} - U_{\text{б2}}) / I_{\text{дел}} = (27 - 7,5) / (0,8 \cdot 10^{-3}) = 24 \text{ кОм}; \\ R_{\text{б3}} = U_{\text{б2}} / I_{\text{дел}} = 7,5 / (0,8 \cdot 10^{-3}) = 9,4 \text{ кОм.}$$

Принимаем $R_{\text{б2}} = 24$ кОм; $R_{\text{б3}} = 9,1$ кОм.

ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ И СХЕМЫ

1. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ИЗ АЛГЕБРЫ ЛОГИКИ

Математическая логика является одной из ветвей общей логики — науки о формах и законах мышления. Алгебра логики — необходимая часть математической логики и ее называют исчислением высказываний, поскольку в ней два высказывания различного содержания считаются отличными и соответственно обозначаются разными буквенными индексами: значение истинности обозначается единицей (1), а ложности — нулем (0). Любая величина, которая может иметь лишь два значения: 0 или 1, называется двоичной переменной. Кроме этого, часто встречаются высказывания, значения которых определяются истинностью других высказываний, и могут также принимать лишь два значения (0, 1), т. е. они являются их функциями. Такие функции, зависящие от одной или нескольких двоичных переменных, называются двоичными или переключательными.

Высказывание, значение истинности которого не зависит от истинности других высказываний, называется простым, а высказывание, значение истинности которого определяется истинностью других высказываний, называется сложным. Переключательная функция является понятием сложного высказывания, а ее переменные — простые высказывания.

Аппарат алгебры логики широко применяется в теории цифровых вычислительных машин (ЦВМ). При этом входные и выходные сигналы могут иметь различную физическую природу, но в конечном итоге они принимают лишь два значения: 0 или 1. В ЦВМ обычно используют простейшие двухпозиционные приборы или схемы, которые имеют два различных устойчивых состояния. При этом одно из состояний, например с высоким уровнем напряжения, обозначается единицей, а другое — с низким уровнем напряжения — нулем. Эти элементы и являются представлением логических значений истинности высказываний.

При схемной реализации переключательных функций переменные X_1, X_2, \dots, X_n являются входными сигналами, а значения функций $Y = f(X_1, X_2, \dots, X_n)$ — выходными. Совокупность значений n переменных называют набором. Для переключательной функции n переменных существует $m = 2^n$ различных наборов, в которых функция может принимать значение 0 или 1. В вычислительной технике обычно используют переключательные функции одной и двух переменных, с помощью которых путем суперпозиции может быть построена любая переключательная функция. Для

одного переменного X существует 4 переключательных функций (табл. 18.1); для двух переменных X_1 и X_2 — 16 (табл. 18.2); для трех — 256.

При построении логических устройств наиболее часто применяются следующие переключательные функции.

1. Конъюнкция (операция *И*). Высказывание истинно, если истинны его входные составляющие. Выход равен «1» при условии, что все входные величины также равны «1». Выход равен «0», если хотя бы одна из входных величин равняется нулю.

2. Дизъюнкция (операция *ИЛИ*). Высказывание истинно, если истинно хотя бы одно из составляющих входных высказываний. Если все входные составляющие высказывания ложны, выходной сигнал также ложен.

3. Инверсия (операция *НЕ*). Преобразует истинное высказывание в ложное и наоборот, т. е. выход всегда противоположен входу.

4. Операция Пирса *ИЛИ — НЕ*. Сигнал на выходе, соответствующий единице, будет в том случае, когда на всех входах имеется сигнал, соответствующий нулю. Если хотя бы на одном из входов единичный сигнал, то на выходе будет сигнал, соответствующий нулю.

5. Операция Шеффера *И — НЕ*. Сигнал на выходе, соответствующий нулю, образуется только в том случае, если на всех входах сигнал соответствует коду «1». В случае, когда сигнал на одном из входов соответствует нулю, на выходе будет сигнал, соответствующий коду «1».

6. Операция запрет *НЕТ*. Появление на входе одного из высказываний запрещает другое.

В устройствах вычислительной техники и автоматики указанные операции реализуются логическими элементами, под которыми подразумеваются устройства, выполняющие различные функции, когда под действием входных двоичных сигналов на выходе также получаются двоичные сигналы. Условные обозначения основных логических элементов в структурных и функциональных схемах показаны на рис. 18.1.

Таблица 18.1

$Y(X)$	X		Название функции	Обозначение
	0	1		
$Y_0(X)$	0	0	Константа нуль	0
$Y_1(X)$	0	1	Функция повторения	X
$Y_2(X)$	1	0	Отрицание (инверсия)	\bar{X}
$Y_3(X)$	1	1	Константа единица	1

Таблица 18.2

X_1	0	0	1	1	1	1	1	Обозначение	Сложное высказывание	Выражение через конъюнкцию, дизъюнкцию и инверсию
X_2	0	1	0	1	0	1	0			
Y_0	0	0	0	0	0	0	0	0	«Всегда ложно»	$Y_0 = 0$
Y_1	0	0	0	0	1	0	0	$X_1 \cdot X_2$	« X_1 и X_2 »	$Y_1 = X_1 \cdot X_2$
Y_2	0	0	0	1	0	0	0	$X_1 \Delta X_2$	«Неверно, что если X_1 , то X_2 »	$Y_2 = X_1 \cdot \bar{X}_2$
Y_3	0	0	0	1	1	0	0	X_1	«Высказывание не зависит от X_2 »	$Y_3 = X_1$
Y_4	0	0	1	0	0	0	0	$X_3 \Delta X_1$	«Неверно, что если X_3 , то X_1 »	$Y_4 = X_2 \cdot \bar{X}_1$
Y_5	0	0	1	0	1	0	1	X_2	«Высказывание не зависит от X_1 »	$Y_5 = X_2$
Y_6	0	0	1	1	0	0	0	$X_1 \oplus X_2$	« X_1 неравнозначно X_2 »	$Y_6 = \bar{X}_1 \cdot X_2 \vee X_1 \times \bar{X}_2$
Y_7	0	0	1	1	1	0	1	$X_1 \vee X_2$	« X_1 или X_2 »	$Y_7 = X_1 \vee X_2$
Y_8	1	0	0	0	0	0	0	$X_1 \downarrow X_2$	«Ни X_1 , ни X_2 »	$Y_8 = \bar{X}_1 \vee \bar{X}_2$
Y_9	1	0	0	0	1	0	1	$X_1 \sim X_2$	« X_1 равнозначно X_2 »	$Y_9 = \bar{X}_1 \cdot \bar{X}_2 \vee X_1 \times X_2$
Y_{10}	1	0	1	0	1	0	0	\bar{X}_3	«Не X_3 »	$Y_{10} = \bar{X}_2$
Y_{11}	1	0	1	0	1	1	0	$X_3 \rightarrow X_1$	«Если X_3 , то X_1 »	$Y_{11} = X_1 \vee \bar{X}_2$
Y_{12}	1	1	0	0	0	0	0	\bar{X}_1	«Не X_1 »	$Y_{12} = \bar{X}_1$
Y_{13}	1	1	0	1	0	1	0	$X_1 \rightarrow X_2$	«Если X_1 , то X_2 »	$Y_{13} = \bar{X}_1 \vee X_2$
Y_{14}	1	1	1	1	0	0	0	$X_1 X_2$	«Неверно, что X_1 и X_2 »	$Y_{14} = \bar{X}_1 \cdot \bar{X}_2$
Y_{15}	1	1	1	1	1	1	1	1	«Всегда истинно»	$Y_{15} = 1$

По типу входных и выходных сигналов логические элементы подразделяются на потенциальные, потенциально-импульсные, импульсно-потенциальные и импульсные. Наименование этих элементов указывает на вид сигналов на входе и выходе логического устройства. Наиболее распространены потенциальные логические элементы.

Для представления информации в виде цифр двоичного кода, содержащего несколько разрядов, используют последовательный или параллельный способ. Интервал времени между дискретным

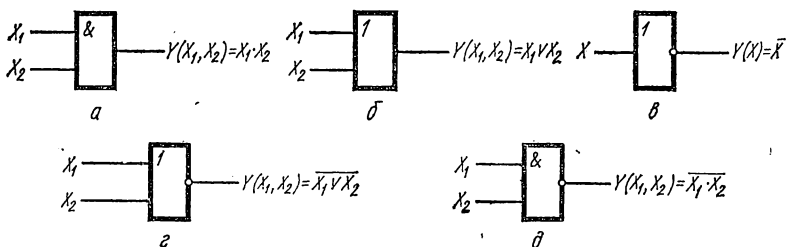


Рис. 18.1. Обозначение основных логических элементов:
а — И; б — ИЛИ; в — НЕ; г — ИЛИ—НЕ; д — И—НЕ.

представлением информации называется тактом. При последовательном способе представления информации временной такт отображает один разряд кода. Информация передается и фиксируется одним и тем же элементом последовательно разряд за разрядом. Различают передачу кодов младшим и старшим разрядом вперед. Достоинство такого способа — экономичность, так как при этом требуется только одна кодовая шина; недостаток — при многофазном коде требуется большая затрата времени. При параллельном способе все разряды кода передаются одновременно по нескольким кодовым шинам.

2. СХЕМЫ ОСНОВНЫХ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ В ДИСКРЕТНОМ ИСПОЛНЕНИИ

Все логические операции можно реализовать с помощью сравнительно небольшого набора элементарных ячеек логики. Так, логические элементы И, ИЛИ, НЕ способны реализовать любой алгоритм управления. Помимо элементарных логических элементов, существуют универсальные элементы ИЛИ—НЕ и И—НЕ. Выбор логических элементов определяется конкретным алгоритмом управления, исходя из условия обеспечения высокой надежности, минимального количества деталей и низкой стоимости.

Логические функции, реализуемые в конкретном алгоритме управления, могут быть комбинационного или последовательностного типа. В первом случае последовательность изменения входных сигналов произвольная и только их комбинация определяет выходной сигнал. Во втором случае выходные сигналы определяются предшествующей комбинацией входных сигналов. При этом требуется введение дополнительной функции ПАМЯТЬ.

В логических устройствах в качестве переключающих элементов (служащих для фиксации или представления сигналов, передающих информацию) применяют транзисторы, диоды, магнитные сер-

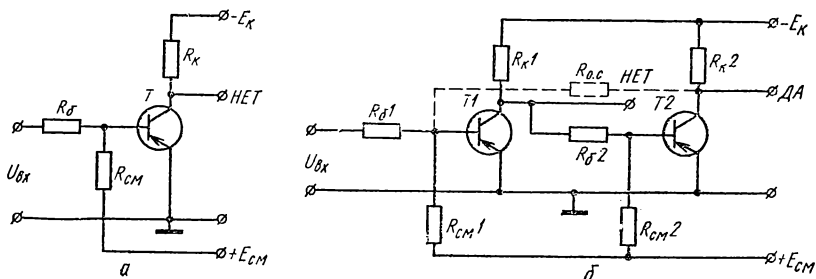


Рис. 18.2. Логическая схема НЕ:

а — простейшая инвертора; б — инвертора на основе фазоинверсного моста.

дечники и т. д. Помимо переключающих элементов, используются также другие функциональные узлы: формирователи, усилители, нуль-органы, элементы задержки, синхронизации и др. Рассмотрим простейшие схемы с дискретными элементами, которые могут реализовать основные логические операции.

Логическая схема НЕ (рис. 18.2, а). Если на базу транзистора, включенного по схеме ОЭ, подать достаточно большой отрицательный сигнал, то коллектор будет иметь потенциал почти равный потенциалу эмиттера («0»). При отсутствии отрицательного входного сигнала транзистор надежно заперт напряжением смещения $E_{см}$ и потенциал коллектора равен напряжению источника питания $E_{к}$ («1»). Для того, чтобы получить отрицательный сигнал на выходе при наличии отрицательного сигнала на входе, используют схему с двумя транзисторами (фазоинверсный мост) (рис. 18.2, б). Такие схемы при одном управляющем сигнале позволяют реализовать две логические функции ДА и НЕТ. Для увеличения быстродействия в схему вводится положительная обратная связь, реализуемая с помощью сопротивления $R_{о.с.}$ Схема в этом случае представляет собой триггер с двумя устойчивыми состояниями.

Логическая схема **ИЛИ**, выполненная на диодах, показана на рис. 18.3, а. В такой схеме через нагрузочное сопротивление R_H протекает ток при появлении на любом из входов сигнала соответствующей полярности. Иногда для получения логической операции **ИЛИ** к элементу **НЕ** или к фазоинверсному мосту добавляют узел диодов (рис. 18.3, б). Здесь при подаче отрицательного сигнала на любой из трех входов транзистор $T1$ открывается и потенциалы

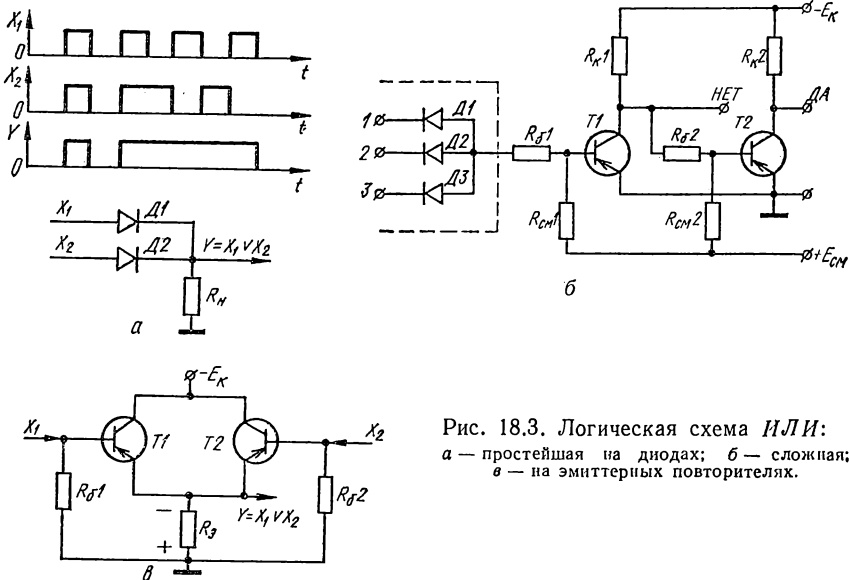


Рис. 18.3. Логическая схема **ИЛИ**:
а — простейшая на диодах; б — сложная;
в — на эмиттерных повторителях.

выходов схемы изменяются. Если же сигналы подавать на два или три входа одновременно, то при соответствующем выборе значений базового тока сигнал на выходе не изменяется. Модификацией этой схемы является схема с входными сопротивлениями вместо диодов. Однако в такой схеме нет потенциальной развязки источников входных сигналов и поэтому возможно взаимное влияние источников входных сигналов друг на друга, в особенности, когда сигналы имеют различные уровни.

Часто используется схема **ИЛИ**, выполненная на эмиттерных повторителях (рис. 18.3, в).

Логическая схема И. Реализацию операции **И** можно осуществить с помощью схемы рис. 18.3, б, если входными сигналами считать нулевой по отношению к эмиттеру потенциал. При этом, если на все входы подавать отрицательные потенциалы, то подача нулевого потенциала на любой из входов не изменит потенциала

выхода. Только подача нулевых потенциалов на все входы приведет к изменению потенциала выхода.

Другой вариант схемы *И* показан на рис. 18.4, *а*. Сопротивление R_c и сопротивление каждого из резисторов $R_1...R_3$ подбираются так, чтобы на базе T_1 был положительный потенциал. При отсутствии входных управляющих сигналов транзистор T_1 заперт. При подаче сигнала на один из входов транзистор T_1 благодаря запираю-

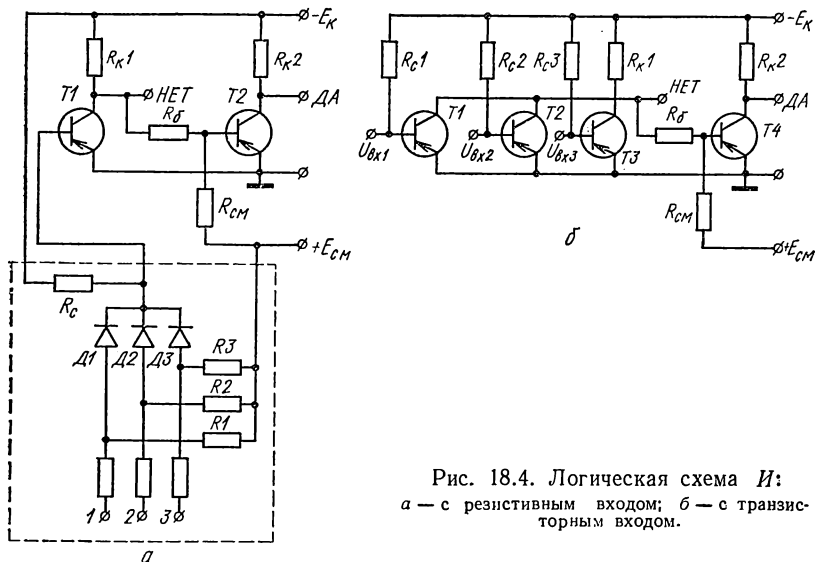


Рис. 18.4. Логическая схема *И*:
а — с резистивным входом; *б* — с транзисторным входом.

щему действию диодов будет по-прежнему заперт. Лишь при поступлении сигналов на все входы транзистор T_1 откроется за счет тока базы, протекающего через резистор R_c . При нулевых входных сигналах такая схема может выполнить также операцию *ИЛИ*.

Операции *И* и *ИЛИ* можно реализовать и с транзисторными входами, как показано на рис. 18.4, *б*. Транзисторы T_1 , T_2 и T_3 имеют общее коллекторное сопротивление R_{k1} . Если на базы этих транзисторов не поступает входной сигнал, они открыты из-за тока базы через резисторы $R_{c1}...R_{c3}$. На выходе *НЕТ* потенциал близкий к потенциалу эмиттера. При подаче нулевого сигнала на один или два транзистора состояние схемы не изменяется и только в случае, когда на базы всех трех транзисторов подается нулевой потенциал, ток через резистор R_{k1} прекратится. Потенциал точки *НЕТ* станет близким к $-E_k$. Транзистор T_4 служит для инверсии сигнала и обеспечивает выход *ДА*. Данную схему можно использовать для

логической операции *ИЛИ*, если подавать положительное смещение в базы входных транзисторов.

На рис. 18.5, *а* показана схема логического элемента *ИЛИ—НЕ* $Y = X_1 \vee X_2 \vee X_3$ ($Y = X_1 + X_2 + X_3$), которая работает подобно

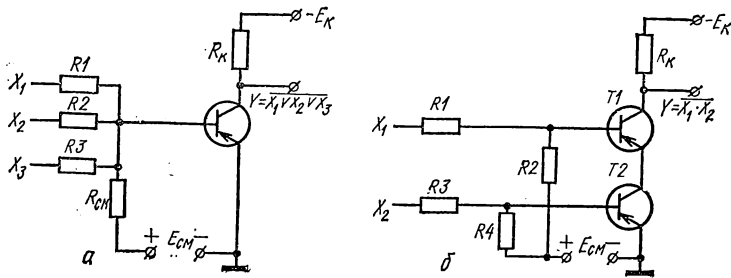


Рис. 18.5. Комбинированные логические схемы:
а — *ИЛИ—НЕ*; *б* — *И—НЕ* на последовательно включенных транзисторах.

логическому элементу типа *НЕ* с несколькими входами. На рис. 18.5, *б* показана схема комбинированного логического элемента *И—НЕ*, выполненная на последовательно включенных транзисторах. Данные схемы комбинированных логических элементов являются унифицированными для широкого использования, поскольку

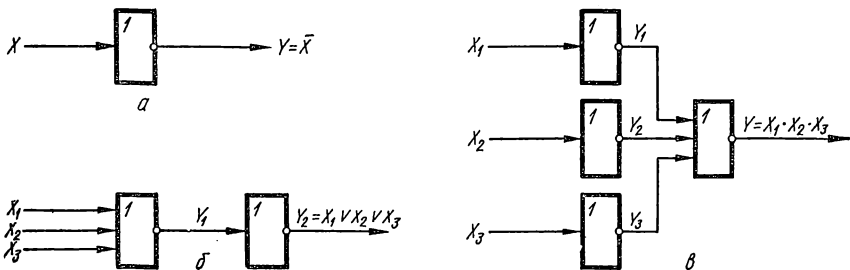


Рис. 18.6. Схемы, реализующие основные логические функции на базе элемента *ИЛИ—НЕ*:
а — *НЕ*; *б* — *ИЛИ*; *в* — *И*.

они позволяют реализовать любые логические функции. Так, для реализации функции *НЕ* на базе элемента *ИЛИ—НЕ* достаточно подать на вход элемента только один сигнал, когда остальные входы не используются (рис. 18.6, *а*). Для получения элемента *ИЛИ* последовательно включаются два элемента *ИЛИ—НЕ* (рис. 18.6, *б*). При этом выполняются следующие операции:

$Y_1 = \overline{X_1 \vee X_2 \vee X_3}$, $Y_2 = \overline{Y_1 \vee 0 \vee 0}$, т. е. $Y_2 = X_1 \vee X_2 \vee X_3$. На первый элемент в этом случае поступают сигналы по всем трем входам, а второй элемент выполняет функцию НЕ.

Образование схемы И возможно с помощью четырех унифицированных элементов ИЛИ—НЕ (рис. 18.6, в). В этом случае выполняются следующие операции: $Y_1 = \overline{X_1 \vee 0 \vee 0} = \overline{X_1}$; $Y_2 = \overline{X_2 \vee 0 \vee 0} = \overline{X_2}$; $Y_3 = \overline{X_3 \vee 0 \vee 0} = \overline{X_3}$. Вследствие того, что $Y = \overline{Y_1 \vee Y_2 \vee Y_3} = \overline{\overline{X_1} \vee \overline{X_2} \vee \overline{X_3}}$, по законам алгебры логики $Y = X_1 \cdot X_2 \cdot X_3$. В данной схеме три входных элемента реализуют функцию НЕ по каждому входу и результирующий сигнал подается на вход четвертого элемента, который реализует функцию ИЛИ—НЕ. Отсутствие сигналов на входных элементах соответствует подаче на выходной элемент трех единичных сигналов, что приводит к образованию на выходе нулевого сигнала. Таким образом, нуль на входе соответствует нулю на выходе. Если подать на любой из входных элементов сигнал, соответствующий 1, состояние схемы не изменится. Только лишь при подаче единичных сигналов на все три входа на выходе схемы возникает единичный сигнал.

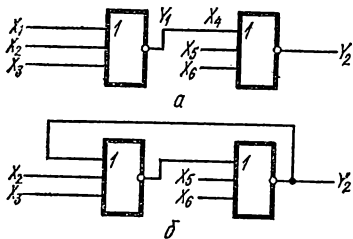


Рис. 18.7. Схемы, реализующие функции ЗАПРЕТ (а) и ПАМЯТЬ (б) на базе элемента ИЛИ—НЕ.

При соответствующем соединении элементов ИЛИ—НЕ можно получить схемы, реализующие логические функции ЗАПРЕТ и ПАМЯТЬ. На рис. 18.7, а показана схема реализации функции ЗАПРЕТ. Входы X_1, X_2, X_3 входного элемента являются разрешающими, входы X_5, X_6 выходного элемента — запрещающими, и подача единичного сигнала на один из этих входов дает на выходе нулевой сигнал независимо от сигнала на разрешающих входах X_1, X_2, X_3 .

В схеме элемента ПАМЯТЬ (рис. 18.7, б) подача на любой из входов X_2, X_3 единичных сигналов при нулевых сигналах на X_5, X_6 дает на общем выходе «1», которая по цепи обратной связи подается на вход X_1 . При снятии сигналов с входов X_2, X_3 схема остается в том же состоянии, т. е. сохраняет первоначальную информацию. Для перевода схемы в новое состояние служат входы X_5, X_6 .

На рис. 18.8, а показан элемент И—НЕ, который состоит из диодной приставки И и инвертора НЕ. На рис. 18.8, б показана схема, выполняющая преобразования: $Y_1 = \overline{X_1} \cdot \overline{X_1} \cdot \overline{X_1} = \overline{X_1}$; $Y_2 =$

$$= \overline{X_2} \cdot \overline{X_2} \cdot \overline{X_2} = \overline{X_2}; \quad Y_3 = \overline{X_3} \cdot \overline{X_3} \cdot \overline{X_3} = \overline{X_3}; \quad Y = \overline{Y_1 \cdot Y_2 \cdot Y_3} = \\ = \overline{X_1 \cdot \overline{X_2} \cdot \overline{X_3}} \text{ или по законам алгебры логики } Y = X_1 + X_2 + X_3, \\ \text{т. е. реализуется операция ИЛИ.}$$

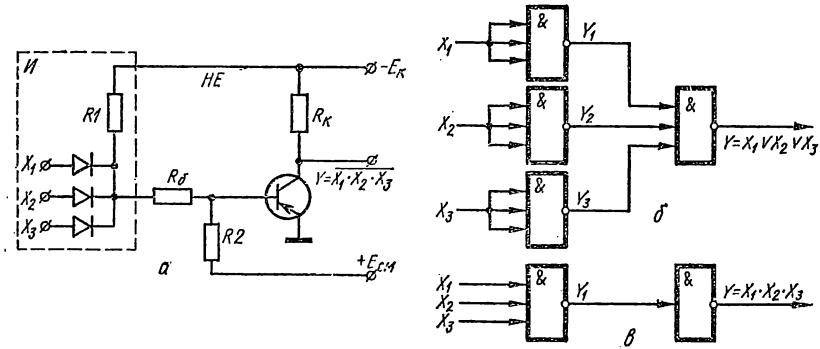


Рис. 18.8. Элемент И—НЕ на диодной приставке и инверторе (а) и схемы, реализующие функции ИЛИ (б), И (в).

В схеме, показанной на рис. 18.8, в, выполняются следующие преобразования: $Y_1 = \overline{X_1} \cdot \overline{X_2} \cdot \overline{X_3}$; $Y_2 = \overline{Y_1} = X_1 \cdot X_2 \cdot X_3$, т. е. реализуется операция И.

Логическую операцию ПАМЯТЬ можно реализовать с помощью триггера на элементах И—НЕ (рис. 18.9, а). При подаче на входы триггера нулевых потенциалов независимо от состояния, в котором находился триггер, транзисторы запираются и на их выходах устанавливаются одинаковые потенциалы, т. е. комбинация сигналов на входе $X_1 = 0$, $X_2 = 0$ приводит к неопределенному состоянию триггера. Если триггер имеет на выходе Y_2 состояние единицы и на входы подается комбинация $X_1 = 0$, $X_2 = 1$, то триггер переходит в нулевое состояние. При комбинации сигналов $X_1 = X_2 = 1$ состояние триггера не изменяется.

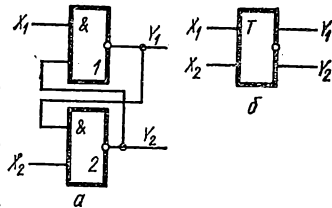


Рис. 18.9. Структурная схема триггеров на комбинированных элементах (а) и обозначение триггера в схемах (б).

Состояние логической схемы триггера на элементах ИЛИ—НЕ в подобном включении можно выразить формулами: $Y_1 = Y_1 \overline{X_1} + X_2 \overline{X_1}$; $Y_2 = Y_2 \overline{X_2} + X_1 \overline{X_2}$. При входном единичном сигнале $X_1 = 1$ на выходе $Y_1 = 0$, $Y_2 = 1$; при $X_2 = 1$ $Y_1 = 1$, $Y_2 = 0$. При отсутствии сигнала на входах X_1 и X_2 на выходе Y_2 имеется единичный сигнал, на выходе Y_1 будет нуль. Если на вход X_2 подать

сигнал, то на выходе Y_2 появится нуль, а на выходе Y_1 — единица. После снятия сигнала на входе X_2 состояние логических элементов остается прежним. В дальнейшем при поступлении на вход X_1 единичного сигнала на выходе Y_1 появляется нуль, на выходе Y_2 — единица. Условное обозначение триггера в схемах показано на рис. 18.9, б, в.

К логическим элементам в дискретном исполнении относятся также импульсные и импульсно-потенциальные элементы. В этих элементах используются ферритовые сердечники в прямоугольной

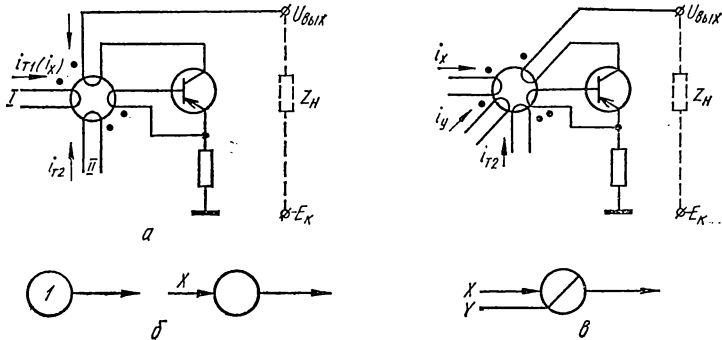


Рис. 18.10. Магнитно-полупроводниковые логические элементы: а — генератор единиц (i_{T1}) и повторитель (i_x); б — их условные обозначения; а — элемент запрета.

петлей гистерезиса в комбинации с полупроводниковыми диодами или транзисторами. Одно из состояний намагниченности сердечника $+B$, представляется единичным сигналом, а второе $-B$, — нулевым.

Для уменьшения мощности источников сигналов применяются феррит-транзисторные логические ячейки (ФТЯ), на которых реализуются схемы генератора единиц, повторителя и элементов запрета (рис. 18.10, а—в).

Импульсы тока i_{T1} подаются в обмотку записи I генератора тактовых импульсов. При этом сердечник переводится в единичное состояние. Генератор единиц обеспечивает на выходе единичный сигнал при действии тактового импульса тока i_{T2} в обмотке считывания II .

У повторителя в обмотку записи I подается ток i_x , соответствующий значению переменной X . При $X = 0$ сердечник не перенамагничивается и транзистор ФТЯ заперт. При $X = 1$ i_{T2} перенамагничивает сердечник, транзистор открывается и в нагрузке появляется импульс коллекторного тока. Условное обозначение генератора единиц и повторителя показано на рис. 18.10, б.

В элементах запрета (рис. 18.10, в) используется дополнительная обмотка, ток в которой i_y при $Y = 1$ действует в том же такте, что и i_x . Величину i_y выбирают так, чтобы отрицательная намагниченность сердечника $-B_r$, создаваемая им, была не меньше намагниченности, создаваемой током i_x при $X = 1$. В этом случае сердечник перемагничивается в единичное состояние только тогда, когда не будет протекать ток в обмотке запрета, т. е. при $X = 1$ и $Y = 0$. Для обеспечения надежности длительность импульса тока, подаваемого в обмотку запрета, больше длительности импульса тока записи.

Рассмотрим реализацию логических функций И, ИЛИ, НЕ на элементах ФТЯ.

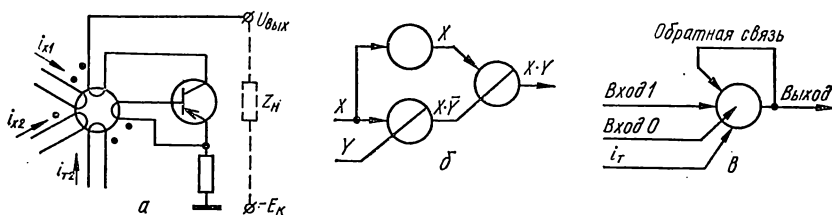


Рис. 18.11. Схемы реализации функций ИЛИ (а) и И (б) магнитно-полупроводниковыми элементами; в — динамический триггер.

Схему НЕ можно реализовать с помощью элемента запрета, если обмотку записи соединить с выходом генератора единиц и обмотку запрета с выходом повторителя, на который подается входное напряжение.

При реализации схемы ИЛИ используют повторитель с дополнительной обмоткой записи X_2 (рис. 18.11, а). При этом сердечник перемагничивается в единичное состояние независимо от того, по какой из обмоток (или по обеим одновременно) подается импульс тока.

На рис. 18.11, б показана схема реализации операции И, в которой используется большее число элементов и требуется большее число тактов. Произведение $X \cdot \bar{Y}$ можно получить за два такта на элементе запрета. После этого с помощью еще одного элемента запрета можно получить функцию $f = X \cdot Y$. Кроме того, здесь необходим повторитель для обеспечения синхронизации сигналов X и $X \cdot \bar{Y}$, которые подаются в обмотку записи и запрета выходного элемента ФТЯ.

На основе ферритовых сердечников строят динамические триггеры, в которых выходной сигнал (например, соответствующий состоянию «1») представляется последовательностью импульсов. На

рис. 18.11, в показана схема динамического триггера на ферритовых сердечниках с четырьмя рабочими и одной тактовой обмотками. Одна обмотка служит для единичного входа, другая — для нулевого, третья обмотка обеспечивает обратную связь с четвертой выходной обмотки. Подача импульса на единичный вход переводит сердечник в состояние «1». Последующий тактовый импульс, переводя сердечник в «0», вызовет появление сигнала в выходной обмотке и в обмотке обратной связи. Импульс обмотки обратной связи переводит сердечник в «1». Следующий тактовый импульс переводит сердечник в «0», что приводит к появлению импульса на выходе и т. д.

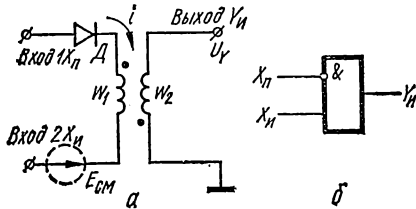


Рис. 18.12. Диодно-трансформаторный клапан:
а — схема; б — условное обозначение.

При подаче импульса на обмотку нулевого входа действие обмотки обратной связи нейтрализуется. При этом сердечник находится в нулевом состоянии, т. е. импульсы на выходе триггера отсутствуют.

Динамические триггеры широко применяются в различных пересчетных схемах (счетчики импульсов, блоки преобразования чисел из одной системы счисления в другую, делители частоты, запоминающие устройства, сумматоры и т. д.).

В импульсно-потенциальных элементах наибольшее распространение имеет схема И на основе импульсного трансформатора, которая называется диодно-трансформаторным клапаном (ДТК) (рис. 18.12). ДТК имеет два входа: потенциальный X_n и импульсный X_n . Выходной сигнал в такой схеме появляется только тогда, когда по времени X_n и X_n совпадают и потенциальный сигнал на входе в течение всего такта имеет постоянное значение. Для увеличения помехоустойчивости в схему вводят источник смещения E_{cm} , ЭДС которого должна быть больше помех со стороны входа X_n .

Достоинствами импульсных и импульсно-потенциальных элементов является возможность построения сложных схем и высокое быстродействие. Однако эти элементы громоздки, потребляют значительную мощность, и, кроме того, их невозможно изготовить в интегральном исполнении.

3. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

Применение интегральных схем позволяет изготавливать компактные элементы, узлы и целые комплексы, выполняющие разнообразные логические операции, запоминание информации и другие

функции. Логические интегральные элементы обычно являются элементами потенциального типа. Классификация интегральных логических элементов приведена в гл. 4,1. Основные схемы интегральных логических элементов, которые выполняют логические функции *И*—*НЕ*, *ИЛИ*—*НЕ*, показаны на рис. 18.13.

Недостатком элементов ТЛНС и РТЛ является разброс входных сопротивлений транзисторов, низкая нагрузочная способность и малая помехоустойчивость. Для выравнивания входных сопротивлений в схемах РТЛ (рис. 18.13, *а*) увеличивают сопротивления

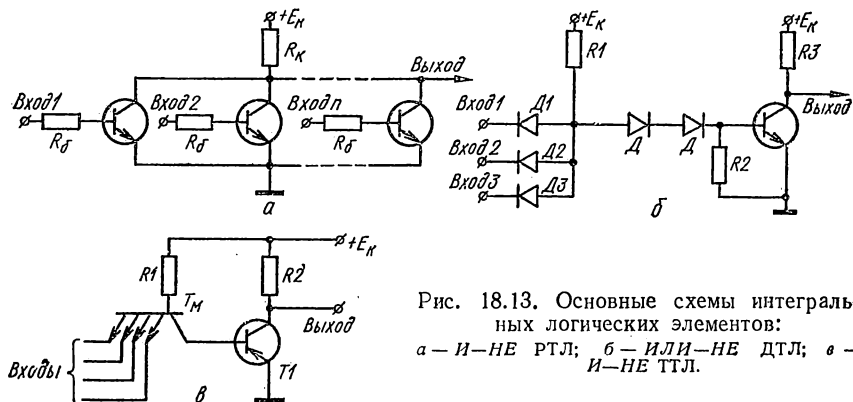


Рис. 18.13. Основные схемы интегральных логических элементов:
а — *И*—*НЕ* РТЛ; *б* — *ИЛИ*—*НЕ* ДТЛ; *в* — *И*—*НЕ* ТТЛ.

базовых резисторов. Однако при этом снижается быстродействие элементов и возрастает потребляемая мощность. В схемах РТЛ базовый резистор шунтируют конденсатором; неравномерность базовых токов при этом снижается за счет возможности увеличения базового резистора. Для элементов ДТЛ (рис. 18.13, *б*) характерна достаточно высокая нагрузочная способность и хорошая помехоустойчивость. Однако такие элементы имеют большую задержку распространения сигнала (порядка 100 нс). Указанных недостатков лишены схемы ТТЛ и ТЛЭС.

Основным элементом ТТЛ (рис. 18.13, *в*) является многоэмиттерный транзистор, с помощью которого реализуется логическая функция *И*. Если на все входы схемы подается единственный сигнал, то эмиттер транзистора T_m смещаются в обратном направлении. При этом ток, задаваемый в базу транзистора T_1 , протекает в цепи коллектора T_m , смещенного в прямом направлении. Транзистор T_1 находится в режиме насыщения, а выходной сигнал имеет нулевой уровень. Таким образом, в данном случае транзисторные структуры многоэмиттерного транзистора находятся в инверсном активном режиме.

Если на один из входов подать нулевой сигнал, то соответствующий эмиттерный переход смещается в прямом направлении, а ток, задаваемый в базу T_m , будет протекать и через этот эмиттер. Коллекторный ток T_m уменьшается и $T1$ выключается. В конечном итоге, те транзисторные структуры, на эмиттеры которых подан нулевой потенциал, находятся в режиме насыщения, а остальные — по-прежнему — в инверсном активном режиме. Таким образом, для всех режимов работы коллекторный переход транзистора T_m всегда смещен в прямом направлении.

Простейшая схема ТТЛ характеризуется низкой помехоустойчивостью, небольшим коэффициентом объединения по входу, небольшим быстродействием и поэтому применяется редко. Она обычно применяется при создании серий логических схем, где используется ее преимущество по сравнению со схемами с резистивной связью, заключающееся в нечувствительности к разбросу входных характеристик транзистора $T1$ в режиме насыщения.

В настоящее время широко распространены логические схемы со сложным инвертором, которые характеризуются улучшенными параметрами: большим коэффициентом разветвления по входу и более высокая помехоустойчивость. Несмотря на увеличение числа компонентов, занимаемая площадь этих схем меньше, чем, например, в диодно-транзисторных схемах, имеющих столько же входов и одинаковый тип инвертора. Обычно сложные инверторы ТТЛ имеют дополнительные выводы с эмиттера и коллектора, к которым подключается схема, расширяющая возможности логической операции по I и $ИЛИ$.

На рис. 18.14, *а* показана схема логического элемента $I-HE$, особенностью которой является возможность расширения числа входов по I при подключении ко входу $R_{сш}$. I дополнительных диодов. Такая схема имеет большое выходное сопротивление в состоянии «1», что определяет сильную зависимость времени задержки от емкости нагрузки.

Входная характеристика, как зависимость входного тока от входного напряжения, показана на рис. 18.14, *б*. Из характеристики видно, что входной ток до порога переключения (1,5 В) слабо зависит от входного напряжения. Наклон характеристики определяется величиной сопротивлений резисторов $R1$ и $R2$.

Выходная характеристика (зависимость выходного напряжения элемента от тока нагрузки) определяет нагрузочную способность элемента при работе его на внешние устройства или другие логические элементы (рис. 18.14, *в*).

Ток нагрузки в рассматриваемых элементах может быть вытекающим из элемента (сопротивление нагрузки подключено к нулевой шине) и втекающим в него (сопротивление нагрузки подключено

к шине источника питания). Для вытекающего тока ($U'_{\text{ВЫХ}}$) наклон характеристики определяется сопротивлением в цепи коллектора выходного транзистора. Для втекающего тока ($U''_{\text{ВЫХ}}$) величина выходного напряжения определяется сопротивлением коллекторного слоя транзистора. Резкое возрастание $U''_{\text{ВЫХ}}$ при соответствующих токах указывает, что транзистор вышел из насыщения.

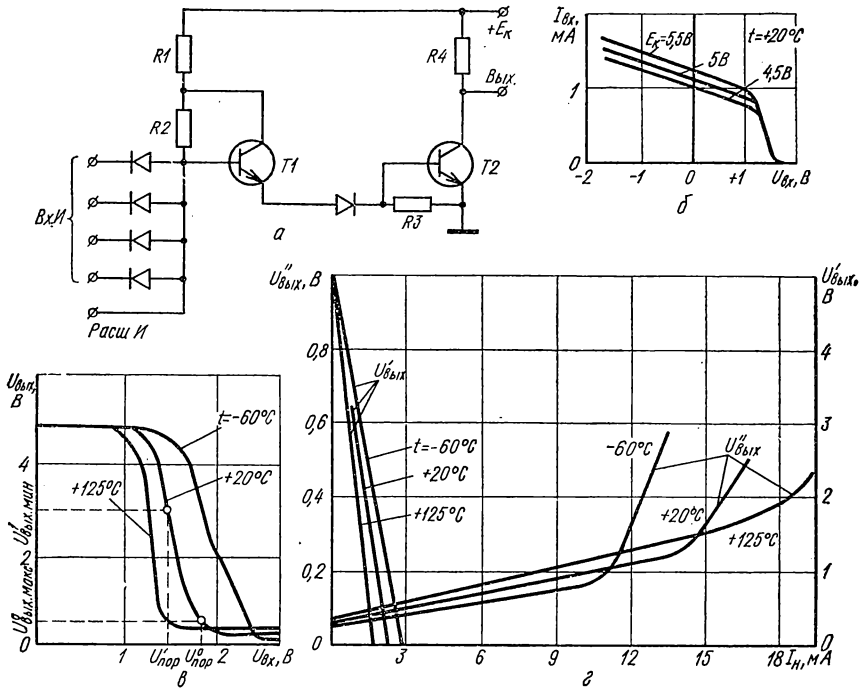


Рис. 18.14. Схема И—НЕ ДТЛ:

а — принципиальная; б, в, г — входные, передаточные и выходные характеристики.

На рис. 18.14, в изображены передаточные характеристики элемента ДТЛ. Из этих характеристик можно определить пороговые напряжения единичного сигнала $U'_{\text{пор}}$, т. е. величину входного напряжения, при котором выходное напряжение равно минимально допустимому значению $U'_{\text{ВЫХ. мин}}$ логической единицы. Пороговое напряжение нулевого сигнала $U''_{\text{пор}}$ — это максимально допустимое выходное напряжение $U''_{\text{ВЫХ. макс}}$, соответствующее логическому нулю.

Значения $U_{\text{пор}}^1$, $U_{\text{пор}}^0$, $U_{\text{вых. макс}}^0$, $U_{\text{вых. мин}}^1$ характеризуют помехоустойчивость схемы к воздействию положительной $U_{\text{п}}^+$ и отрицательной $U_{\text{п}}^-$ помех:

$$U_{\text{п}}^+ = U_{\text{пор}}^1 - U_{\text{вых. макс}}^0;$$

$$U_{\text{п}}^- = U_{\text{вых. мин}}^1 - U_{\text{пор}}^0.$$

У элементов ДТЛ величина $U_{\text{п}}^-$ несколько больше $U_{\text{п}}^+$.

Значение $U_{\text{п}}^+$ при нормальной температуре имеет величину 1 В. При температуре $+125^\circ\text{C}$ оно составляет 0,4...0,5 В.

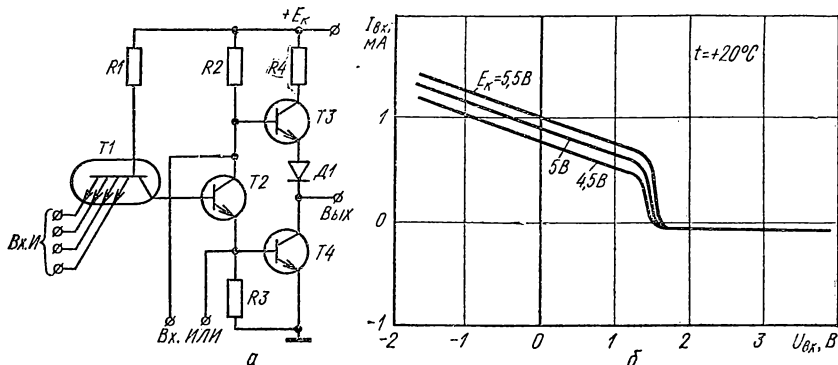


Рис. 18.15. Элемент ТТЛ:

а — принципиальная схема; б — входные характеристики.

К динамическим характеристикам логических элементов относятся быстрдействие (задержка распространения сигнала) и зависимость потребляемой элементами мощности от частоты переключения. Достоинством элементов ДТЛ является то, что потребляемая в них мощность практически не зависит от частоты переключения и изменения температуры. Кроме того, в элементах ДТЛ при переключении не возникает бросков тока в цепи питания.

Элементы серии ТТЛ вследствие присущих им достоинств в настоящее время имеют наибольшее распространение. Их достоинствами являются достаточно высокое быстрдействие, высокая помехоустойчивость и широкие логические возможности. Использование на выходе сложного инвертора в таких схемах обеспечивает малое выходное сопротивление элемента при единичном и нулевом выходном сигнале.

Вариант схемы логического элемента ТТЛ показан на рис. 18.15, а. Входные характеристики (рис. 18.15, б) похожи на входные характеристики элементов ДТЛ, но ток после переключения

здесь имеет значительно большую величину, так как обратный ток эмиттеров входного многоэмиттерного транзистора определяется коэффициентом передачи тока его в инверсном режиме.

Наклон выходных характеристик для вытекающего тока определяется величиной токоограничивающего сопротивления R_4 . Выходное напряжение для втекающего тока определяется сопротивлением коллектора насыщенного транзистора T_4 .

На передаточных характеристиках в данном случае имеется два участка с разным наклоном. Участок с малым наклоном соответствует такому состоянию, когда T_2 уже включен, а T_4 еще не включен. При этом происходит нарастание напряжения на резисторе R_3 до значения, при котором начинает открываться T_4 . Крутой участок характеристики соответствует такому состоянию, когда оба транзистора T_2 и T_4 открыты. Помехоустойчивость к импульсам положительной и отрицательной полярности у элементов ТТЛ одинакова и составляет около 1 В, при температуре $+125^\circ\text{C} - 0,4 \dots 0,5$ В.

В элементах ТТЛ потребляемая мощность линейно зависит от частоты, что определяется схемным построением выходного сложного инвертора. На высоких частотах отношение длительности бросков тока к периоду переключения увеличивается, что и вызывает рост потребляемой мощности. Броски тока создают помехи на шине питания. Для снижения уровня помех включают фильтрующие конденсаторы емкостью порядка 0,01 мкФ на каждые 6—8 корпусов микросхем. Кроме того, у ввода шины питания на плату ставят развязывающий конденсатор емкостью 0,1—1,0 мкФ.

Элементы ТЛЭС являются самыми быстродействующими. Их особенностями являются:

1. Возможность получения прямого и инверсного значения реализуемой функции.

2. Малое выходное сопротивление, так как здесь выходным каскадом является эмиттерный повторитель.

3. Работа транзисторов в ненасыщенном состоянии.

4. Малые перепады выходного напряжения при переключении.

На рис. 18.16, а показана схема элемента ТЛЭС, выполняющего логическую функцию *ИЛИ* и *ИЛИ—НЕ*. Входная статическая характеристика показана на рис. 18.16, б. После переключения схемы входной ток определяется током через резистор R_4 и зависит от значения β транзистора. При дальнейшем увеличении $U_{вх}$ входной ток не изменяется. Увеличение тока на правом участке характеристики связано с заходом входного транзистора в область насыщения. Этот режим возникает вследствие плохого согласования линий связи, что приводит к выбросам напряжения. Малое значение входного сопротивления и малый входной ток дают

возможность получить высокую нагрузочную способность таких элементов.

Выходные характеристики элемента ТЛЭС (рис. 18.16, в) показывают, что выходное напряжение мало зависит от изменения температуры и изменения тока нагрузки. Передаточные характеристики элемента показаны на рис. 18.16, г. Такие элементы имеют невысо-

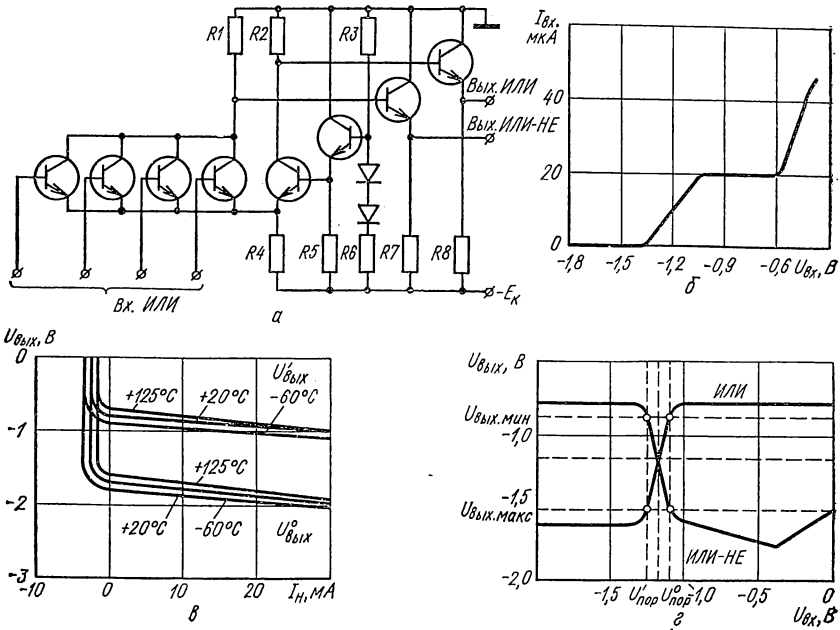


Рис. 18.16. Элемент ТЛЭС:

а — принципиальная схема; б, в, г — входная, выходная и передаточная характеристики.

кое значение помехоустойчивости. Достоинством элементов ТЛЭС является слабая зависимость потребляемой мощности от частоты переключения.

Помимо рассмотренных элементов потенциальной (асинхронной) системы, существует также серия логических элементов динамической (синхронной) системы, где используется импульсное питание и имеются элементы хранения информации.

Основным элементом этой серии является логический элемент И—ИЛИ. Схема элемента показана на рис. 18.17. Такой элемент состоит из трех частей: входа, усилителя со сложным инвертором и переключающей цепи. Входным элементом могут быть элементы ДТЛ или ТТЛ. Усилитель имеет цепь хранения информации на

резисторе $R3$. Переключающая цепь представлена транзисторами $T1$ и $T2$.

Работа элемента протекает следующим образом: при наличии на всех входах $И$ единичного потенциала диоды заперты. Ток от источника тактовых импульсов $ТИ$ течет в базы транзисторов $T1$ и $T3$ и открывает их. Транзистор $T2$ при этом заперт, так как напряжение на коллекторе $T1$ ниже уровня открывания последовательно включенных переходов диода $Д6$ и эмиттерного перехода $T2$. Открывание транзистора $T3$ приводит к запирающему транзисторов

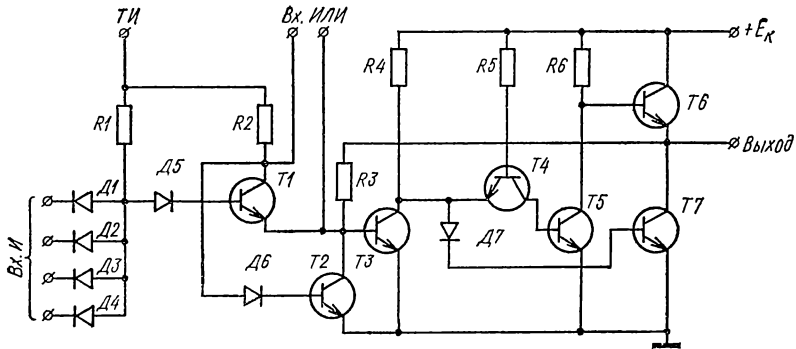


Рис. 18.17. Схема элемента синхронной системы.

сложного инвертора $T5$ и $T7$ через транзистор $T4$ и диод $Д7$. В результате этого на выходе элемента появляется единичный сигнал. Транзистор $T6$ работает как эмиттерный повторитель, обеспечивая малое выходное сопротивление элемента.

Процесс включения элемента происходит за время действия положительного тактового импульса. После его окончания элемент должен оставаться в таком состоянии на время действия импульса напряжения питания следующего элемента. Это состояние с целью хранения информации обеспечивается протеканием тока в базу $T3$ через резистор $R3$. Транзистор $T3$ при этом открыт, а $T5$ и $T7$ закрыты.

Если на всех входах элемента будет по-прежнему действовать положительный потенциал, то элемент сохраняет включенное состояние. По приходу очередного положительного импульса, если хотя бы на одном из входов окажется нулевой сигнал, элемент выключается. К этому моменту $T1$ оказывается закрытым, так как во время паузы через $Д5$ и $R1$ протекал обратный ток, обеспечивающий закрытое состояние $T1$.

Во время действия очередного тактового импульса открывается $T2$ током, протекающим в его базу через $R2$ и $Д6$. Транзистор $T2$

входит в насыщение и переключает в свою выходную цепь ток цепи хранения информации. При этом обратный ток в цепи базы $T3$ обеспечивает его быстрое запираение, а это в свою очередь влечет отпираание транзисторов $T5$ и $T7$ по цепи коллекторный переход $T4—D7$. На выходе элемента устанавливается нулевой потенциал. В таком состоянии элемент будет находиться до тех пор, пока имеется нулевой потенциал хотя бы на одном из его входов.

Особенностью рассмотренного элемента является отсутствие в выходном каскаде бросков тока в цепи питания и исключение возможности появления сквозного тока в выходной цепи при переключении.

Входные характеристики синхронного логического элемента имеют вид характеристик ДТЛ с учетом того, что входной ток определяется амплитудой тактовых импульсов и величиной сопротивления резистора $R1$. Выходные характеристики аналогичны характеристикам ТТЛ. Наклон кривой вытекающего тока определяется сопротивлением резистора $R6$, деленным на величину β транзистора $T6$. Для втекающего нагрузочного тока выходное напряжение определяется сопротивлением коллектора транзистора $T7$. Передаточные характеристики элемента отличаются большой крутизной на участке переключения. Так как отсутствуют броски тока в цепи питания при переключении, то потребляемая элементом мощность слабо зависит от частоты переключения.

4. УЗЛЫ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ

Триггеры в интегральном исполнении подразделяются на несколько типов: RS -триггер с отдельными входами; тактовый RS -триггер; счетный триггер (T -триггер); сдвигающий триггер (D -триггер); универсальный JK -триггер; комбинированный DF -триггер.

Триггеры могут быть синхронизированные (тактированные напряжением U_{τ}) и несинхронизированные. Законы функционирования триггеров приведены в табл. 18.3. В таблице приняты следующие обозначения: X_0 , X_1 — нулевой и единичный входы триггера, $Y(t)$ — выходной сигнал в момент времени t , $Y(t + 1)$ — значение функции перехода в последующий момент $t + 1$; N — неопределенное состояние выходов триггеров.

Для T -триггера $X(t) = T(t)$. При $X(t) = 0$ состоянию $Y(t + 1)$ соответствует $Y(t)$; при $X(t) = 1$ [$-Y(t + 1)$] соответствует $\bar{Y}(t)$. T -триггер выполняет функцию хранения двоичной информации. В ЦВМ такие триггеры используют для операции сложения двух переменных по mod 2.

D -триггер выполняет функцию задержки сигнала на один такт. Его можно построить на двух синхронных RS -триггерах (рис. 18.18).

Универсальный JK -триггер имеет входы $X_1 = J$ и $X_0 = K$, которые соответствуют входам R и S в RS -триггерах. В таком триггере можно подавать на оба входа единичные сигналы ($X_0 = 1, X_1 = 1$). Особенность JK -триггера состоит в том, что он управляется инвертированными сигналами \bar{X}_0 и \bar{X}_1 . В интегральных логических структурах JK -триггер (при некоторых изменениях в его схеме с помощью внешних соединений) можно применять как RS -, D - и T -триггеры (рис. 18.19).

DF -триггер также является универсальным. В отличие от JK -триггера единичные сигналы на входах $X_0 = X_1 = 1$ не переводят его в противоположное нулевое состояние, а устанавливают в единичное.

Такой триггер позволяет получить D - и T -триггеры (рис. 18.20). DF -триггер управляется не двумя входными сигналами, а одним $X_1 = D$.

Выполняя такие же функции, как и JK -триггер, DF -триггер позволяет реализовать схемы с меньшим числом соединений, что повышает надежность цифровых устройств. Кроме рассмотренных схем триггеров, в интегральных логических структурах применяют также RST -триггеры, выполняющие функции RS - и T -триггеров. Такой триггер имеет три входа: $X_0 = R; X_1 = S; X = T$.

Таблица 18.3

Схема	$X_0(t)$	$X_1(t)$	$Y(t)$	$Y(t+1)$
RS -триггер	0	0	0	0
	0	0	1	1
	0	1	0	1
	0	1	1	1
	1	0	0	0
	1	0	1	0
	1	1	0	H
	1	1	1	H
D -триггер $X_1(t) = D(t)$	—	0	—	0
	—	1	—	1
JK -триггер $X_0(t) = K(t)$ $X_1(t) = J(t)$	0	0	—	$Y(t)$
	0	1	—	1
	1	0	—	0
	1	1	—	$\bar{Y}(t)$
DF -триггер $X_0(t) = F(t)$ $X_1(t) = D(t)$	0	0	—	$Y(t)$
	0	1	—	$Y(t)$
	1	0	—	0
	1	1	—	1

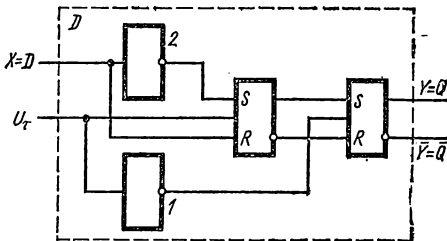


Рис. 18.18. Схема D -триггера на двух синхронных RS -триггерах.

Для расширения логических возможностей в серии микросхем часто включаются схемы, выполняющие вспомогательные функции. Наибольшее распространение имеет **расширитель числа входов по ИЛИ** (рис. 18.21, *a*), который представляет собой простейшую схему *И—НЕ*. Обычно расширитель используется совместно с логическими схемами *И—НЕ*, *ИЛИ—НЕ*, *И—ИЛИ—НЕ* со сложным инвертором. Логические схемы имеют дополнительные выводы от коллектора и эмиттера транзистора *Т1*, к которым подключается расширитель. В результате образуется схема *И—ИЛИ—НЕ*.

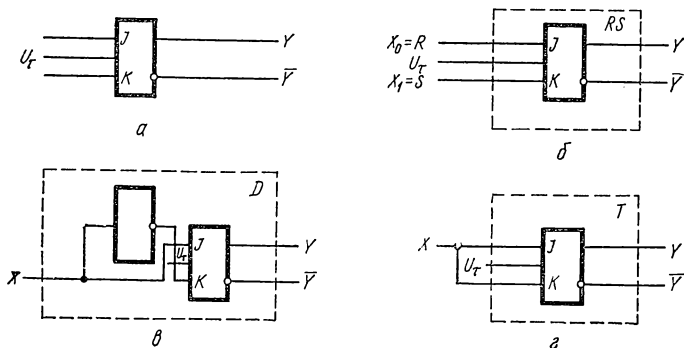


Рис. 18.19. Универсальный JK-триггер:

a — условное обозначение; *б, в, г* — схемы внешних соединений для получения синхронизируемы *X RS*, *D*- и *T*-триггеров соответственно.

Число расширителей, подключенных к одной схеме, может составлять от 1 до 6. Однако при подключении расширителей снижается быстродействие схемы и увеличивается потребляемая мощность.

Широко распространены также вспомогательные схемы, предназначенные для работы на индикаторные элементы. Они являются выходными каскадами логических устройств и представляют собой схемы *И—НЕ*, в которых в коллекторную цепь выходного транзистора включаются индикаторные элементы: реле, сигнальные лампы и т. д. (рис. 18.21, *б*).

Простейший **дешифратор** строится на основе диодной матрицы, представляющей собой логическое устройство, в котором имеется *K* входов и *N* выходов и каждой комбинации сигналов на входе соответствует сигнал на определенном выходе. Диоды в матрицах размещаются в горизонтальных и вертикальных шинах и соединены так, чтобы выполнялась операция *И*.

На рис. 18.22, *a* показана диодная матрица, управляемая переключателями *a* и *б*, при переключении которых меняется конфигурация токовой цепи. В положении переключателей, изображенном

на рисунке, ток протекает в следующих цепях: $+E_6, R2, a, -E_6$; $+E_6, R4, b, -E_6$; $+E_6, R3, b, -E_6$. Падение напряжения на резисторах $R2, R4$ и $R3$ достаточно большое и поэтому на зажимах A_2, A_3 и A_4 практически напряжения не будет. Выходное напряжение будет только на зажиме A_1 .

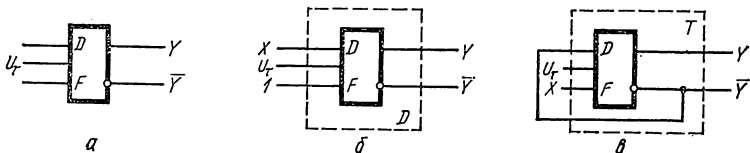


Рис. 18.20. Универсальный DF -триггер:

a — условное обозначение; $b, в$ — схемы внешних соединений для получения D - и T -триггеров соответственно.

Существуют также диодные матрицы, управляемые высоким напряжением, поступающим с триггеров и запирающим соответствующий диод. Рассмотрим работу такой матрицы, имеющей 2 входа и 4 выхода (рис. 18.22, б). Схема диодной матрицы определяется заданной программой, в данном случае следующими уравнениями: $Y_0 = \bar{X}_2 \cdot \bar{X}_1$; $Y_1 = \bar{X}_2 \cdot X_1$; $Y_2 = X_2 \cdot \bar{X}_1$; $Y_3 = X_2 \cdot X_1$.

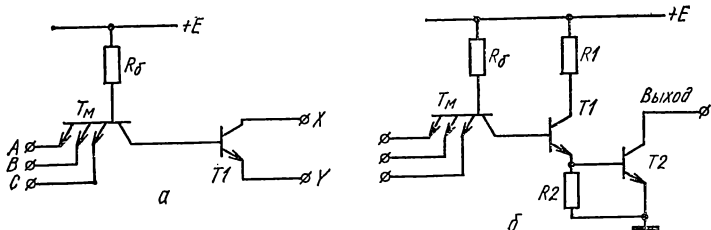


Рис. 18.21. Вспомогательные элементы:

a — расширитель; $б$ — схема со свободным коллектором.

Решается эта задача четырьмя логическими элементами $И$ и двумя $НЕ$. Функциональная схема матрицы показана на рис. 18.22, в. Реализация операций в диодной матрице представляется следующим образом. На вход матрицы поступают двоичные сигналы «1» и «0». В зависимости от сигнала на входе будут меняться потенциалы на выходах триггеров, т. е. будет производиться переключение высокого потенциала от одних диодов к другим.

При $X_2 = 0, X_1 = 0$ триггеры T_21 и T_22 находятся в положении 0 и на их левых выходах образуется отрицание входного сигнала, а высокий потенциал будет на диодах $D1$ и $D5$, которые будут

заперты. Остальные диоды не заперты и проводят ток. Напряжение источника питания через резистор $R1$ подается на горизонтальную шину Y_0 , что соответствует выходному сигналу «1».

При коде «01» (\bar{X}_2, X_1) высокий потенциал будет на левом плече T_{21} и на правом T_{22} . Сигнал «1» появится на шине Y_1 . Если на входе код «10», заперты диоды $D3, D6$, а сигнал «1» появится на шине Y_2 и т. д.

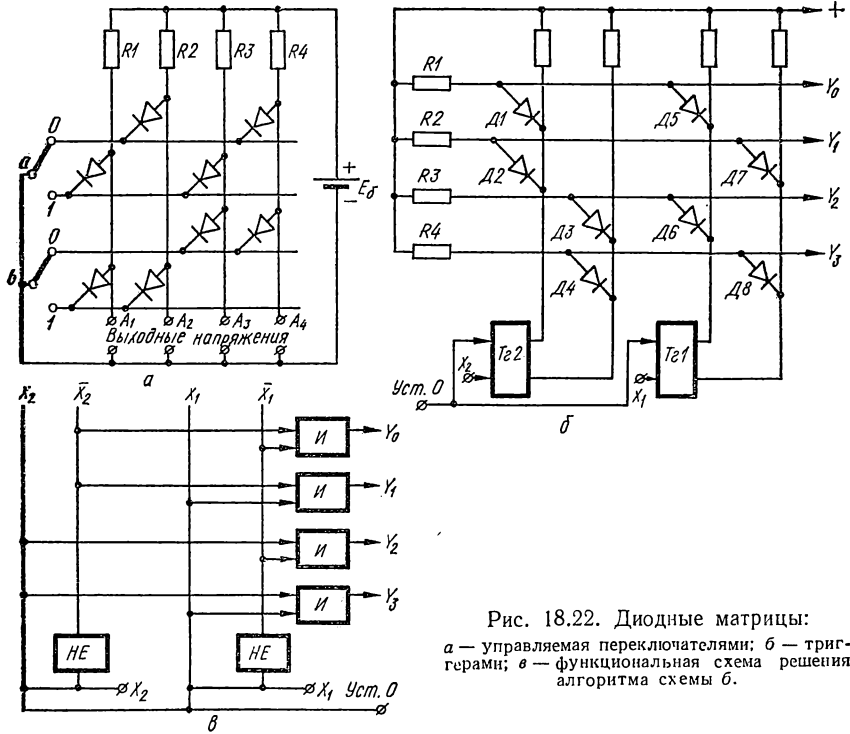


Рис. 18.22. Диодные матрицы:
 а — управляемая переключателями; б — триггерами; в — функциональная схема решения алгоритма схемы б.

Дешифраторы на основе диодной матрицы широко применяются для осуществления перехода от двоичной системы счисления к десятичной, для дешифровки информации в различных кодах, в качестве коммутаторов и распределителей импульсов в различных электронных устройствах. Их используют также в качестве сдвигателей — устройств, которые за один такт работы пропускают сигналы со сдвигом на один или несколько разрядов.

Рассмотренный дешифратор относится к типу прямоугольных. Существуют также пирамидальные дешифраторы, двухступенчатые

и многоступенчатые. В зависимости от используемых элементов дешифраторы классифицируются на диодные, транзисторные, диодно-транзисторные и магнитные.

Счетчики выполняют операцию счета входных импульсов. В зависимости от способа кодирования счетчики подразделяют на двоичные и десятичные, по назначению — на простые и реверсивные. В простых счетчиках сигналы поступают с одним знаком и они могут суммировать сигналы или вычитать их, осуществляя переход только в прямом направлении. На реверсивные счетчики поступают и суммируемые и вычитаемые сигналы, т. е. такие счетчики имеют переход и в прямом и в обратном направлениях.

Основные характеристики счетчиков:

1. Разрешающая способность или быстродействие — минимальное время между импульсами, когда еще гарантирована работа счетчика.

2. Время регистрации — интервал времени между началом импульса и окончанием переходного процесса в счетчике.

3. Емкость счетчика, определяемая максимальным числом сигналов, которое способен зафиксировать счетчик.

Двоичные счетчики представляют собой последовательное соединение управляемых по счетному входу триггеров. При объединении триггеров в схему двоичного счетчика важно правильно выбрать цепи переносов при суммировании и вычитании сигналов, от которых зависит в значительной степени время регистрации.

Реверсивные двоичные односторонние счетчики представляют собой объединение схем суммирующих и вычитающих счетчиков, имеющих два входа, по которым поступают суммируемые и вычитаемые сигналы. Текущее состояние счетчика определяется разностью прибавляемых и вычитаемых сигналов. В таком счетчике отсутствуют состояния с номером $i < 0$, где i — номер разряда.

Двухсторонние реверсивные двоичные счетчики имеют состояние $i < 0$. На вход такого счетчика могут подаваться вычитаемые сигналы и в том случае, когда счетчик находится в начальном нулевом состоянии. В данном случае переходы в направлении положительного и отрицательного состояния равнозначны и количество состояний с разными знаками одинаково.

На рис. 18.23, а показана функциональная схема двоичного реверсивного счетчика на JK -триггерах, которая имеет два входа: сложения и вычитания.

Десятичные счетчики реализуются различными способами. Одна из возможных схем десятичного счетчика показана на рис. 18.23, б. Здесь показана схема одной декады счетчика, работающего в коде «8—4—2—1», который реализуется с помощью четырех JK -триггеров и трех элементов $И$. Первые три триггера выполняют функции

T -триггеров, а четвертый — функции JK -триггера. Если на триггер $Tz1$ подаются единичные сигналы, то он под их воздействием изменяет свое состояние на противоположное. Триггер $Tz2$ изменяет свое состояние в том случае, когда на $И1$ подаются единичные сигналы с прямого выхода $Tz1$ и с инверсного выхода $Tz4$. В том случае, когда на $И1$ подаются сигналы, отличные от \bar{Y}_4 и Y_1 , триггер

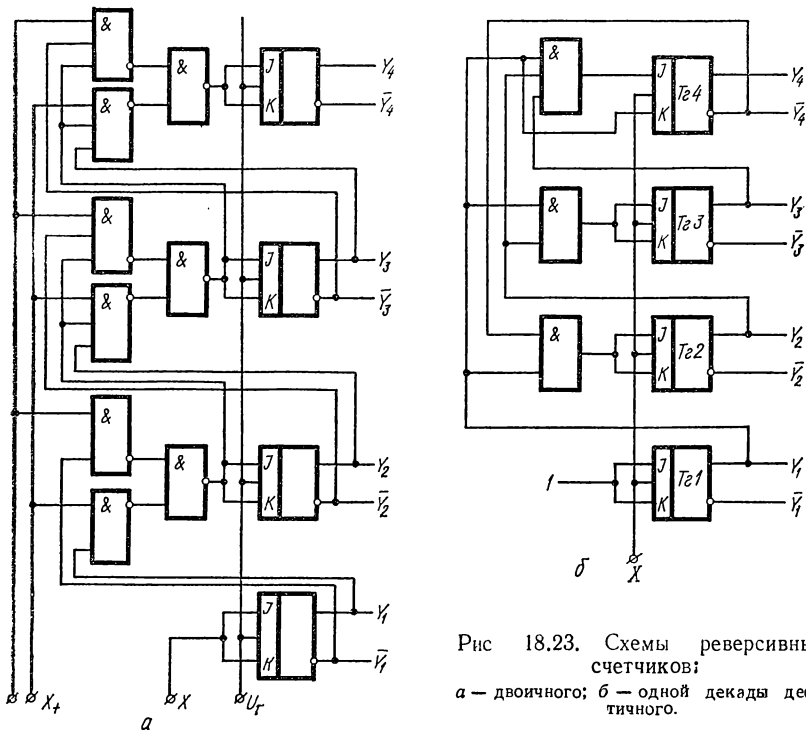


Рис 18.23. Схемы реверсивных счетчиков:
 а — двоичного; б — одной декады десятичного.

$Tz2$ не изменяет своего состояния. Триггер $Tz3$ выполняет функцию T -триггера, если на его входы поступают единичные сигналы с $Tz1$ и $Tz2$. Триггер $Tz4$ будет находиться в нулевом состоянии, когда на выходе $Tz1$ действует единичный сигнал. В единичное состояние $Tz4$ устанавливается только в том случае, когда на вход J подаются сигналы Y_1, Y_2, Y_3 .

Сумматоры выполняют операцию арифметического сложения двух чисел по правилам логики: $0 + 0 = 0, 1 + 0 = 1, 0 + 1 = 1, 1 + 1 = 1$.

В последнем случае получаемая единица переносится в старший разряд, а обычно суммирующие устройства производят сложение

чисел, начиная с младшего разряда. Существует такое правило: если в младшем разряде образовались единицы следующего старшего разряда, то они складываются с цифрами этого разряда. Сумматоры классифицируются по следующим признакам:

1. В зависимости от основания системы счисления: двоичные, троичные, десятичные и др.
2. По числу входов: полусумматор (два входа), сумматор (три входа).

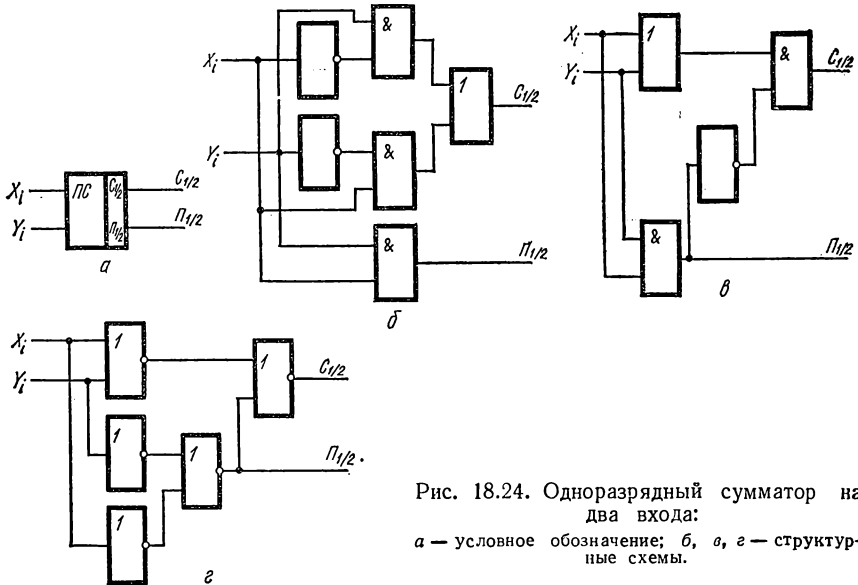


Рис. 18.24. Одноразрядный сумматор на два входа:
 а — условное обозначение; б, в, г — структурные схемы.

3. По способу организации процесса суммирования: комбинационные и накапливающие. Первые обеспечивают получение сигнала суммы и переноса при одновременной подаче кодов всех слагаемых. При снятии сигнала одного из слагаемых выходной сигнал суммы отсутствует. В накапливающих сумматорах сумма слагаемых запоминается и сохраняется там после прекращения подачи сигналов.

По способу обработки многоразрядных чисел сумматоры подразделяются на последовательные, параллельные и последовательно-параллельные.

Логическое устройство, которое выполняет сложение слагаемых одного разряда, называется одноразрядным сумматором. Условное обозначение и структурная схема комбинационного одноразрядного сумматора на два входа показаны на рис. 18.24, а, б, а условие его

работы иллюстрирует табл. 18.4. Схема рис. 18.24, *в* содержит минимальное число ступеней обработки информации и имеет высокое быстродействие.

При интегральном исполнении сумматоров требуется обеспечить однотипность логических схем. Схема рис. 18.24, *г* позволяет реализовать одноразрядный сумматор на элементах *ИЛИ—НЕ*.

Таблица 18.4

Входные переменные		Выход	
X_i	Y_i	Сумма $C_{1/2}$	Перенос $\Pi_{1/2}$
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

Таблица 18.5

X_i	Y_i	$Z_i = \Pi_{i-1}$	C_i	Π_i
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

Если требуется сложить числа с любым количеством разрядов, используют одноразрядные сумматоры на три входа и ряд вспомогательных логических элементов. На рис. 18.25, *а*, *б* показаны услов-

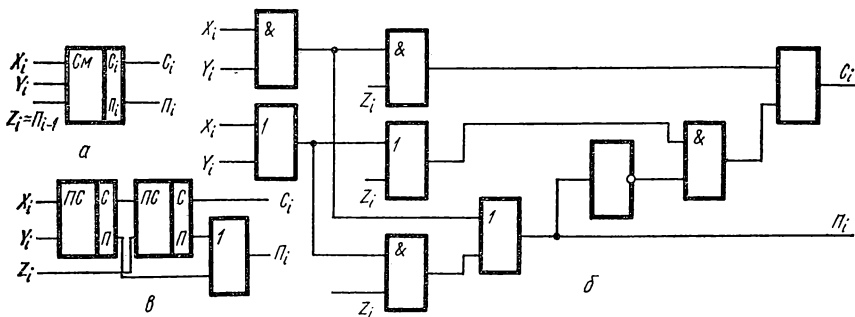


Рис. 18.25. Одноразрядный сумматор на три входа:

а — условное обозначение; *б* — структурная схема; *в* — схема на элементах *ИЛИ—НЕ*.

ное обозначение и структурная схема одноразрядного сумматора на три входа, а закон его функционирования определяется табл. 18.5. В интегральном исполнении часто комбинационный одноразрядный сумматор строят на двух схемах полусумматоров (рис. 18.25, *в*).

Структурная схема накапливающего одноразрядного сумматора показана на рис. 18.26. Работает схема следующим образом: в момент времени t_1 на счетный вход триггера поступает сигнал первого слагаемого $X_i(t)$ и запоминается в нем. В момент t_2 поступает сигнал второго слагаемого $Y_i(t_2)$. Триггер реализует функцию

$$f_1 = X_i \oplus Y_i = X_i \bar{Y}_i \vee \bar{X}_i \cdot Y_i.$$

В следующий момент t , на счетный вход триггера подается цифра переноса из предыдущего разряда $Z_i(t_3) = \Pi_{(i-1)}(t_3)$. Триггер при этом реализует функцию $f_2 = f_1 \oplus Z_i$. Перенос в старший разряд осуществляется двумя составляющими сигнала, вырабатываемыми схемой И1, реализующей $f_3 = f_1 \cdot Z_i$, и схемой И2, реализующей $f_4 = \bar{f}_1 Y_i$. Недостаток таких сумматоров — малое быстродействие.

Кроме рассмотренных схем повышенной интеграции, в цифровых устройствах промышленной электроники применяются компараторы, осуществляющие сравнения двух двоичных чисел, сдвиговые регистры для приемы и передачи информации, ячейки памяти и др. Дальнейшая разработка схем логических устройств ведется в направлении повышения интеграции микросхем, что достигается совершенствованием технологических процессов и использованием новых схемотехнических решений.

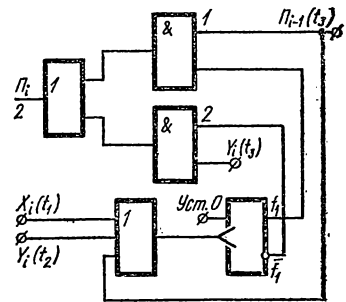


Рис. 18.26. Накапливающий одноразрядный сумматор.

Глава 19

НЕУПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ ОДНОФАЗНОГО И ТРЕХФАЗНОГО ТОКА

1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Выпрямитель — это устройство, предназначенное для преобразования переменного напряжения в постоянное.

Основными элементами выпрямителя являются трансформатор и вентили, с помощью которых обеспечивается одностороннее протекание тока в цепи нагрузки, в результате чего переменное напряжение преобразуется в пульсирующее. Для сглаживания

пульсаций выпрямленного напряжения к выходным зажимам выпрямителя подключают сглаживающий фильтр. Для регулирования или стабилизации выпрямленного напряжения и тока потребителя к входным зажимам его подключают регулятор или стабилизатор (стабилизатор может быть включен и на стороне переменного тока выпрямителя). Режим работы и параметры отдельных элементов выпрямителя, фильтра, регулятора и стабилизатора согласуются с заданными условиями работы потребителя постоянного тока.

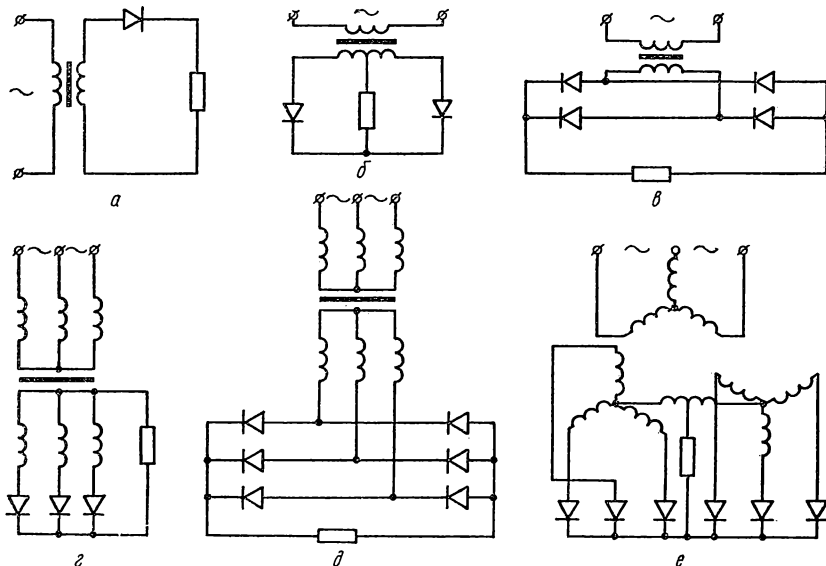


Рис. 19.1. Основные схемы выпрямителей:

а — однофазная однополупериодная; *б* — однофазная с нулевым выводом; *в* — однофазная мостовая; *г* — трехфазная с нулевым выводом; *д* — трехфазная мостовая; *е* — двойная трехфазная с уравнивающим реактором.

В зависимости от числа фаз питающего напряжения различают схемы однофазного и трехфазного выпрямления. Независимо от мощности выпрямителей все схемы делят на одноконтные и двухконтные.

К одноконтным относят схемы, у которых по вторичным обмоткам трансформатора ток протекает только один раз за полный период (полупериод или его часть). Отношение частоты пульсаций выпрямленного напряжения к частоте сети в одноконтных схемах равно числу фаз вторичной обмотки трансформатора. В таких схемах, кроме простейшего однофазного однополупериодного выпрямителя (рис. 19.1, *а*), обязательно выводится нулевая точка транс-

форматора. Таким образом, однотактные схемы — это схемы с нулевым выводом (рис. 19.1, б).

К двухтактным относят схемы, у которых в каждой фазе вторичной обмотки трансформатора ток протекает дважды за один период, в противоположных направлениях. Кратность пульсаций выпрямленного напряжения в таких схемах в два раза больше, чем число фаз вторичной обмотки трансформатора. Схемы выпрямителей, относящиеся к двухтактным, называют также мостовыми (рис. 19.1, в, д). В мостовых схемах ток во вторичной цепи всегда проходит последовательно по двум вентилям.

Схемы выпрямителей делят на простые (рис. 19.1, а-д) и сложные (рис. 19.1, е). К простым относят также схемы с умножением напряжения, в которых в качестве умножителей используются заряженные конденсаторы. В сложных схемах несколько простых схем выпрямителей соединяются последовательно или параллельно.

В зависимости от назначения выпрямители могут быть управляемыми (с регулируемым выпрямленным напряжением) и неуправляемыми.

Основными величинами, характеризующими эксплуатационные свойства выпрямителей, являются:

средние значения выпрямленного напряжения и тока ($U_{ср}$, $I_{ср}$);

коэффициент полезного действия η ;

коэффициент мощности χ ;

внешняя характеристика — зависимость напряжения на выходе от тока нагрузки $U_{ср} = f(I_{ср})$;

регулирующая характеристика — зависимость выпрямленного напряжения от угла регулирования $U_{ср} = f(\alpha)$;

коэффициент пульсаций — отношение амплитуды данной гармонической составляющей выпрямленного напряжения (тока) к среднему значению выпрямленного напряжения (тока) $K_{pq} = U_{(q)m}/U_{ср}$.

С помощью трансформатора в выпрямительных устройствах производится преобразование величины входного напряжения, электрическое разделение отдельных цепей преобразователя, преобразование числа фаз системы напряжений, питающих выпрямитель.

Магнитные потоки рассеяния в трансформаторе оказывают существенное влияние на характер электромагнитных процессов в выпрямителях электрического тока. Потоки рассеяния учитываются одним из главных параметров трансформатора — x_a , который называют индуктивным сопротивлением обмоток, расположенных на одном стержне и обусловленным потоками рассеяния основной частоты. Вторым важным параметром трансформатора является r_a — активное сопротивление обмоток, расположенных на одном стержне магнитопровода. Особенности расчета трансформаторов

выпрямителей различной мощности зависят от соотношения между параметрами x_a и r_a .

В выпрямителях малой мощности (особенно низковольтных) индуктивное сопротивление x_a значительно меньше активного сопротивления r_a . Поэтому при расчете таких выпрямителей ввиду малой величины x_a/r_a (порядка 0,3) потоками рассеяния пренебрегают, что значительно упрощает расчет.

Для трансформатора выпрямителей большой мощности $x_a/r_a > 7$ потоки рассеяния оказывают решающее влияние на характер электромагнитных процессов, поэтому при расчете пренебрегают величиной r_a . В результате упрощается анализ режима коммутации электрического тока с одного вентиля на другой, представляющего собой режим короткого замыкания трансформатора, аварийных режимов преобразователя и др.

В трансформаторах выпрямителей средней мощности параметр x_a по величине соизмерим с параметром r_a , поэтому потоками рассеяния пренебрегать нельзя, и необходимо учитывать оба параметра.

Рис. 19.2. Эквивалентные схемы однофазного трансформатора.

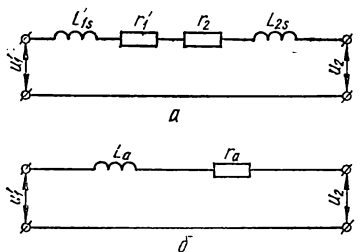
При составлении эквивалентных схем трансформаторов выпрямителей обычно первичную обмотку с числом витков ω_1 приводят ко вторичной с числом витков ω_2 , так как заданными величинами при расчете выпрямителей являются напряжение U_{cp} и ток нагрузки I_{cp} , подключаемой ко вторичной обмотке трансформатора.

Для однофазного двухобмоточного трансформатора параметры приведенной первичной обмотки

$$r'_1 = n^2 r_1 = (\omega_2/\omega_1)^2 r_1; \quad L'_{1s} = n^2 L_{1s} = (\omega_2/\omega_1)^2 L_{1s},$$

где $n = \omega_2/\omega_1$ — коэффициент трансформации трансформатора.

Эквивалентная схема однофазного трансформатора с приведенными обмотками без учета тока намагничивания показана на рис. 19.2, а. В упрощенном варианте этой схемы (рис. 19.2, б) эквивалентная индуктивность, обусловленная потоками рассеяния первичной и вторичной обмоток, $L_a = L'_{1s} + L_{2s}$, а эквивалентное активное сопротивление обмоток трансформатора $r_a = r'_1 + r_2$. Параметры эквивалентных схем трансформатора обычно определяются опытным путем, с помощью опытов короткого замыкания и холостого хода.



2. НЕУПРАВЛЯЕМЫЕ ОДНОФАЗНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ МАЛОЙ МОЩНОСТИ ПРИ АКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

Рассмотрим работу однополупериодного выпрямителя, нагруженного на активное сопротивление, пренебрегая индуктивностью рассеяния трансформатора (выпрямитель малой мощности).

На рис. 19.3, а показана эквивалентная схема выпрямителя для случая, когда потери в первичной обмотке трансформатора равны нулю ($u_1' = nu_1 = e_2$). Под действием синусоидальной ЭДС вторичной обмотки $e_2 = E_{2m} \sin \vartheta$, где $\vartheta = \omega t$, ток в цепи нагрузки может проходить только в течение тех полупериодов, когда анод вентиля имеет положительный потенциал относительно катода. На рис. 19.3, б показаны временные диаграммы напряжений и токов, поясняющие работу выпрямителя. Вентиль Д пропускает ток в первый полупериод. Во второй полупериод, когда потенциал анода становится отрицательным, ток в цепи равен нулю. Мгновенное значение выпрямленного тока

$$i = i_2 = [E_{2m}/(R_n + r_a)] \sin \vartheta \quad (0 < \vartheta < \pi);$$

$$i = i_2 = 0 \quad (\pi < \vartheta < 2\pi),$$

где $E_{2m}/(R_n + r_a) = I_{2m}$ — максимальное значение выпрямленного тока.

Выпрямленное напряжение в любой момент времени меньше, чем ЭДС вторичной обмотки, так как часть напряжения падает на сопротивлении r_a ,

$$u = R_n i = [E_{2m} R_n / (R_n + r_a)] \sin \vartheta = \eta_a E_{2m} \sin \vartheta = U_m \sin \vartheta,$$

где $\eta_a = R_n / (R_n + r_a)$ — условный КПД анодной цепи; $U_m = \eta_a E_{2m}$ — максимальное значение выпрямленного напряжения.

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{ср} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \eta_a E_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = (\eta_a / \pi) E_{2m} = U_m / \pi.$$

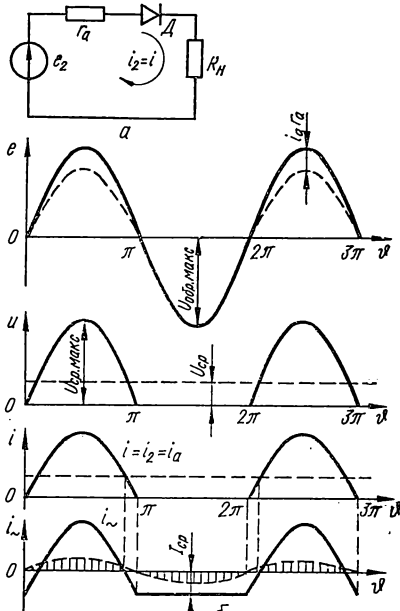


Рис. 19.3. Однофазный однополупериодный выпрямитель с активной нагрузкой:

а — эквивалентная схема; б — временные диаграммы токов и напряжений.

Среднее значение выпрямленного тока (а также тока вентиля)

$$I_{\text{ср}} = I_a = U_{\text{ср}}/R_{\text{н}} = \frac{1}{\pi} I_{a\text{ м}}.$$

Действующее значение тока вентиля

$$I_{a.\text{эф}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_2^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{a\text{ м}}^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} = I_{a\text{ м}}/2 = (\pi/2) I_{\text{ср}}.$$

Максимальное обратное напряжение на вентиле, как видно из рис. 19.3, б, достигает амплитудного значения ЭДС вторичной обмотки

$$U_{\text{обр. макс}} = E_{2\text{ м}} = (\pi/\eta_a) U_{\text{ср}}.$$

По найденным величинам I_a , $I_{a.\text{эф}}$ и $U_{\text{обр. макс}}$ выбирается вентиль. Согласно полученным данным вентиль должен допускать максимальное напряжение, по крайней мере, в π раз превышающее напряжение на нагрузке. Переменная составляющая выпрямленного напряжения и тока для данной схемы, как следует из временных диаграмм для u и i , велика, причем основная гармоника пульсаций имеет частоту, равную частоте питающей сети.

Для удобства вычисления амплитуды основной гармоники пульсаций выберем начало координат в точке, где выпрямленное напряжение имеет максимальное значение (рис. 19.3, б). Тогда мгновенное значение u можно представить как косинусоидальную функцию в пределах угла $-\pi/2 \leq \vartheta \leq \pi/2$:

$$u = U_m \cos \vartheta.$$

Так как u — четная функция, то при разложении в ряд Фурье останутся только косинусоидальные члены. Амплитуда первой (основной) гармоники напряжения

$$U_{(1)m} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} u \cos \vartheta d\vartheta = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} U_m \cos^2 \vartheta d\vartheta = U_m/2 = (\pi/2) U_{\text{ср}}.$$

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения по первой гармонике

$$K_{\text{н}(1)} = U_{(1)m}/U_{\text{ср}} = 1,57.$$

Рассмотрим режим работы трансформатора. Действующее значение тока вторичной обмотки $I_2 = I_{a.\text{эф}} = I_{a\text{ м}}/2 = (\pi/2) I_{\text{ср}}$. Отношение действующего значения фазного тока I_2 к его среднему значению $I_{2\text{ ср}}$ называют коэффициентом формы тока

$$D = I_2/I_{2\text{ ср}}.$$

В одноконтных схемах постоянная составляющая фазного тока

$$I_{2cp} = I_a = I_{cp}/m_2,$$

где m_2 — число фаз вторичной обмотки трансформатора.

Для данной схемы

$$D = I_2 m_2 / I_{cp} = I_2 / I_{cp} = \pi/2.$$

Действующее значение ЭДС вторичной обмотки трансформатора

$$E_2 = (1/\sqrt{2}) E_{2m} = [\pi/(\eta_a \sqrt{2})] U_{cp} = 2,22 U_{cp} / \eta_a.$$

Отношение действующего значения ЭДС к среднему значению выпрямленного напряжения U_{cp} называют коэффициентом фазной ЭДС

$$B = E_2 / U_{cp} = 2,22 / \eta_a.$$

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора

$$S_2 = m_2 E_2 I_2 = B U_{cp} D I_{cp} = B D P_{cp} = 3,49 P_{cp} / \eta_a,$$

где $P_{cp} = U_{cp} I_{cp}$ — мощность постоянных составляющих выпрямленного напряжения и тока.

Действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора можно определить из уравнения магнитного равновесия трансформатора, если пренебречь током намагничивания и учесть, что постоянная составляющая тока в первичную обмотку не трансформируется. Уравнение магнитного равновесия трансформатора по переменному току

$$i_1 \omega_1 = -\omega_2 (i_2 - I_{cp}).$$

Мгновенное значение тока первичной обмотки

$$i_1 = \omega_2 (i_2 - I_{cp}) / \omega_1 = -n i_2,$$

где i_2 — сумма переменных составляющих тока вторичной обмотки трансформатора.

Из последнего выражения следует, что диаграмма первичного тока трансформатора подобна диаграмме вторичного тока, если из него исключить постоянную составляющую тока.

Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора

$$\begin{aligned} I_1 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{n^2}{2\pi} \left[\int_0^{\pi} (i_2 - I_{cp})^2 d\vartheta + \int_{\pi}^{2\pi} (-I_{cp})^2 d\vartheta \right]} = \\ &= n \sqrt{I_2^2 - I_{cp}^2} = n I_{cp} \sqrt{D^2 - 1} = 1,21 n I_{cp}. \end{aligned}$$

Расчетная мощность первичной обмотки

$$S_1 = m_1 U_1 I_1 = (E_2/n) n I_{cp} \sqrt{D^2 - 1} = BU_{cp} I_{cp} \sqrt{D^2 - 1} = 2,69 P_{cp} / \eta_a.$$

Расчетная (типовая) мощность трансформатора

$$S_T = (S_1 + S_2) / 2 = 3,09 P_{cp} / \eta_a.$$

Коэффициент использования трансформатора по мощности

$$K_S = P_{cp} / S_T = 0,324 \eta_a.$$

Коэффициент мощности выпрямителя в общем виде

$$\chi = P_{a1} / S_1,$$

где $P_{a1} = \sum_{q=1}^n U_{1(q)} I_{1(q)} \cos \varphi_q$ — активная мощность первичной обмотки, представляющая собой среднее значение мощности переменного тока за период и определяющаяся как сумма активных мощностей отдельных гармонических составляющих тока; $S_1 = U_1 I_1 = \sqrt{U_{1(1)}^2 + \dots + U_{1(q)}^2 + \dots} \sqrt{I_{1(1)}^2 + \dots + I_{1(q)}^2 + \dots}$ — полная мощность первичной обмотки.

Если полагать, что напряжение питающей сети синусоидально, то $P_{a1} = U_1 I_{1(1)} \cos \varphi_1$. Следовательно, коэффициент мощности

$$\chi = U_1 I_{1(1)} \cos \varphi_1 / (U_1 \sqrt{I_{1(1)}^2 + \dots + I_{1(q)}^2}) = \nu \cos \varphi_1,$$

где $\nu = I_{1(1)} / \sqrt{I_{1(1)}^2 + \dots + I_{1(q)}^2}$ — коэффициент искажений; φ_1 — угол сдвига фаз между напряжением сети и первой гармоникой тока первичной обмотки.

В рассматриваемом случае $\varphi_1 = 0$, но коэффициент мощности меньше единицы, так как $\nu < 1$. Это является одной из причин, вызывающих увеличение размеров трансформатора.

Активная мощность выпрямленного тока вычисляется как среднее значение мощности пульсирующего тока за период

$$P_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u i d\vartheta = \pi^2 P_{cp} / 4,$$

т. е. мощность P_a больше мощности постоянных составляющих выпрямленного тока и напряжения примерно в 2,5 раза, что является также причиной увеличения размеров трансформатора. В сердечнике трансформатора за счет постоянной составляющей тока вторичной обмотки создается добавочный постоянный магнитный

поток, насыщающий сердечник трансформатора. Это явление принято называть вынужденным намагничиванием трансформатора. В результате насыщения намагничивающий ток трансформатора возрастает в несколько раз по сравнению с током при нормальном режиме намагничивания сердечника. Возрастание намагничивающего тока приводит к увеличению сечения провода первичной обмотки и размеров трансформатора в целом. Однополупериодный выпрямитель из-за перечисленных недостатков применяется редко.

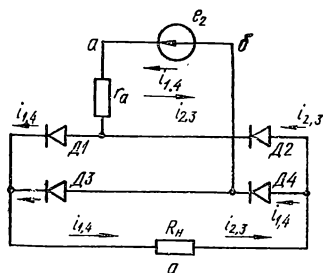
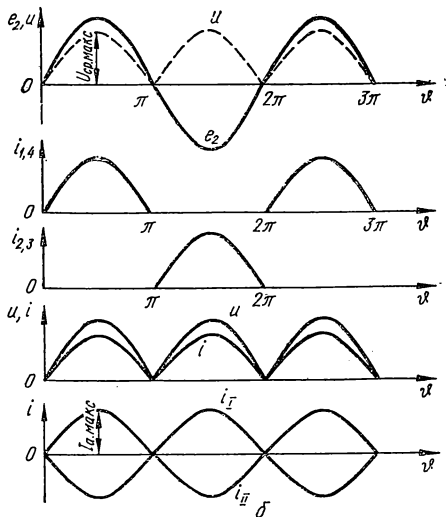


Рис. 19.4. Однофазный мостовой выпрямитель с активной нагрузкой:
 а — эквивалентная схема; б — временные диаграммы токов и напряжений.



С помощью однофазной мостовой схемы можно осуществить двухполупериодное выпрямление. Мостовая схема состоит из двухобмоточного трансформатора и комплекта вентилей Д1—Д4. Эквивалентная схема выпрямителя для рассматриваемого режима ($r_a \neq 0$, $L_a = 0$) показана на рис. 19.4, а. В схеме пропускает ток та пара вентилей, у которой анод вентиля катодной группы (Д1 или Д3) имеет наиболее высокий потенциал, а катод вентиля анодной группы (Д2 или Д4) — наиболее низкий потенциал. Так, например, если потенциал точки а станет выше потенциала точки б (на рис. 19.4, б этот режим соответствует положительной полуволне ЭДС), то анод вентиля Д1 будет иметь наиболее высокий потенциал, а катод вентиля Д4 — наиболее низкий, т. е. в этом случае вентили Д1 и Д4 пропускают электрический ток. В течение отрицательной полуволны ЭДС e_2 катод вентиля Д2 имеет наиболее низкий потенциал, а анод вентиля Д3 — наиболее высокий потенциал, поэтому ток пропускают вентили Д2 и Д3.

Временные диаграммы для токов и напряжений с учетом падения напряжения в выпрямителе (обусловленного сопротивлениями r_a и r_{np}) показаны на рис. 19.4, б. Напряжения на нагрузке меньше ЭДС на величину падения напряжения в трансформаторе и двух последовательно соединенных вентилях. Среднее значение выпрямленного напряжения и тока, а также среднее и действующее значения тока вентиля мостовой схемы выводятся так же, как и для однополупериодного выпрямителя.

Обратное напряжение на вентиле меньше ЭДС e_2 на величину падения напряжения на сопротивлении r_a и на одном работающем вентиле. Наибольшее значение обратного напряжения на вентиле будет при холостом ходе, когда оно достигает амплитуды ЭДС вторичной обмотки трансформатора.

Во вторичной обмотке ток протекает дважды за период и при активной нагрузке имеет форму синусоиды. Вынужденного намагничивания сердечника трансформатора нет. Ток в первичной обмотке также синусоидален. Поэтому работу трансформатора при таком режиме выпрямления можно рассматривать как работу на обычное активное сопротивление без учета вентиляей.

Расчетные мощности обмоток трансформатора и типовая мощность трансформатора равны между собой. Основные электрические параметры схемы выпрямителя приведены в табл. 19.1.

Таблица 19.1

Схема выпрямителя	Трансформатор						Вентиля		Нагрузка	
	E_2/U_{cp}	I_2/I_{cp}	I_1/nI_{cp}	S_1/P_{cp}	S_2/P_{cp}	S_T/P_{cp}	$U_{обр. макс}/U_{cp}$	I_a/I_{cp}	$I_{ам}/I_{cp}$	$K_T(l)$
Однофазная двухполупериодная с нулевым выводом	1,11	0,79	1,11	1,23	1,73	1,48	3,14	0,5	1,57	0,667
Однофазная мостовая	1,11	1,11	1,11	1,23	1,23	1,23	1,57	0,5	1,57	0,667
Трехфазная с нулевым выводом	0,855	0,583	0,476	1,22	1,48	1,35	2,09	0,33	1,21	0,25
Трехфазная мостовая	0,427	0,817	0,817	1,05	1,05	1,05	1,05	0,33	1,04	0,057

Внешняя характеристика выпрямителя с учетом потерь в трансформаторе и вентилях определяется уравнением

$$U_{\text{ср}} = U_{\text{ср. х. х}} - (r_a + 2r_{\text{пр}}) I_{\text{ср}},$$

где $U_{\text{ср. х. х}} = 2E_{2m}/\pi$ — среднее значение выпрямленного напряжения при холостом ходе; $r_{\text{пр}}$ — сопротивление вентиля в прямом направлении (считаем его постоянным).

В настоящее время в качестве вентилях используются полупроводниковые приборы с малым значением $r_{\text{пр}}$, поэтому мостовая схема является наиболее приемлемой и перспективной по сравнению с другими схемами.

3. НЕУПРАВЛЯЕМЫЕ ОДНОФАЗНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ МАЛОЙ И БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ ПРИ АКТИВНО-ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

Эквивалентная схема простейшего однополупериодного выпрямителя, питающегося от источника синусоидального напряжения, показана на рис. 19.5, а. Вентиль в этой схеме заменим ключом,

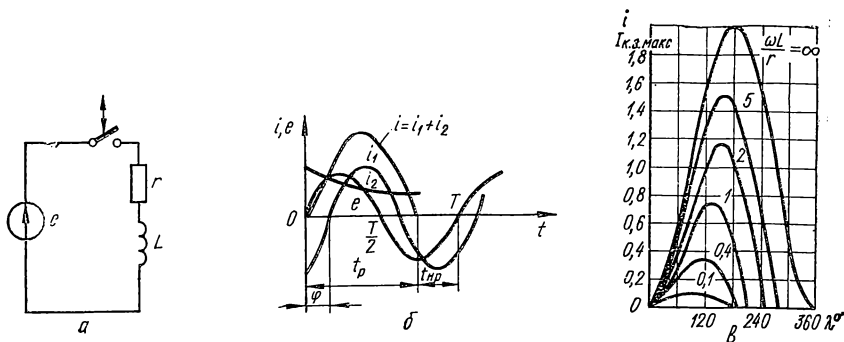


Рис. 19.5. Однофазный однополупериодный выпрямитель с активно-индуктивной нагрузкой:

а — эквивалентная схема; б — временные диаграммы токов и напряжений; в — кривые токов для различных значений $\omega L/r$.

замыкающимся в момент появления положительного напряжения между анодом и катодом и размыкающимся в момент прохождения тока через нуль. Периодические замыкания и размыкания цепи приводят к возникновению квазиустановившихся переходных процессов, которые можно рассчитать классическим методом.

Для эквивалентной схемы справедливо уравнение

$$e = L \frac{di}{dt} + ri,$$

где $e = E_{2m} \sin \vartheta$; $L = L_a + L_n$; $r = r_a + R_n$, откуда ток цепи

$$i = I_m \sin(\vartheta - \varphi) + I_m \sin \varphi \cdot e^{-\frac{r}{L} t},$$

где $I_m = E_{2m} / \sqrt{r^2 + (\omega L)^2}$; $\varphi = \arctg \omega L / r$.

Кривая тока изображена на рис. 19.5, б, Ток в цепи пульсирующий. Продолжительность импульса $\lambda = \omega t_p$ больше продолжительности полуволны ЭДС источника. Величина угла ωt_p зависит от соотношения между величинами ωL и r . Чем больше $\omega L / r$, тем больше ωt_p . Если $\omega L / r \rightarrow \infty$, то $\omega t_p \rightarrow 2\pi$, а при $\omega L / r \rightarrow 0$ $\omega t_p \rightarrow \pi$.

На рис. 19.5, в показано семейство кривых тока в относительных единицах при $L_a \neq 0$, $r_a = 0$, $L_n \neq 0$, $R_n = 0$ для разных значений $\omega L / r$. Максимальное значение тока в нагрузке будет при коротком замыкании ($\vartheta = \pi$). Если выпрямленный ток отнести к максимальному значению тока короткого замыкания трансформатора $I_{к. з. макс} = E_{2m} / (\omega L_a)$, то в относительных единицах закономерность изменения тока короткого замыкания определится выражением

$$i / I_{к. з. макс} = 1 + \sin(\vartheta - \pi/2).$$

При $\vartheta = \pi$ отношение $i / I_{к. з. макс} = 2$, т. е. наибольшее значение тока короткого замыкания в выпрямителе в два раза больше амплитуды установившегося тока короткого замыкания в трансформаторе.

Одной из основных характеристик выпрямителей с числом фаз вторичной обмотки трансформатора две и более является угол коммутации (перекрытия), оказывающий большое влияние на вид внешней характеристики выпрямителя.

Наличие потоков в обмотках трансформатора приводит к тому, что продолжительность работы вентиля λ может оказаться больше продолжительности положительных значений напряжений между анодом и катодом вентиля. Это было видно на примере рассмотренного однофазного выпрямителя с индуктивной нагрузкой. Для выпрямителей при учете индуктивностей в анодных ветвях вентилей характерны интервалы работы, когда одновременно пропускают ток два смежных по фазе вентиля: в одном ток убывает, во втором — нарастает. Такие интервалы одновременной работы называют периодами коммутации.

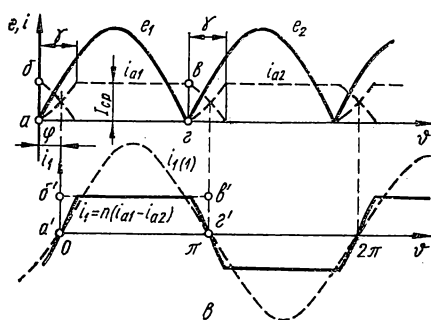
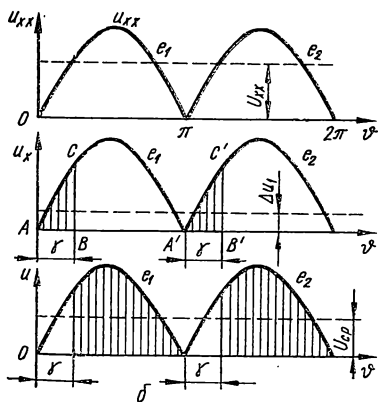
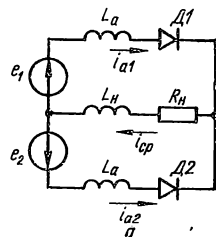
Рассмотрим явление коммутации в однофазном выпрямителе с нулевым выводом, эквивалентная схема которого показана на рис. 19.6, а. Эта схема соответствует выпрямителю большой мощности, активными сопротивлениями обмоток трансформатора которого можно пренебречь. В схеме учтены индуктивности рассеяния

обмоток трансформатора введением индуктивностей L_a , а также индуктивность сглаживающего дросселя L_H и сопротивление нагрузки R_H .

Для данной схемы можно выделить три характерных интервала за один период: интервал I, когда ток протекает только через вентиль $D2$; интервал II, когда ток пропускают одновременно вентили $D1$ и $D2$; интервал III, когда ток протекает только через вентиль

Рис. 19.6. Однофазный выпрямитель с нулевым выводом при активно-индуктивной нагрузке и учете индуктивностей рассеяния трансформатора:

a — эквивалентная схема; b , $в$ — временные диаграммы выпрямленного напряжения и токов в обмотках трансформатора.



$D1$. Если индуктивность сглаживающего дросселя $L_H \rightarrow \infty$, то в период одиночной работы вентиля $D1$ и $D2$ в индуктивностях L_a не возникает ЭДС самоиндукции, так как $i_{a1} = i_{a2} = I_{cp} = \text{const}$, $\frac{di_a}{dt} = 0$ и кривая выпрямленного напряжения совпадает с кривой ЭДС e_1 и e_2 .

Когда заканчивает работу вентиль $D2$ и вступает в работу вентиль $D1$, в индуктивностях L_a возникает ЭДС самоиндукции, препятствующая спаданию тока в вентиле $D2$ и нарастанию в вентиле $D1$, т. е. наблюдается одновременная работа двух фаз (период коммутации). В период одновременной работы двух вентилях $D1$ и $D2$ выпрямленное напряжение, учитывая, что

в любой момент времени $i_{a1} + i_{a2} = I_{cp} = \text{const}$, можно определить как

$$u = e_1 - x_a \frac{di_{a1}}{d\vartheta};$$

$$u = e_2 - x_a \frac{di_{a2}}{d\vartheta};$$

$$u = (e_1 + e_2)/2.$$

Таким образом, в однофазной схеме с нулевым выводом в периоды коммутации выпрямленное напряжение равно нулю (рис. 19.6, б).

Токи в вентилях в период коммутации при $L_H = \infty$ определяются выражениями

$$i_{a1} = (E_{2m}/x_a)(1 - \cos \vartheta); \quad i_{a2} = (E_{2m}/x_a)(\cos \vartheta - 1) + I_{cp}.$$

Если $\vartheta = \gamma$, то ток $i_{a1} = I_{cp}$. Угол коммутации при $L_H = \infty$ можно определить из выражения

$$1 - \cos \gamma = x_a I_{cp} / E_{2m}. \quad (19-1)$$

Чем меньше индуктивность рассеяния трансформатора, тем меньше угол коммутации. Для маломощных выпрямителей величина x_a малая, поэтому при расчете можно допустить, что $\gamma = 0$.

Рассмотрим основные параметры схемы выпрямителя с нулевым выводом для режима $r_a = 0$, $L_a \neq 0$, $L_H = \infty$.

Среднее значение выпрямленного напряжения определим, используя временные диаграммы напряжений (рис. 19.6, б),

$$U_{cp} = U_{cp. \text{ х. х }} - \Delta U_x,$$

где $U_{cp. \text{ х. х }}$ — среднее значение выпрямленного напряжения при холостом ходе; ΔU_x — среднее значение потерь выпрямленного напряжения, обусловленного коммутацией.

На рис. 19.6, б потеря напряжения ΔU_x представляет собой среднее значение заштрихованных площадей ABC и $A'B'C'$, ограниченных кривыми e_1 и e_2 за период коммутации. Если ЭДС e_1 и e_2 изменяются по синусоидальному закону, то среднее значение выпрямленного напряжения при холостом ходе

$$U_{cp. \text{ х. х }} = (1/\pi) \int_0^\pi E_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = 2E_{2m}/\pi = 0,9E_2,$$

где E_2 — действующее значение ЭДС вторичной обмотки трансформатора.

Среднее значение потери выпрямленного напряжения, обусловленного коммутацией,

$$\Delta U_x = \frac{1}{\pi} \int_0^{\gamma} E_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = (E_{2m}/\pi) (1 - \cos \gamma). \quad (19-2)$$

С учетом (19-1)

$$\Delta U_x = x_a I_{cp}/\pi.$$

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{cp} = U_{cp. x. x} - \Delta U_x = (2E_{2m}/\pi) - (x_a I_{cp}/\pi).$$

Полученное уравнение представляет собой внешнюю характеристику выпрямителя. В соответствии с уравнением внешней характеристики выпрямитель по отношению к нагрузочному сопротивлению можно представить в виде эквивалентного генератора постоянного тока, ЭДС которого равна $U_{cp. x. x}$. Внутреннее сопротивление эквивалентного генератора

$$r_{э\text{кв}} = \Delta U_x / I_{cp} = x_a / \pi.$$

Потоки рассеяния обмоток трансформатора оказывают существенное влияние на величину выпрямленного напряжения: чем больше x_a , тем меньше U_{cp} .

Определим среднее, действующее и максимальные значения тока в вентиле, необходимые для правильного выбора вентиля, а также действующие значения токов в обмотках трансформатора, необходимые для правильного выбора типовой мощности трансформатора. Временные диаграммы этих токов показаны на рис. 19.6, в.

Среднее значение тока в вентиле $I_a = I_{cp}/2$, максимальное его значение $I_{a m} = I_{cp}$.

Действующее значение тока в вентиле (во вторичной обмотке трансформатора) определим приближенно, заменяя действительный ток эквивалентным током, мгновенные значения которого изменяются по закону прямоугольника $abvc$ (рис. 19.6, в):

$$I_{a. \text{эф}} = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_a^2 d\vartheta} = 0,707 I_{cp}.$$

При активной нагрузке $I_2 = 0,785 I_{cp}$. Следовательно, сечение провода вторичной обмотки трансформатора при индуктивной нагрузке несколько уменьшается.

Действующее значение тока в первичной обмотке определим, используя кривую этого тока, изображенную на рис. 19.6, в.

Кривая построена на основании уравнения равновесия намагничивающих сил (н. с.) трансформатора без учета н. с. холостого хода

$$\omega_1 i_1 + (\omega_2 i_{a2} - \omega_2 i_{a1}) \approx 0; \quad \omega_1 i_1 = \omega_2 i_{a1} - \omega_2 i_{a2}.$$

Из уравнения равновесия н. с. находим выражение для тока первичной обмотки трансформатора в мгновенных значениях

$$i_1 = n(i_{a1} - i_{a2}).$$

Для упрощения вычислений, заменив действительную кривую первичного тока кривой $i_1 = nI_{\text{ср}}$ в виде прямоугольника $a'b'e'z'$ (рис. 19.6, в), определим действующее значение первичного тока

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\vartheta} = n \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{\text{ср}}^2 d\vartheta} = nI_{\text{ср}}.$$

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле при индуктивной нагрузке

$$U_{\text{обр. макс}} = 2E_{2m} = \pi U_{\text{ср}}.$$

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора

$$S_2 = m_2 E_2 I_2 = \frac{2\pi}{2\sqrt{2}} U_{\text{ср}} \frac{1}{\sqrt{2}} I_{\text{ср}} = \frac{\pi}{2} U_{\text{ср}} I_{\text{ср}} = 1,57 P_{\text{ср}}.$$

При активной нагрузке $S_2 = 1,73 P_{\text{ср}}$. Следовательно, при индуктивной нагрузке трансформатор используется лучше.

Расчетная мощность первичной обмотки трансформатора

$$S_1 = m_1 U_1 I_1 = \frac{1}{n} E_2 n I_{\text{ср}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{\text{ср}} I_{\text{ср}} = 1,11 P_{\text{ср}}.$$

Типовая мощность трансформатора

$$S_T = (S_1 + S_2)/2 = 1,34 P_{\text{ср}}.$$

Расчетная мощность вторичной обмотки оказалась больше расчетной мощности первичной обмотки. Объясняется это следующим образом. Напряжения первичной и вторичной обмоток трансформатора — синусоидальные функции. Токи же в этих обмотках не синусоидальные. Токи во вторичных обмотках содержат постоянную составляющую и гармонические составляющие. Ток в первичной обмотке содержит только гармонические составляющие. Известно, что полная мощность может быть определена через активную, реактивную мощности и мощность искажения. Мощность искажения вторичной обмотки больше мощности искажения первичной обмотки. Этим и объясняется то, что $S_2 > S_1$.

Коэффициент мощности выпрямителя χ можно определить с достаточной степенью точности по фазовому углу φ_1 сдвига первой гармоники первичного тока $i_{1(1)}$ (рис. 19.6, в) по отношению к первичному напряжению e_1 . Ток $i_{1(1)}$ в выпрямителе с учетом реально существующих магнитных полей рассеяния отстает по фазе от приложенного внешнего напряжения. Таким образом, обычные выпрямители для внешних источников электропитания представляют активно-индуктивную нагрузку, способствующую ухудшению коэффициента мощности предприятия, на котором установлен данный выпрямитель, так как он является потребителем реактивной мощности.

Основные параметры схемы выпрямителя с нулевым выводом сведены в табл. 19.2.

Таблица 19.2

Схема выпрямителя	Трансформатор						Вентили		Нагрузка $K_T (l)$
	E_s/U_{cp}	I_s/I_{cp}	I_1/nI_{cp}	S_1/P_{cp}	S_2/P_{cp}	S_T/P_{cp}	$\frac{U_{обр. макс}}{U_{cp}}$	I_a/I_{cp}	
Однофазная двухполупериодная с нулевым выводом	1,11	0,707	1	1,11	1,57	1,34	3,14	0,5	0,67
Трехфазная с нулевым выводом	0,855	0,58	0,47	1,21	1,48	1,35	2,1	0,33	0,25
Трехфазная мостовая	0,427	0,817	0,817	1,05	1,05	1,05	1,05	0,33	0,057
Однофазная мостовая	1,11	1	1	1,11	1,11	1,11	1,57	0,5	0,67

Рассмотрим процессы в однофазном мостовом выпрямителе. Эквивалентная схема однофазного мостового выпрямителя с учетом индуктивностей в обмотках трансформатора показана на рис. 19.7, а, а соответствующие временные диаграммы — на рис. 19.7, б.

Наличие индуктивностей L_a обуславливает и в этой схеме коммутационные периоды. Однако в отличие от схемы с нулевым выводом во время коммутации одновременно пропускают ток все четыре вентили. В результате вторичная обмотка трансформатора в течение интервала γ оказывается короткозамкнутой. Ток в вентильях

в период коммутации можно определить точно так же, как и в схеме с нулевым выводом,

$$i_{a1} = i_{a4} = (E_{2m}/2x_a)(\cos \vartheta - 1) + I_{cp}, \quad i_{a2} = i_{a3} = (E_{2m}/2x_a)(1 - \cos \vartheta).$$

По сути мостовая схема в течение каждого полупериода ничем не отличается от схемы с нулевым выводом, только здесь пропускает ток не один вентиль, а два вентиля, соединенные последовательно, и для каждого полупериода используются не отдельные половины

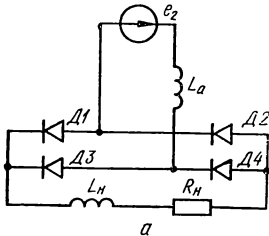
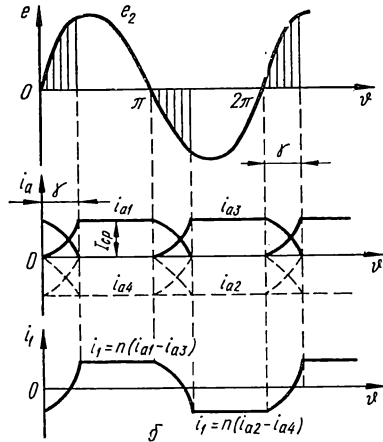


Рис. 19.7. Однофазный мостовой выпрямитель с учетом индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора и активно-индуктивной нагрузки:

а — эквивалентная схема; б — временные диаграммы токов и напряжений.



вторичной обмотки, а одна обмотка, что повышает эффективность использования трансформатора. В мостовой схеме действующее значение тока во вторичной обмотке $I_2 = I_{cp}$.

Вследствие аналогии электромагнитных процессов мостовая схема и схема с нулевым выводом имеют аналогичные внешние характеристики. Но из-за более эффективного использования вторичной обмотки в мостовой схеме типовая мощность трансформатора несколько ниже.

Расчетные мощности обмоток и типовая мощность трансформатора мостовой схемы для рассматриваемого режима одинаковы:

$$S_T = S_1 = S_2 = 1,11P_{cp}.$$

Максимальное значение обратного напряжения на вентилях не превышает амплитудного значения напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Если не учитывать индуктивности рассеяния обмоток трансформатора, то $\gamma = 0$ и импульсы тока через вентили в однофазной

схеме с нулевым выводом и в однофазной мостовой схеме будут иметь вид прямоугольника с амплитудой I_{cp} и длительностью π .

Основные параметры однофазного мостового выпрямителя приведены в табл. 19.2.

4. НЕУПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ ПРИ АКТИВНО-ЕМКОСТНОЙ НАГРУЗКЕ

Схема однофазного мостового выпрямителя и временные диаграммы токов и напряжений при емкостной реакции нагрузки показаны на рис. 19.8; а, б. Временные диаграммы построены для случая, когда $r_a \neq 0$, $L_a = 0$; $C = \infty$.

Работа выпрямителя в установившемся режиме характеризуется двумя интервалами — интервалом заряда конденсатора, когда

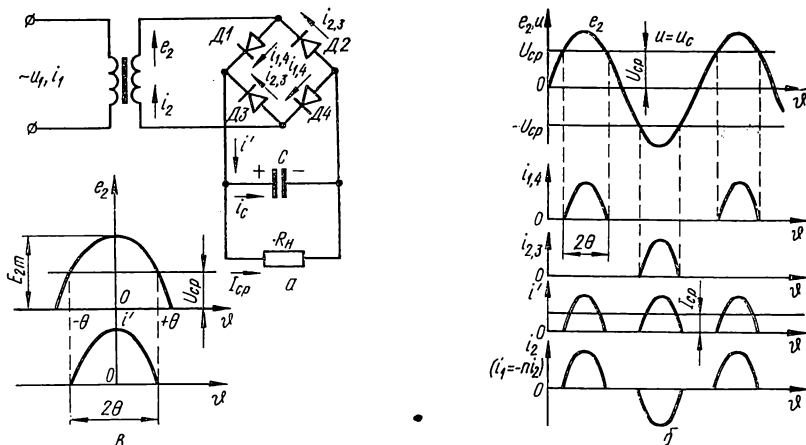


Рис. 19.8. Однофазный мостовой выпрямитель при активно-емкостной нагрузке:

а — эквивалентная схема; б, в — временные диаграммы токов и напряжений.

ЭДС вторичной обмотки трансформатора превышает напряжение на конденсаторе C и вентили $D1$, $D4$ ($D2$, $D3$) пропускают ток, и интервалом разряда конденсатора, когда ЭДС вторичной обмотки трансформатора меньше напряжения на конденсаторе C и вентили не пропускают ток.

В реальных выпрямителях, когда $C \neq \infty$ напряжение на конденсаторе в период подзаряда повышается, а в период разряда понижается, т. е. выпрямленное напряжение будет изображаться не прямой линией, как показано на рис. 19.8, б, а ломаной. Поло-

вина времени, в течение которого протекает ток в вентиле, принято называть углом отсечки θ . В мостовой схеме полный цикл заряда конденсатора происходит за половину периода питающего напряжения. В результате кривая выпрямленного напряжения получается сглаженной.

Для вывода основных расчетных соотношений применим упрощенную методику анализа, полагая, что величина емкости конденсатора бесконечно велика. При таком допущении пульсации выпрямленного напряжения отсутствуют, напряжение на конденсаторе остается неизменным, равным U_{cp} . Такой режим ничем не отличается от режима работы выпрямителя на противоЭДС (например, при зарядке аккумулятора). Расчет основных параметров выпрямителя произведем, учитывая сопротивление r_a и сопротивление вентилей в прямом направлении r_{np} , полагая, что $L_a = 0$.

Пульсирующий ток i' при принятых допущениях распределится по параллельным ветвям следующим образом: переменная составляющая пройдет через конденсатор, представляющий бесконечно малое сопротивление для всех гармоник тока, а постоянная составляющая — через нагрузку R_n . Таким образом, ток нагрузки будет постоянным по величине, равным среднему значению пульсирующего тока i' .

В период заряда конденсатора ($-\theta \leq \vartheta \leq +\theta$) ток в вентиле $i' = (e_2 - u_C)/r$, где $e_2 = E_{2m} \cos \vartheta$ и $u_C = U_{cp} = E_{2m} \cos \theta$ определяются согласно рис. 19.8, в, а $r = r_a + 2r_{np}$.

Ток нагрузки

$$I_{cp} = \frac{2}{2\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} i' d\vartheta = \frac{2}{\pi} \int_0^{\theta} (E_{2m}/r) (\cos \vartheta - \cos \theta) d\vartheta = \\ = (2E_{2m}/\pi r) (\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (19-3)$$

Подставляя в выражение (19-3) значение $E_{2m} = U_{cp}/\cos \theta$, получаем

$$I_{cp} = 2U_{cp} (\operatorname{tg} \theta - \theta)/(\pi r) = 2U_{cp} A(\theta)/(\pi r). \quad (19-4)$$

Величина $A(\theta)$ в выражении (19-4) является функцией угла отсечки

$$A(\theta) = \operatorname{tg} \theta - \theta. \quad (19-5)$$

Численное значение функции можно определить из выражения

$$A(\theta) = \pi r I_{cp} / (2U_{cp}) = \pi r / (2R_n),$$

где величина R_n обычно известна, а r выбирается ориентировочно, в зависимости от мощности трансформатора и типа вентилей выпрямителя.

Таким образом, ориентировочно подсчитав значение функции $A(\theta)$, затем по выражению (19-5), которое может быть представлено в виде графика рис. 19.9, *а*, определяют угол отсечки θ . Все основные электрические параметры схемы могут быть выражены как функции угла отсечки либо величины $A(\theta)$.

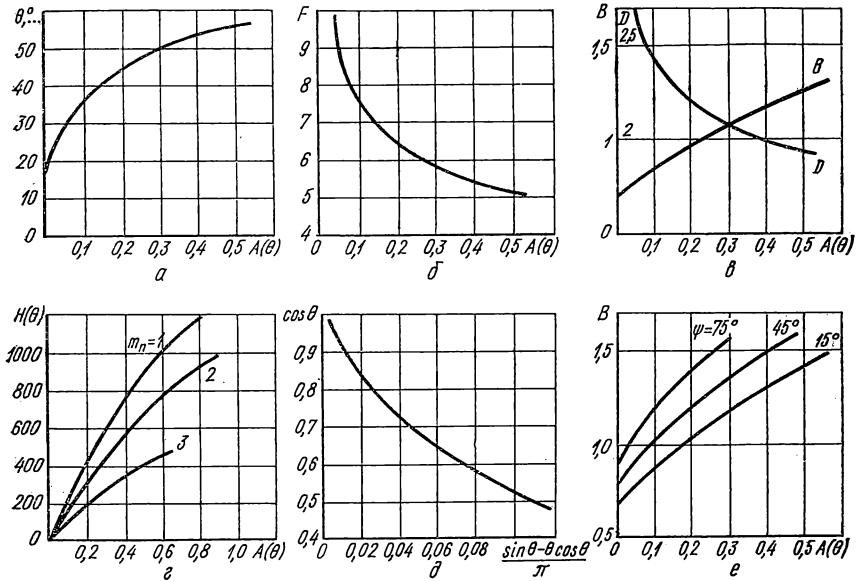


Рис. 19.9. Кривые зависимостей для расчета однофазного мостового выпрямителя при активно-емкостной нагрузке:

a — угла отсечки; *b* — максимального значения тока в вентиле; *в* — действующего значения токов и ЭДС вторичной обмотки трансформатора; *г* — коэффициента пульсаций выпрямленного напряжения по основной гармонике; *д* — внешняя характеристика в относительных единицах; *е* — действующих значений ЭДС вторичной обмотки трансформатора с учетом индуктивности L_A .

Максимальное значение тока в вентиле

$$I_{am} = I_{cp} F(\theta)/2,$$

где $F(\theta) = \pi(1 - \cos \theta)/(\sin \theta - \theta \cos \theta)$.

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора

$$I_2 = \sqrt{2} I_{cp} D(\theta)/2,$$

где $D(\theta) = \sqrt{\pi[1 + 0,5 \cos 2\theta] - 0,75 \sin 2\theta}/(\sin \theta - \theta \cos \theta)$.

Действующее значение ЭДС вторичной обмотки $E_2 = U_{cp} B(\theta)$,

где $B(\theta) = \sqrt{2}/(2 \cos \theta)$.

Функции $F(\theta)$, $D(\theta)$ и $B(\theta)$ представлены графически на рис. 19.9, б, в.

Мощность вторичной обмотки трансформатора

$$S_2 = m_2 E_2 I_2 = [\sqrt{2} B(\theta) D(\theta) P_{ср}]/2.$$

Мощность S_2 максимальна при $\theta = 37^\circ$, поэтому следует выбирать режим работы выпрямителя при значении угла $\theta = 35 \dots 45^\circ$, что соответствует $A(\theta) = 0,1 \dots 0,2$. Мощность вторичной обмотки и типовая мощность трансформатора равны.

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения по первой гармонике при конечном, но достаточно большом значении емкости конденсатора

$$K_{n(1)} = H(\theta)/(rC), \quad (19-6)$$

где зависимость $H(\theta) = [2 \cdot 10^6 / (m_n \omega \pi)] \{(\cos \theta \sin m_n \theta - m_n \cos m_n \times \theta \sin \theta) / (m_n - 1) \cos \theta\}$ изображена графически на рис. 19.9, г при различной кратности пульсаций m_n (для однофазной мостовой схемы $m_n = 2$). Выражение (19-6) позволяет также по заданному коэффициенту пульсаций $K_{n(1)}$ определить необходимую величину емкости конденсатора.

Внешняя характеристика выпрямителя определяется уравнениями

$$U_{ср} = E_{2m} \cos \theta; \quad I_{ср} = 2E_{2m} (\sin \theta - \theta \cos \theta) / (\pi r),$$

или в относительных единицах

$$\cos \theta = f(\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (19-7)$$

Выражение (19-7) представляет обобщенную внешнюю характеристику выпрямителя, изображенную графически на рис. 19.9, д.

Внешняя характеристика крутопадающая, поэтому не рекомендуется использовать такой выпрямитель для питания потребителей с переменной нагрузкой, так как напряжение на выходе выпрямителя будет изменяться по величине.

Рассмотренная методика анализа выпрямителей пригодна, если $r/\omega L_a = 3 \dots 4$. Для более мощных выпрямителей ($r/\omega L_a < 3$) необходимо учитывать влияние индуктивности рассеяния. Индуктивность L_a нужно учитывать и для выпрямителей малой мощности при повышенных частотах питающего напряжения. Индуктивность L_a способствует увеличению длительности зарядного тока конденсатора, что вызывает изменение формы кривой выпрямленного напряжения, а следовательно, и среднего значения выпрямленного напряжения. В результате функция $B(\theta) = E_2/U_{ср}$ изменяется. На рис. 19.9, е показано семейство функций $B(\theta)$, построенных для

различных значений угла ψ , равного $\text{arctg } \omega L_a/r$. Изменения других функций с учетом величины L_a относительно малы, и их можно не учитывать при расчете.

Выпрямители с емкостным фильтром позволяют реализовать схемы с умножением напряжения, в результате чего можно получить удвоенное, утроенное и т. д. напряжение по сравнению с напряжением однополупериодного выпрямителя. Такие выпрямители применяются для питания маломощных высоковольтных устройств, потребляющих незначительный ток (несколько миллиампер): рентгеновские трубки, аноды высоковольтных электронно-лучевых трубок и др.

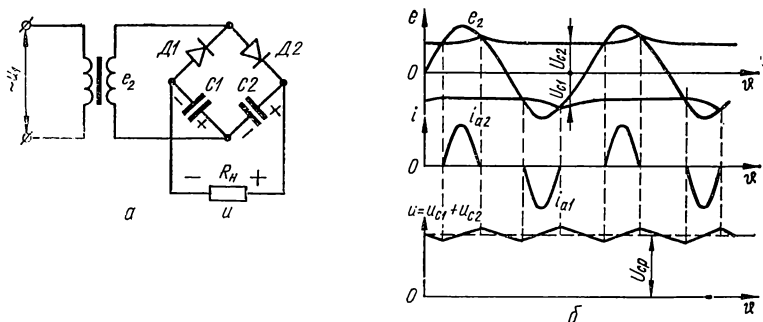


Рис. 19.10. Симметричная схема удвоения напряжения (а) и временные диаграммы токов и напряжений (б).

Принцип работы схем с умножением напряжения основан на использовании нескольких конденсаторов, каждый из которых заряжается от одной и той же обмотки трансформатора через соответствующий вентиль. По отношению к нагрузке конденсаторы оказываются включенными последовательно, и их напряжения суммируются. Схемы умножения можно использовать и с бестрансформаторным включением в сеть переменного тока. Различают симметричные и несимметричные схемы умножения напряжения.

Симметричная схема удвоения напряжения (см. рис. 19.10, а) состоит из двух однополупериодных выпрямителей. Конденсатор $C1$ заряжается через вентиль $D1$ во время первой полуволны ЭДС e_2 , а конденсатор $C2$ — через вентиль $D2$ во время второй полуволны ЭДС e_2 . При равенстве емкостей конденсаторов $C1$ и $C2$ напряжение на нагрузке при холостом ходе равно удвоенному значению напряжения на конденсаторе. В реальных условиях (при нагрузке) в связи с тем, что заряд одного конденсатора сопровождается одновременным разрядом другого через сопротивление

нагрузки, это напряжение несколько меньше. С целью получения меньшей разницы в выпрямленном напряжении при холостом ходе и нагрузке стремятся удовлетворить неравенства $R_H C_1 \gg T$ и $R_H C_2 \gg T$, где T — период питающего напряжения.

Пульсации выпрямленного напряжения (рис. 19.10, б) имеют удвоенную частоту по отношению к частоте питающего напряжения. При холостом ходе среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{\text{ср. х. х}} = 2E_{2m} = 2,82E_2.$$

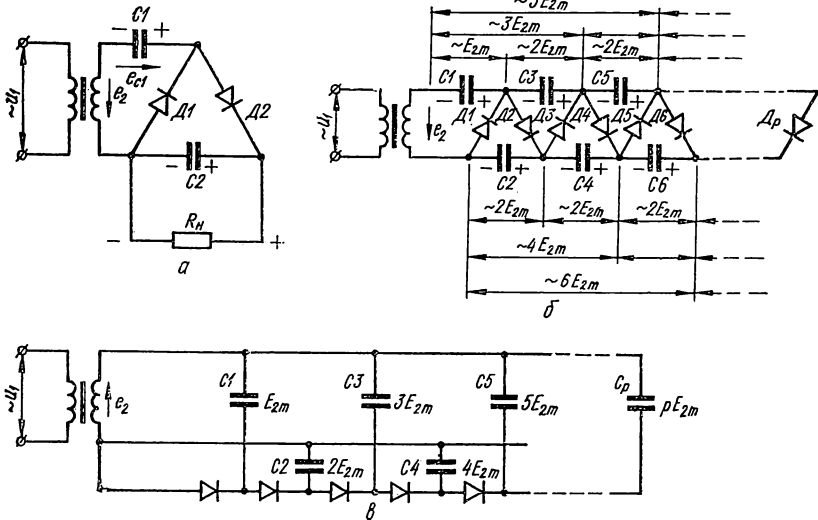


Рис. 19.11. Несимметричные схемы умножения напряжения:
 а — удвоитель напряжения; б — умножитель напряжения второго рода; в — умножитель напряжения первого рода.

Рассчитывать такой выпрямитель можно по упрощенной методике, рассмотренной выше; в этом случае расчетное напряжение необходимо брать вдвое меньше напряжения на нагрузке, величины функций $B(\theta)$, $D(\theta)$, $F(\theta)$ определять при $m_n = 1$, а величину функции $H(\theta)$ — при $m_n = 2$.

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле в симметричной схеме удвоения напряжения равно среднему значению выпрямленного напряжения.

В несимметричной схеме удвоения напряжения (рис. 19.11, а) два однополупериодных выпрямителя питаются от разных по величине напряжений.

В первый полупериод заряжается конденсатор $C1$ через вентиль $D1$ под действием ЭДС e_2 , во второй полупериод — конденсатор $C2$ через вентиль $D2$ под действием суммы ЭДС e_2 и u_{C1} , совпадающих по направлению. В результате напряжение на конденсаторе $C2$ при холостом ходе оказывается в два раза выше, чем на конденсаторе $C1$. Обратные напряжения на вентилях при холостом ходе достигают удвоенной амплитуды ЭДС трансформатора. Частота пульсаций выпрямленного напряжения равна частоте напряжения питающей сети. Так как один из выводов обмотки трансформатора соединен с отрицательным полюсом нагрузки, то возможно его заземление, что является положительным свойством схемы.

Дальнейшим развитием несимметричной схемы удвоения напряжения является схема умножения напряжения (рис. 19.11, б), в которой добавлены цепочки из вентиля и конденсаторов $D3—C3$, $D4—C4$ и т. д. Здесь на конденсаторе $C1$ при холостом ходе напряжение равно E_{2m} , а на всех последующих конденсаторах $2E_{2m}$. Данная схема умножает напряжение источника в несколько раз. Это несимметричная схема умножения напряжения второго рода.

На рис. 19.11, в показана несимметричная схема умножения напряжения первого рода. Отличительной особенностью схемы является то, что умноженное в p раз напряжение снимается с одного конденсатора C_p . Схема может использоваться также в качестве делителя напряжения, так как дает набор выпрямленных напряжений при холостом ходе от E_{2m} до pE_{2m} .

5. НЕУПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА

Схемы выпрямителей трехфазного тока применяются в основном для питания потребителей средней и большой мощности. Они равномерно нагружают сеть трехфазного тока и отличаются высоким коэффициентом использования трансформатора.

Схемы выпрямителей трехфазного тока используются для питания статических нагрузок активного и активно-индуктивного характера, статических нагрузок с противоЭДС (электролиз и др.), а также динамических нагрузок в виде электродвигателей постоянного тока. Последний вид нагрузки следует рассматривать как противоЭДС с индуктивностью. Составным элементом сложных схем выпрямителей трехфазного тока является простая трехфазная схема с нулевым выводом, предложенная Миткевичем. Рассмотрим процессы в этой схеме при работе на активную нагрузку.

Эквивалентная схема выпрямителя изображена на рис. 19.12, а. В схеме не учитываются индуктивности рассеяния обмоток трансформатора, что допустимо для выпрямителей малой мощности; предполагается также, что вентили и трансформатор идеальны.

В идеализированной схеме коммутация осуществляется мгновенно, т. е. в любой момент времени ток пропускает только один вентиль, анод которого имеет наиболее высокий потенциал. Продолжительность работы каждого вентиля $\lambda = 2\pi/3$. Выпрямленное напряжение и ток содержат трехкратные пульсации за период.

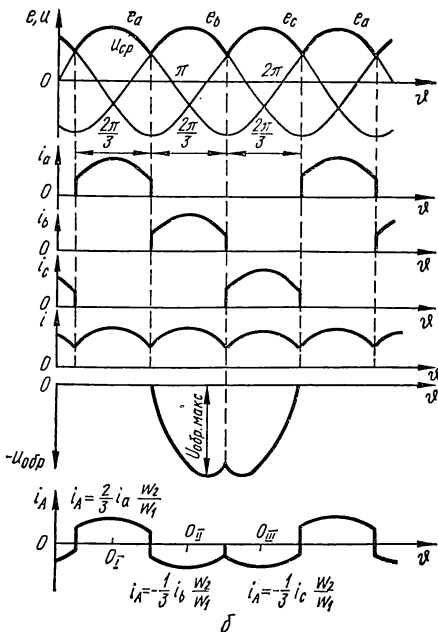
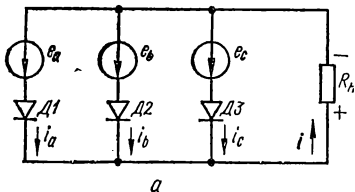


Рис. 19.12. Трехфазный выпрямитель с нулевым выводом при активной нагрузке:
а — эквивалентная схема; б — временные диаграммы токов и напряжений.

Электрические параметры определим в общем виде для многофазного выпрямителя с числом пульсаций выпрямленного напряжения за период $m_1 = m_2$. Среднее значение выпрямленного напряжения согласно рис. 19.12, б

$$U_{cp} = \frac{m_2}{2\pi} \int_{-\pi/m_2}^{+\pi/m_2} u d\vartheta = \frac{m_2}{\pi} \int_0^{\pi/m_2} E_{2m} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{m_2}{\pi} E_{2m} \sin \frac{\pi}{m_2}. \quad (19-8)$$

При $m_2 = 3$ (схема Миткевича) $U_{cp} = 1,17E_2$.

При активной нагрузке формы кривых выпрямленного напряжения и тока одинаковы, поэтому среднее значение выпрямленного тока

$$I_{cp} = (m_2/\pi) I_{am} \sin(\pi/m_2),$$

где $I_{am} = E_{2m}/R_n$ — амплитудное значение тока вентиля.

При $m_2 = 3$ $I_{\text{ср}} = 0,83I_{\text{ам}}$.

Амплитуда q -й гармоники пульсаций при учете, что период переменной составляющей выпрямленного напряжения равен $2\pi/m_2$,

$$U_{(q)m} = \frac{m_2}{\pi} \int_{-\pi/m_2}^{+\pi/m_2} u \cos qm_2 \vartheta d\vartheta = \frac{2m_2}{\pi} \int_0^{\pi/m_2} E_{2m} \cos \vartheta \cos qm_2 \vartheta d\vartheta = \\ = E_{2m} (m_2/\pi) \sin(\pi/m_2) [2/(q^2 m_2^2 - 1)]. \quad (19-9)$$

Коэффициент пульсаций для q -й гармоники с учетом выражений (19-8) и (19-9)

$$K_{\pi(q)} = U_{(q)m}/U_{\text{ср}} = 2/(q^2 m_2^2 - 1). \quad (19-10)$$

Частота пульсаций для q -й гармоники $f_{(q)} = qm_2 f_c$, где f_c — частота напряжения питающей сети.

В многофазной схеме с нулевым выводом число вторичных обмоток трансформатора равно числу пульсаций выпрямленного напряжения за период, поэтому каждый вентиль пропускает ток в течение части периода, равной $2\pi/m_2$. Среднее значение тока в m_2 раз меньше тока нагрузки

$$I_a = I_{\text{ср}}/m_2 = (1/\pi) I_{\text{ам}} \sin(\pi/m_2).$$

При $m_2 = 3$ $I_a = 0,277I_{\text{ам}}$.

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле

$$U_{\text{обр. макс}} = \sqrt{3} E_{2m} = (\sqrt{3} \pi/m_2) U_{\text{ср}}/\sin(\pi/m_2).$$

При $m_2 = 3$ $U_{\text{обр. макс}} \approx 2,1U_{\text{ср}}$.

Действующее значение ЭДС вторичной обмотки

$$E_2 = E_{2m}/\sqrt{3} = (\pi/\sqrt{2}m_2) U_{\text{ср}}/\sin(\pi/m_2).$$

При $m_2 = 3$ $E_2 = 0,855U_{\text{ср}}$.

Если учитывать активные сопротивления обмоток трансформатора r_a и вентилях в направлении $r_{\text{пр}}$, то $E_2 = 0,855U_{\text{ср}}/\eta_a$.

Ток во вторичной обмотке (так же, как и ток в вентиле) протекает в течение времени, определяемого углом $2\pi/m_2$ за каждый период, поэтому действующее значение тока

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/m_2}^{+\pi/m_2} I_{\text{ам}}^2 \cos^2 \vartheta d\vartheta} = I_{\text{ам}} \sqrt{\frac{1}{2m_2} + \frac{\sin \pi/m_2}{4\pi}}.$$

При $m_2 = 3$ $I_2 = 0,484I_{\text{ам}} = 0,583I_{\text{ср}}$.

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора трехфазного выпрямителя с нулевым выводом

$$S_2 = m_2 E_2 I_2 = 3 \cdot 0,855U_{\text{ср}} \cdot 0,583I_{\text{ср}} = 1,48P_{\text{ср}}.$$

Для определения токов в первичных обмотках трансформатора, соединенных звездой, пренебрегая током намагничивания, необходимо составить уравнения, характеризующие магнитное состояние сердечника трансформатора. Если в схеме ток пропускает один

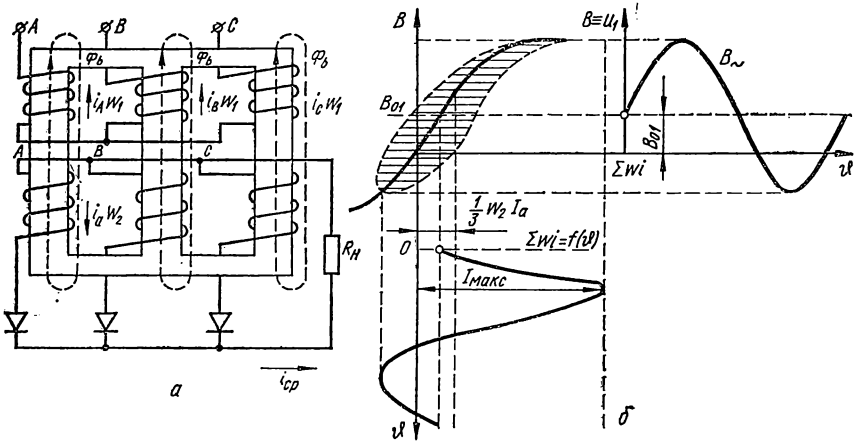


Рис. 19.13. Трансформатор трехфазного выпрямителя с нулевым выводом: а — распределение намагничивающих сил; б — временные диаграммы изменения магнитной индукции и тока намагничивания с учетом вынужденного намагничивания.

вентиль, например в фазе A , то уравнения равновесия н. с. по замкнутым контурам магнитопровода (рис. 19.13, а) и уравнение, составленное по первому закону Кирхгофа, запишутся в виде системы:

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 i_A - \omega_1 i_B - \omega_2 i_a &= 0; \\ \omega_1 i_B - \omega_1 i_C &= 0; \\ i_A + i_B + i_C &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (19-11)$$

Из системы уравнений (19-11) определяются закономерности изменения токов в первичных обмотках в течение интервалов времени, когда ток пропускает один вентиль,

$$\left. \begin{aligned} i_A &= (2/3) n i_a; \\ i_B &= -(1/3) n i_a; \\ i_C &= -(1/3) n i_a. \end{aligned} \right\}$$

Аналогично определяются токи i_A , i_B , i_C в последующие интервалы, когда ток пропускает вентиль фазы B , а затем фазы C . На основании закономерностей построена кривая тока i_A , показанная на рис. 19.12, б.

Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора в общем виде

$$I_1 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_A^2 d\vartheta.$$

Ток i_A изменяется за период по трем законсерностям, поэтому интеграл за период следует рассматривать как сумму трех интегралов. Функцию i_A для каждого интервала удобнее выражать относительно начала координат, соответствующего максимальному значению данной функции на интервале (точки O_I , O_{II} , O_{III} на рис. 19.12, б).

При таком отсчете переменного угла нижние и верхние пределы каждого интеграла одинаковы, причем интегралы для второго и третьего интервалов равны друг другу. Поэтому действующее значение тока в первичной обмотке

$$I_1 = \frac{\omega_2}{\omega_1} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\pi/3}^{+\pi/3} \left(\frac{2}{3} I_{am} \cos \vartheta \right)^2 d\vartheta + 2 \int_{-\pi/3}^{+\pi/3} \left(\frac{1}{3} I_{am} \cos \vartheta \right)^2 d\vartheta \right]} = \\ = I_{am} n \sqrt{(3/27) + \sin(2\pi/3)/(6\pi)} = 0,476 n I_{cp}.$$

Расчетная мощность первичной обмотки трансформатора

$$S_1 = m_1 U_1 I_1 = (3\omega_1/\omega_2) E_2 I_1 = 1,22 P_{cp}.$$

Типовая мощность трансформатора

$$S_T = (S_1 + S_2)/2 = 1,35 P_{cp}.$$

В трехфазном выпрямителе с нулевым выводом имеет место явление вынужденного намагничивания сердечника трансформатора. Чтобы объяснить это явление, следует рассмотреть распределение н. с. в стержнях сердечника трансформатора в период прохождения тока через каждый вентиль. В период, когда ток пропускает вентиль фазы A , суммарные значения н. с. в каждом стержне сердечника трансформатора (рис. 19.13, а) будут отличны от нуля:

$$\text{Сердечник } A: \omega_1 i_A - \omega_2 i_a = (-1/3) \omega_2 i_a;$$

$$\text{Сердечник } B: \omega_1 i_B = (-1/3) \omega_2 i_a;$$

$$\text{Сердечник } C: \omega_1 i_C = (-1/3) \omega_2 i_a.$$

Эти нескомпенсированные н. с. создают в сердечнике трансформатора дополнительные пульсирующие магнитные потоки одинаково

вого направления во всех стержнях. Аналогичные потоки возникают и в последующие периоды, когда ток пропускают вентили фаз *B* и *C*.

Магнитные потоки в сердечнике трансформатора, обусловленные нескомпенсированными н. с. в стержнях, называют потоками вынужденного намагничивания. Так как нескомпенсированные н. с. содержат постоянную и переменную составляющие, то поток вынужденного намагничивания Φ_B содержит постоянную $\Phi_{B(0)}$ и переменную Φ_{\sim} составляющие при соединении первичной и вторичной обмоток трансформатора звездой. Потоки вынужденного намагничивания составляют 20—25% от основного магнитного потока трансформатора. Они замыкаются частично по сердечнику, частично по воздуху и стальной арматуре, окружающей сердечник трансформатора. В результате сердечник трансформатора насыщается, а в стальной арматуре возникают тепловые потери за счет вихревых токов, индуктируемых переменной составляющей потока вынужденного намагничивания.

На рис. 19.13, б изображена кривая тока холостого хода трансформатора, выраженная суммарной н. с. $\sum \omega i$ с учетом вынужденного намагничивания, обусловленного постоянной составляющей нескомпенсированной в стержнях сердечника н.с., равной $(1/3)\omega_2 i_a$. Вследствие насыщения сердечника трансформатора ток холостого хода значительно возрастает по амплитуде, причем форма его становится несинусоидальной. Увеличивается также и площадь петли перемещения магнитного потока. В результате действующее значение тока холостого хода $I_{x.x} = \sqrt{I_a^2 + I_{\mu}^2}$, где I_a — составляющая, обусловленная потерями в стали, а I_{μ} — составляющая, обусловленная величиной магнитного потока в сердечнике, возрастает.

Следует также отметить, что кривая тока холостого хода содержит гармонические составляющие, которые попадают в питающую сеть. Таким образом, явление вынужденного намагничивания сердечника трансформатора в трехфазном выпрямителе с нулевым выводом приводит к нежелательным последствиям, которые можно избежать, увеличивая сечение сердечника трансформатора, а следовательно, и типовую мощность трансформатора или уменьшая амплитуду магнитной индукции в сердечнике по сравнению с расчетной величиной.

Для устранения дополнительных потерь, вызванных переменной составляющей потока вынужденного намагничивания, первичные обмотки трансформатора необходимо соединять в треугольник. При этом в потоке вынужденного намагничивания остается только постоянная составляющая; переменная же составляющая с явно выраженной третьей гармоникой компенсируется потоками, которые образуют токи высших гармонических с частотой, кратной трём,

содержащиеся в токах первичных обмоток трансформатора и замыкающиеся по контуру, образованному этими обмотками. Расчетная мощность трансформатора при соединении обмоток в треугольник не изменяется. Для устранения в сердечнике трансформатора постоянной составляющей потока вынужденного намагничивания применяют расщепление каждой вторичной обмотки на две части с последующим соединением шести обмоток способом «зигзаг».

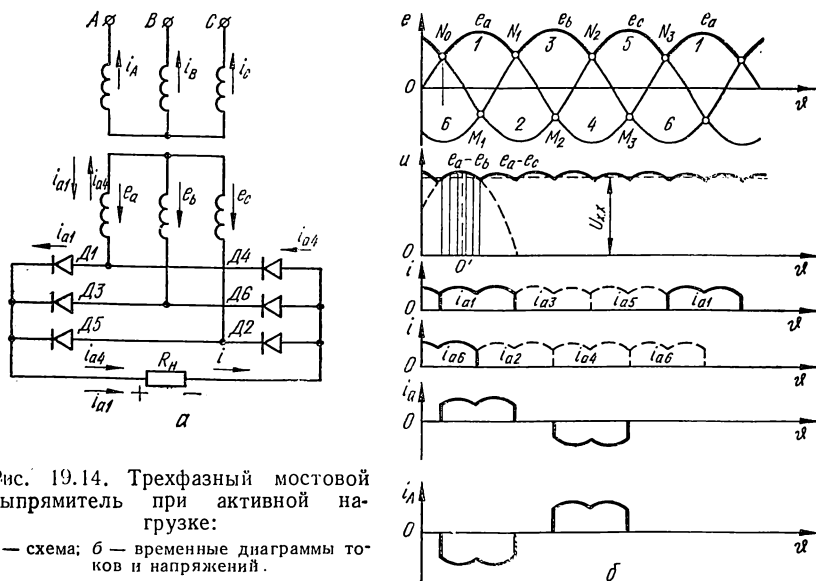


Рис. 19.14. Трехфазный мостовой выпрямитель при активной нагрузке:
 а — схема; б — временные диаграммы токов и напряжений.

Широкое применение в преобразовательной технике находит трехфазный мостовой выпрямитель (схема Ларионова), схема, временные диаграммы токов и напряжений которого при идеализированных условиях ($L_a = 0$, $r_a = 0$, $r_{пр} = 0$) изображены соответственно на рис. 19.14, а и б (нагрузка активная). В схеме последовательно соединены две трехфазные выпрямительные группы: анодная Д2, Д4, Д6 и катодная Д1, Д3, Д5, каждая из которых повторяет работу трехфазной схемы с нулевым выводом. Следовательно, при таком же значении ЭДС вторичной обмотки трансформатора E_2 , как и в трехфазной схеме с нулевым выводом, данная схема имеет среднее выпрямленное напряжение $U_{ср}$ в два раза больше, или, наоборот, при том же значении $U_{ср}$ ЭДС в два раза меньше ($E_2 = 0,43 U_{ср}$).

В мостовой схеме ток одновременно пропускают два вентиля: один — с наиболее высоким потенциалом анода относительно нулевой точки трансформатора из катодной группы вентилях, а другой — с наиболее низким потенциалом катода из анодной группы вентилях. Так, например, в интервале $N_0—M_1$ (рис. 19.14, б) ток пропускают вентили Д1 и Д6, в интервале $N_1—M_1$ — вентили Д1 и Д2, в интервале $N_1—M_2$ — вентили Д2 и Д3 и т. д. В интервале

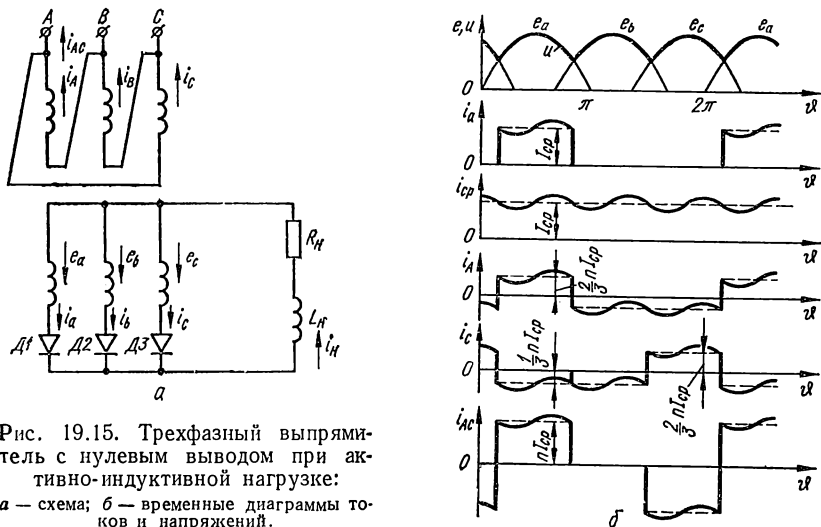


Рис. 19.15. Трехфазный выпрямитель с нулевым выводом при активно-индуктивной нагрузке: а — схема; б — временные диаграммы токов и напряжений.

$N_0—M_1$ выпрямленное напряжение u определяется разностью фазных ЭДС $e_a—e_b$ (на рис. 19.14, б эта разность заштрихована), в интервале $N_1—M_1$ напряжение $u = e_a—e_c$ и т. д. Таким образом, выпрямленное напряжение имеет шестифазные пульсации, хотя продолжительность работы каждого вентиля осталась такая же, как и в трехфазной схеме с нулевым выводом. В мостовом выпрямителе нет вынужденного намагничивания сердечника трансформатора, так как ток во вторичной обмотке протекает за период дважды, причем в противоположных направлениях.

Электрические параметры схемы Ларионова рассчитываются по формулам, приведенным ранее в общем виде для многофазного выпрямителя. Следует только учесть, что $m_n = 6$, а также вместо фазной ЭДС E_{2m} учитывать линейную ЭДС $\sqrt{3} E_{2m}$. При определении действующего значения во вторичной обмотке, учитывая, что форма тока в этой обмотке близка к прямоугольной, можно считать $i_a \approx I_{ср}$. Параметры мостовой трехфазной схемы при работе на активную нагрузку приведены в табл. 19.1.

В настоящее время, когда в основном применяются силовые полупроводниковые вентили, схема Ларионова получила широкое применение вследствие ее хороших технико-экономических показателей: эффективного использования трансформатора, малой величины обратного напряжения на вентиле, сравнительно малого коэффициента пульсаций, высокого КПД и др.

В выпрямителях трехфазного тока для уменьшения переменной составляющей выпрямленного тока обычно последовательно с нагрузкой включают индуктивный сглаживающий фильтр, индуктивность которого $L_{\text{н}}$ имеет конечное значение (рис. 19.15, а). Временные диаграммы идеального выпрямителя, первичная обмотка которого соединена в треугольник, показаны на рис. 19.15, б.

При малых пульсациях в кривой выпрямленного тока данный режим работы выпрямителя практически мало отличается от режима при активной нагрузке, поэтому здесь может быть использована рассмотренная выше методика расчета трехфазного выпрямителя с нулевым выводом при активной нагрузке. Так, например, действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора без учета пульсаций

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/3}^{+\pi/3} I_a^2 d\vartheta} = I_{\text{ср}}/\sqrt{3} = 0,58I_{\text{ср}},$$

а при активной нагрузке $I_2 = 0,583I_{\text{ср}}$, т. е. разница незначительная. Для выпрямителя, работающего в таком же режиме, но с числом пульсаций за период в выпрямленном напряжении m_2 $I_2 = I_{\text{ср}}/\sqrt{m_2}$. Пульсации в линейном токе на первичной стороне трансформатора практически отсутствуют, так как они имеют трехкратную частоту и замыкаются в контуре, образованном первичными обмотками трансформатора.

При учете индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора L_a и $L_{\text{н}} = \infty$ эквивалентная схема и временные диаграммы выпрямителя будут иметь вид, показанный на рис. 19.16, а, б.

Рассмотрим режимы работы, соответствующие двум интервалам периода: интервалу одиночной работы вентиля, когда ток в вентиле равен току нагрузки, и интервалу одновременной работы двух смежных по фазе вентилях, называемому интервалом коммутации. В течение интервала коммутации ток в одном вентиле уменьшается от $I_{\text{ср}}$ до нуля, а в другом увеличивается от нуля до $I_{\text{ср}}$. В период коммутации схему удобнее анализировать методом наложения источников синусоидальных ЭДС вторичных обмоток трансформатора и источника постоянного тока $I_{\text{ср}}$, действующего за счет энергии, запасенной в магнитном поле сглаживающего дросселя $L_{\text{н}}$ к началу

коммутации. Опуская промежуточные выкладки, приведем закономерности изменения токов в вентилях Д1 и Д2 в период коммутации

$$i_a = (I_{cp}/2) - i_k = I_{cp} - (\sqrt{3}/2)(E_{2m}/x_a)(1 - \cos \vartheta);$$

$$i_b = (I_{cp}/2) + i_k = (\sqrt{3}/2)(E_{2m}/x_a)(1 - \cos \vartheta)$$

и среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{cp} = U_{cp. \text{ х. х}} - \Delta U_x = (3\sqrt{3}/2\pi) E_{2m} - (3/2\pi) I_{cp} x_a,$$

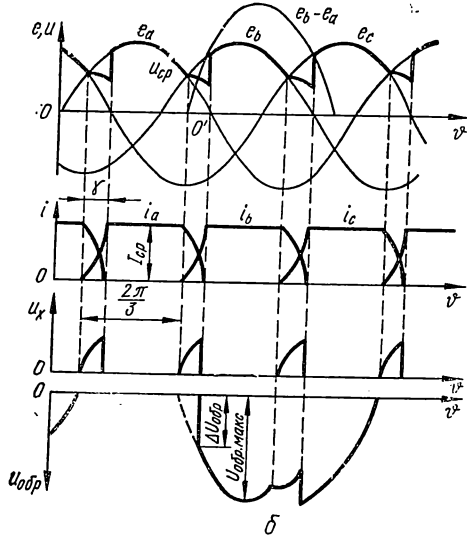
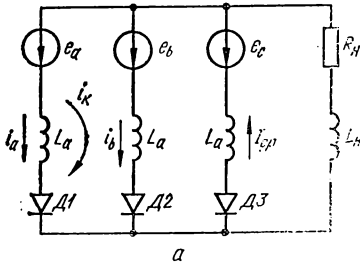


Рис. 19.16. Трехфазный выпрямитель при $r_a = 0$, $L_a \neq 0$, $L_H = \infty$:

a — эквивалентная схема; *б* — временные диаграммы токов и напряжений.

где ΔU_x — среднее значение потери выпрямленного напряжения, обусловленного коммутацией за треть периода.

Среднее значение выпрямленного напряжения с числом пульсаций m_2

$$U_{cp} = (m_2/\pi) E_{2m} \sin(\pi/m_2) - (m_2/2\pi) x_a I_{cp}.$$

Максимальное значение обратного напряжения $U_{обр. макс}$ на вентиле определяется амплитудой линейного вторичного напряжения трансформатора.

Значение первоначального скачка обратного напряжения $\Delta U_{обр}$ на вентиле, которое является важным параметром при анализе аварийных режимов схемы, определяется согласно рис. 19.16, б

$$\Delta U_{обр} = \sqrt{3} E_{2m} \sin \gamma.$$

Кривые первичных токов изображены на рис. 19.17, *a*. На этом рисунке показаны оси i_{A1} и u_A , с которыми совпадают по направле-

нию амплитуды первой гармоники тока первичной обмотки и напряжения сети для фазы *A*. Первая гармоника тока i_{A1} оказывается сдвинутой в сторону отставания от напряжения u_A на угол φ_1 . Точное определение электрических параметров выпрямителя зна-

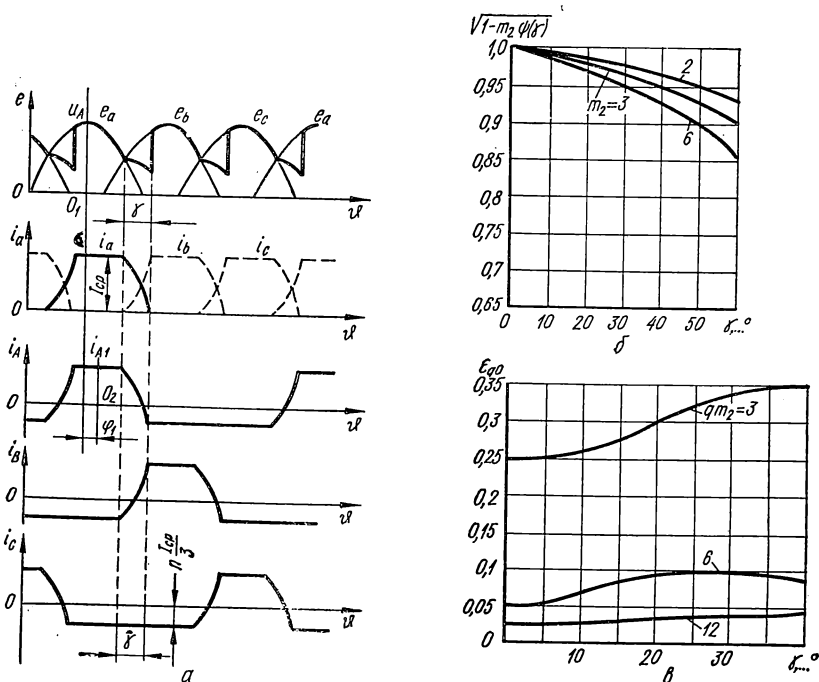


Рис. 19.17. Временные диаграммы токов первичных обмоток трехфазного выпрямителя с нулевым выводом при $r_a = 0$, $L_a \neq 0$, $L_H = \infty$ (а); поправочные кривые для определения действующего значения тока во вторичной обмотке трансформатора (б) и пульсаций выпрямленного напряжения (в).

чительно усложняется, так как форма кривых токов во вторичной и первичной обмотках трансформатора зависит от угла коммутации.

Действующее значение тока вторичной обмотки в общем случае можно определить, учитывая для идеального режима поправочные кривые, показанные на рис. 19.17, б:

$$I_2 = (I_{cp}/\sqrt{m_2}) \sqrt{1 - m_2 \psi(\gamma)};$$

$$\psi(\gamma) = [\sin \gamma (2 + \cos \gamma) - \gamma (1 - 2 \cos \gamma)] / [2\pi (1 - \cos \gamma)^2].$$

Для трехфазного выпрямителя с нулевым выводом ток I_2 с учетом угла коммутации снижается на 5—10%, поэтому в расчетах поправочный коэффициент можно не учитывать. Аналогично определяется и ток I_1 .

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения для гармоники q в общем виде

$$K_{п(q)} = U_{(q)m}/U_{ср} = U_{(q)m}/[U_{ср. х. х} - (m_2 x_2 I_{ср})/(2\pi)] = \\ = \epsilon_{q0} U_{ср. х. х} / [U_{ср. х. х} - m_2 x_a I_{ср}/(2\pi)],$$

где поправочный коэффициент

$$\epsilon_{q0} = U_{(q)m}/U_{ср. х. х} = \\ = \sqrt{1 + \sin \gamma (q^2 m_2^2 \sin \gamma + 2 q m_2 \sin q m_2 \gamma) + \cos \gamma (\cos \gamma + 2 \cos q m_2 \gamma) / (q^2 m_2^2 - 1)}$$

при различных значениях $q m_2$ изображен графическими зависимостями на рис. 19.17, в.

6. КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Коэффициентом полезного действия (КПД) выпрямителей называют в самом общем случае отношение активной мощности $P_{а.н.}$, выделяющейся в нагрузке, к суммарной активной мощности $P_{а.вх.}$, поступающей в выпрямительное устройство из питающей сети:

$$\eta = P_{а. н.} / P_{а. вх.}$$

Активная мощность, поступающая из питающей сети в выпрямительное устройство, частично теряется в трансформаторе ($\Delta P_{тр}$), в вентилях ($\Delta P_{в.}$), в сглаживающем фильтре ($\Delta P_{ф.}$), а также во всех вспомогательных устройствах выпрямителя ($\Delta P_{всп.}$), таких как устройство пуска, защиты, управления, сигнализации и др., т. е.

$$P_{а. вх.} = P_{а. н.} + \Delta P_{тр} + \Delta P_{в.} + \Delta P_{ф.} + \Delta P_{всп.}$$

Активная мощность, выделяющаяся в нагрузке, с учетом пульсаций выпрямленного напряжения

$$P_{а. н.} = U_{ср} I_{ср} + R_{н} I_{эф(1)}^2 + \dots + R_{н} I_{эф(q)}^2,$$

где $I_{эф(q)}$ — действующее значение q гармонической составляющей выпрямленного тока.

При идеальной фильтрации пульсации тока в нагрузке отсутствуют и КПД выпрямителя (выпрямителя большой мощности)

$$\eta = P_{ср} / (P_{ср} + \sum \Delta P).$$

Здесь $P_{ср} = U_{ср} I_{ср}$ — полезная мощность нагрузки, равная мощности постоянных составляющих выпрямленного тока и напряжения; $\sum \Delta P$ — суммарная мощность всех потерь в выпрямителе.

Пример 1. Рассчитать выпрямитель, работающий на емкость. Исходные данные: выпрямленное напряжение $U_{cp} = 500$ В; выпрямленный ток $I_{cp} = 100$ мА; коэффициент пульсаций $K_{п} = 15\%$; напряжение питающей сети $U_1 = 220$ В; частота тока питающей сети $f_0 = 50$ Гц.

1. На основании значений выпрямленного тока и напряжения выбираем однофазную мостовую схему.

2. Для выбора типа вентилей ориентировочно принимаем $B = 0,9$; $D = 2,35$.

Для мостовой схемы имеем

$$I_a = I_{cp}/2 = 100/2 = 50 \text{ мА}; U_{обр. макс} \approx U_{2m} = 1,41 BU_{cp} = 1,41 \cdot 0,9 \cdot 500 = 635 \text{ В.}$$

По вычисленным значениям I_a и $U_{обр. макс}$ в качестве вентилей выбираем кремниевые диоды типа Д217 (четыре диода по одному в плече моста).

Для выпрямителя, работающего на емкость, прямое сопротивление вентилей (кремниевых или германиевых)

$$r_{пр} \approx \frac{U_{пр}}{3I_a} = \frac{1}{3 \cdot 0,05} \approx 7 \text{ Ом.}$$

3. Активное сопротивление фазы трансформатора

$$r_{тр} \approx K_r \frac{U_{cp}}{I_{cp} f_c B} \sqrt[4]{\frac{s f_c B}{U_{cp} I_{cp}}} = 3,5 \frac{500}{0,1 \cdot 50 \cdot 1,25} \times \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,25}{500 \cdot 0,1}} = 298 \text{ Ом,}$$

где K_r — коэффициент, зависящий от схемы выпрямления (табл. 19.3); B — магнитная индукция в магнитопроводе (принимаем $B = 1,25$ Т); f_0 — частота тока питающей сети; s — число стержней магнитопровода, имеющих обмотки ($s = 1$ для броневых, $s = 2$ для стержневых и $s = 3$ для трехфазного трансформатора).

Таблица 19.3

Схема выпрямления	Емкостная нагрузка		Индуктивная нагрузка	
	K_r	K_L	K_r	K_L
Однофазная однополупериодная	2,3	$4,1 \cdot 10^{-3}$	—	—
Однофазная с нулевым выходом	4,7	$4,3 \cdot 10^{-3}$	7	$5,5 \cdot 10^{-3}$
Однофазная мостовая	3,5	$5,0 \cdot 10^{-3}$	5,2	$6,4 \cdot 10^{-3}$
Схема удвоения напряжения	0,9	$1,25 \cdot 10^{-3}$	—	—
Трехфазная с нулевым выходом	6,9	$4,1 \cdot 10^{-3}$	6,6	$3,3 \cdot 10^{-3}$
Трехфазная мостовая (звезда—звезда)	4,5	$1,9 \cdot 10^{-3}$	2,5	$1,0 \cdot 10^{-3}$

4. Индуктивность рассеяния обмоток трансформатора

$$L_a \approx K_L s \frac{U_{cp}}{I_{cp} f_c B} \frac{1}{\sqrt[4]{\frac{s f_c B}{U_{cp} I_{cp}}}} = 5 \cdot 1 \frac{500 \cdot 10^{-3}}{0,1 \cdot 50 \cdot 1,25} \times \\ \times \frac{1}{\sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,25}{500 \cdot 0,1}}} \approx 0,38 \text{ Г,}$$

где K_L — коэффициент, зависящий от схемы (табл. 19.3).

5. Сопротивление фазы выпрямителя

$$r = r_{тр} + 2r_{пр} = 298 + 2 \cdot 7 = 312 \text{ Ом.}$$

6. Расчетный коэффициент

$$A = \frac{\pi r}{2} \frac{I_{cp}}{U_{cp}} = \frac{3,14 \cdot 312}{2} \cdot \frac{0,1}{500} = 0,098.$$

7. Соотношение между активным и реактивным сопротивлениями фазы выпрямителя

$$\psi = \arctg \frac{\omega L_a}{r} = \arctg \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 0,38}{312} \approx 15^\circ.$$

8. Для вычисленных значений A и ψ по графикам рис. 19.9 определяем коэффициенты $B = 0,9$; $D = 2,4$; $H = 200$. По найденным значениям коэффициентов определяем параметры трансформатора и вентилей:

$$U_2 = BU_{cp} = 0,9 \cdot 500 = 450 \text{ В; } I_2 = \frac{\sqrt{2}}{2} I_{cp} D = \\ = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot 0,1 \cdot 2,4 = 0,17 \text{ А} = 170 \text{ мА; } I_1 = \frac{\sqrt{2}}{2} I_{cp} D \frac{U_2}{U_1} = \\ = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot 0,1 \cdot 2,4 \cdot \frac{450}{220} \approx 0,35 \text{ А} = 350 \text{ мА; } \\ S_T = \frac{\sqrt{2}}{2} BDP_{cp} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot 0,9 \cdot 2,4 \cdot 500 \cdot 0,1 = 76,5 \text{ ВА; } \\ U_{обр. макс} = \sqrt{2} \cdot 0,9 \cdot 500 = 635 \text{ В; } I_{a. эф} = \frac{DI_{cp}}{2} = \\ = \frac{2,4 \cdot 0,1}{2} = 0,12 \text{ А} = 120 \text{ мА.}$$

Таким образом, выбранные предварительно диоды можно использовать в проектируемом выпрямителе.

9. Емкость конденсатора

$$C = \frac{100 H}{K_{пр} r} = \frac{100 \cdot 200}{15 \cdot 312} = 4,28 \text{ мкФ.}$$

Рабочее напряжение конденсатора должно быть не меньше $U_2 \sqrt{2}$, т. е. $U_{раб} \geq U_2 \sqrt{2} = 450 \sqrt{2} = 636 \text{ В.}$

Выбираем конденсатор типа МБГП емкостью 10 мкФ с рабочим напряжением 1000 В.

10. Внешняя характеристика выпрямителя строится следующим образом: ординаты кривой, изображенной на рис. 19.9, ∂ , умножаются на $U_{2 \text{ макс}} = U_2 \sqrt{2} = 450 \sqrt{2} = 636$ В, а абсциссы — на $\frac{2U_{2 \text{ макс}}}{r} = \frac{2 \cdot 636}{312} = 4,07$ А.

11. Внутреннее сопротивление выпрямителя

$$r_{\text{экв}} = \frac{U_{\text{ср. х. х}} - U_{\text{ср}}}{I_{\text{ср}} - I_{\text{ср. х. х}}} = \frac{636 - 500}{0,1} = 1360 \text{ Ом.}$$

12. КПД выпрямителя

$$\eta = \frac{U_{\text{ср}} I_{\text{ср}}}{U_{\text{ср}} I_{\text{ср}} + \Delta P_{\text{тр}} + \Delta P_{\text{в}}} = \frac{500 \cdot 0,1}{500 \cdot 0,1 + 11,5 + 0,575} = 0,805.$$

где $\Delta P_{\text{тр}} = S_{\text{т}} (1 - \eta_{\text{тр}}) = 76,5 (1 - 0,85) = 11,5$ Вт — потери в трансформаторе ($\eta_{\text{тр}} = 0,80 \dots 0,97$);

$$\Delta P_{\text{в}} = 0,5 D^2 I_a U_{\text{пр}} N = 0,5 \cdot 2,4^2 \cdot 0,05 \cdot 1 \cdot 4 = 0,575 \text{ Вт,}$$

где N — число вентилялей.

Пример 2. Рассчитать выпрямитель, работающий на индуктивность. Исходные данные: выпрямленное напряжение $U_{\text{ср}} = 27$ В; выпрямленный ток $I_{\text{ср}} = 8$ А; напряжение трехфазной питающей сети $U_{\text{л}} = 380$ В; частота тока питающей сети $f_{\text{с}} = 50$ Гц.

1. На основании значений выпрямленного тока и напряжения, а также для уменьшения размеров трансформатора и фильтра, уменьшения потребляемой из сети мощности выбираем схему Ларионова с соединением обмоток звезда—звезда.

2. Из табл. 19.2 определяем $U_{\text{обр. макс}} = 1,05 U_{\text{ср}} = 28,4$ В; $I_a = 0,33 I_{\text{ср}} = 2,64$ А.

По вычисленным значениям I_a и $U_{\text{обр. макс}}$ выбираем в качестве вентилялей кремниевые диоды типа КД202А (шесть диодов по одному в плече моста).

3. Активное сопротивление фазы трансформатора

$$r_{\text{тр}} \approx K_r \frac{U_{\text{ср}}}{I_{\text{ср}} f_{\text{с}} B} \sqrt[4]{\frac{s f_{\text{с}} B}{U_{\text{ср}} I_{\text{ср}}}} = 2,5 \frac{27}{8 \cdot 50 \cdot 1,1} \sqrt[4]{\frac{3 \cdot 50 \cdot 1,1}{27 \cdot 8}} = 0,143 \text{ Ом,}$$

где значение K_r берется из табл. 19.3 для случая индуктивной нагрузки.

4. Индуктивность рассеяния обмоток трансформатора

$$L_a \approx K_L s \frac{U_{\text{ср}}}{I_{\text{ср}} f_{\text{с}} B} \frac{1}{\sqrt[4]{\frac{s f_{\text{с}} B}{U_{\text{ср}} I_{\text{ср}}}}} = 1 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \frac{27}{8 \cdot 50 \cdot 1,1} \times \\ \times \frac{1}{\sqrt[4]{\frac{3 \cdot 50 \cdot 1,1}{27 \cdot 8}}} = 0,197 \cdot 10^{-3} \text{ Г.}$$

5. Падение напряжения на вентилялях в схеме

$$\Delta U = 2U_{\text{пр}} = 2 \cdot 1 = 2 \text{ В.}$$

6. Напряжение холостого хода с учетом сопротивления фазы выпрямителя $r_{\text{тр}}$ и падения напряжения на дросселе $\Delta U_{\text{др}}$

$$U_{\text{ср. х. х}} = U_{\text{ср}} + \Delta U + I_{\text{ср}} \left(\frac{m_n \omega L_a}{2\pi} + r_{\text{тр}} \right) + \Delta U_{\text{др}} =$$

$$= 27 + 2 + 8 \left(\frac{6 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 0,197 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3,14} + 0,143 \right) +$$

$$+ 0,06 \cdot 27 \approx 32 \text{ В,}$$

где $\Delta U_{\text{др}} \approx (0,2 \dots 0,1) U_{\text{ср}}$ для $P_{\text{ср}} = (10 \dots 100) \text{ Вт}$;

$\Delta U_{\text{др}} \approx (0,1 \dots 0,05) U_{\text{ср}}$ для $P_{\text{ср}} = (100 \dots 1000) \text{ Вт}$;

$\Delta U_{\text{др}} \approx (0,05 \dots 0,025) U_{\text{ср}}$ для $P_{\text{ср}} = (1000 \dots 10\,000) \text{ Вт}$.

7. Уточненное значение обратного напряжения на вентиле

$$U_{\text{обр. макс}} = 1,05 U_{\text{ср. х. х}} = 1,05 \cdot 32 = 33 \text{ В} < 50 \text{ В.}$$

8. По табл. 19.2 определяем параметры трансформатора:

$$U_2 = 0,427 U_{\text{ср. х. х}} = 0,427 \cdot 32 \approx 14 \text{ В}; \quad I_2 = 0,817 I_{\text{ср}} = 0,817 \cdot 8 \approx 6,5 \text{ А};$$

$$n = \frac{U_2 \sqrt{3}}{U_1} = \frac{14 \sqrt{3}}{380} = 0,064; \quad I_1 = 0,817 n I_{\text{ср}} = 0,817 \cdot 0,064 \cdot 8 \approx$$

$$\approx 0,42 \text{ А}; \quad S_{\text{T}} = 1,05 P_{\text{ср}} = 1,05 \cdot 27 \cdot 8 = 227 \text{ ВА.}$$

9. Угол коммутации

$$\cos \gamma = 1 - I_{\text{ср}} \frac{m_n x_a}{\pi U_{\text{ср. х. х}}} = 1 - 8 \frac{6 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 0,197 \cdot 10^{-3}}{3,14 \cdot 3,2} = 0,97;$$

$$\gamma = 14^\circ.$$

10. Минимально допустимая индуктивность дросселя фильтра (см. гл. 21)

$$L_{\text{др. мин}} = \frac{2U_{\text{ср}}}{(m_n^2 - 1) m_n 2\pi f_c I_{\text{ср}}} = \frac{2 \cdot 27}{(6^2 - 1) 6 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 8} =$$

$$= 0,103 \cdot 10^{-3} \text{ Г.}$$

11. Внешняя характеристика выпрямителя представляет собой прямую линию. Она строится по двум точкам: $I_{\text{ср}} = 0$; $U_{\text{ср}} = U_{\text{ср. х. х}}$ (холостой ход) и $I_{\text{ср}}$, $U_{\text{ср}}$ (номинальная нагрузка).

12. Внутреннее сопротивление выпрямителя

$$r_{\text{в}} = \frac{U_{\text{ср. х. х}} - U_{\text{ср}}}{I_{\text{ср}} - I_{\text{ср. х. х}}} = \frac{32 - 27}{8 - 0} = 0,625 \text{ Ом.}$$

13. КПД выпрямителя

$$\eta = \frac{U_{\text{ср}} I_{\text{ср}}}{U_{\text{ср}} I_{\text{ср}} + \Delta P_{\text{тр}} + \Delta P_{\text{в}}} = \frac{27 \cdot 8}{27 \cdot 8 + 11,4 + 15,8} = 0,89,$$

где $\Delta P_{\text{тр}} = S_{\text{в}} (1 - \eta_{\text{тр}}) = 227 (1 - 0,95) = 11,4 \text{ Вт}$;

$$\Delta P_{\text{в}} = I_a U_{\text{пр}} N = 2,64 \cdot 1 \cdot 6 = 15,8 \text{ Вт.}$$

УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

1. СПОСОБЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Современные полупроводниковые выпрямительные устройства, как правило, имеют системы автоматического регулирования выходных электрических параметров. При использовании для выпрямителей большой мощности тиристорных систем управления получаются довольно сложными. Кроме того, надежность управляемых полупроводниковых вентилей ниже, чем диодов, а стоимость выше. Эти причины заставляют в ряде случаев отказаться от применения тиристорных и изыскивать возможность регулирования выпрямленного напряжения выпрямителей, выполненных на диодах.

Выпрямленное напряжение выпрямителя на диодах можно регулировать: на стороне постоянного тока — при помощи реостата или потенциометра; на стороне переменного тока: а) изменением подведенного к выпрямителю переменного напряжения (переключением под нагрузкой отпаек трансформатора или автотрансформатора, питающего выпрямитель, а также плавным изменением подвального к выпрямителю напряжения при помощи трансформаторов с подвижными катушками или выдвигаемыми сердечниками); б) использованием дросселей насыщения, подмагничиваемых постоянным током; при этом дроссели насыщения могут быть выполнены в виде отдельных устройств либо сам трансформатор может содержать насыщаемый постоянным током сердечник.

Отдельную область представляет регулирование выпрямленного напряжения с помощью управляемых вентилей — тиристорных, которое можно осуществить несколькими способами: 1) регулирование путем изменения параметров вентилей, входящих непосредственно в выпрямитель; 2) регулирование параметров вентилей, включенных в первичную обмотку трансформатора; 3) широтно-импульсное регулирование на стороне постоянного тока.

Регулирующее устройство необходимо выбирать, исходя из ряда факторов, важнейшими из которых являются требования к диапазону регулирования, величине и числу ступеней напряжения или плавности изменения напряжения, коэффициенту мощности и КПД.

2. УПРАВЛЯЕМЫЕ ОДНОФАЗНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Регулирование выпрямленного напряжения путем изменения моментов отпирания тиристорных связано с искажением формы напряжения и тока вентилей, обмоток трансформатора и цепи

нагрузки, а также со сдвигом фаз основных гармоник тока и напряжения по сравнению с неуправляемым режимом.

На рис. 20.1, а показаны временные диаграммы напряжений и токов идеальной ($r_a = 0$, $r_{np} = 0$, $L_a = 0$) однофазной схемы с нулевым выводом (рис. 19.1, б) при активной нагрузке для произ-

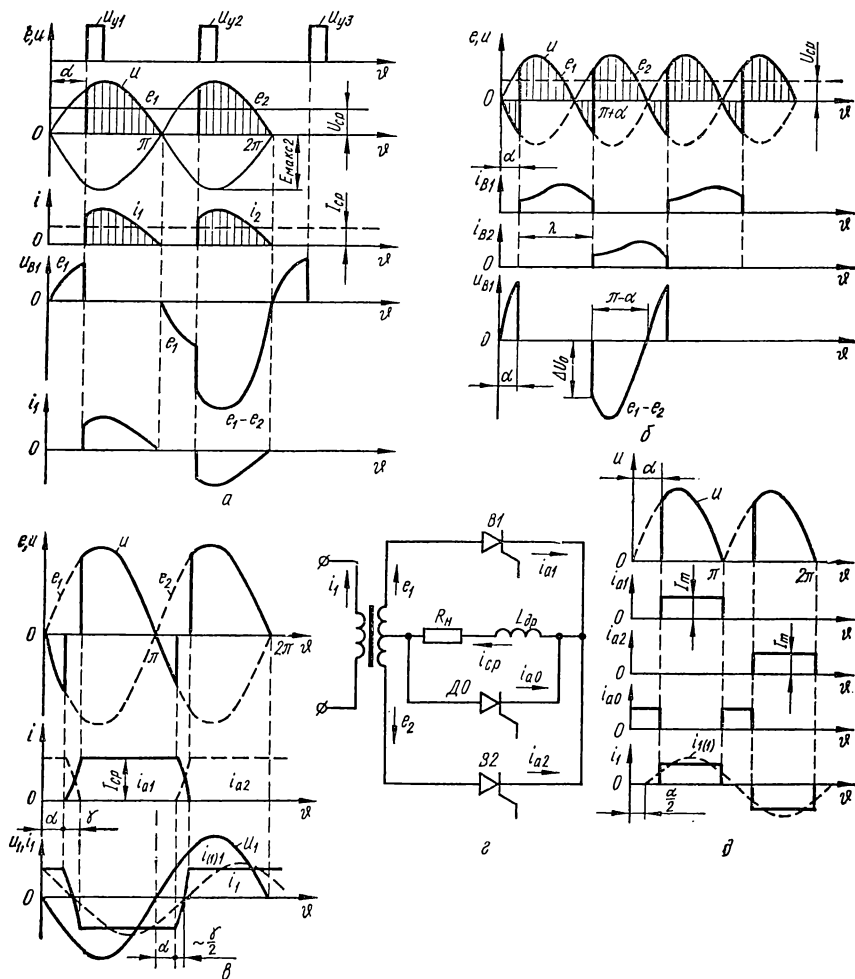


Рис. 20.1. Временные диаграммы токов и напряжений однофазного выпрямителя с нулевым выводом при:

а — активной нагрузке; б — активно-индуктивной нагрузке; в — активно-индуктивной нагрузке и $L_a \neq 0$; г — схеме выпрямителя с нулевым вентилем; д — временные диаграммы токов и напряжений схемы рис. 20.1, в при активно-индуктивной нагрузке.

вольного значения угла регулирования α , определяемого положением отпирающих импульсов тиристоров u_{y1} и u_{y2} по отношению к ЭДС полуобмоток трансформатора e_1 и e_2 . Среднее значение выпрямленного напряжения в этом случае

$$U_{ср\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{E_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha).$$

Для нерегулируемого режима

$$\alpha = 0, U_{ср. х. х} = 2E_{2m}/\pi,$$

поэтому при $\alpha \neq 0$

$$U_{ср\alpha} = U_{ср. х. х} (1 + \cos \alpha)/2.$$

Полученное выражение представляет собой регулировочную характеристику выпрямителя $U_{ср} = f(\alpha)$. Для данного режима среднее значение выпрямленного напряжения будет равно нулю при $\alpha = \pi$.

В отличие от нерегулируемого режима в рассматриваемой схеме напряжение на тиристоре на интервале α перед отпиранием имеет положительные значения. Прямое напряжение на тиристоре будет максимальным, равным E_{2m} при $\alpha \geq \pi/2$. Обратное напряжение на тиристоре после перехода тока через нуль на интервале α определяется отрицательным значением анодной ЭДС того же тиристора. С момента вступления в работу очередной тиристора обратное напряжение определяется результирующей ЭДС ($e_1 - e_2$) вторичной обмотки трансформатора. Обратное напряжение на тиристоре будет максимальным, равным $2E_{2m}$ при $\alpha \leq \pi/2$.

Среднее значение выпрямленного тока

$$I_{ср\alpha} = U_{ср. х. х} (1 + \cos \alpha)/(2R_H).$$

Среднее значение тока тиристора $I_a = I_{ср\alpha}/2$.

Действующее значение тока тиристора (или вторичной обмотки трансформатора)

$$I_{a. эф} = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_a^2 d\vartheta} = DI_a,$$

где $D = I_{a. эф}/I_a = (2\pi/\sqrt{2})\sqrt{(1/\pi) [\pi/2 - \alpha/2 + (1/4) \sin 2\alpha]}/(1 + \cos \alpha)$.

С увеличением угла регулирования коэффициент формы кривой тока D растет, что необходимо учитывать при проектировании стабилизированных выпрямителей.

Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора $I_1 = \sqrt{2}nI_2$.

Расчетные мощности обмоток и типовую мощность трансформатора определяют, исходя из неуправляемого режима.

В связи с тем, что при изменении угла регулирования α происходит сдвиг во времени первой гармоники потребляемого из сети тока (тока первичной обмотки трансформатора) $i_{(1)}$ относительно питающего напряжения (ЭДС), управляемый выпрямитель потребляет из сети реактивную мощность даже при чисто активной нагрузке. Коэффициент сдвига первой гармоники тока питающей сети $i_{(1)}$ относительно питающего напряжения (ЭДС)

$$\cos \varphi_{(1)} = \frac{B_{(1)m} \sqrt{A_{(1)m}^2 + B_{(1)m}^2} [\pi - \alpha + (1/2) \sin 2\alpha]}{A_{(1)m} \sqrt{\sin^4 \alpha + [\pi - \alpha + (1/2) \sin^2 2\alpha]^2}},$$

где $A_{(1)m} = \frac{2I_{(1)m}}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \vartheta \cos \vartheta d\vartheta = (-I_{(1)m}/\pi) \sin^2 \alpha$ — амплитуда косинусной составляющей первой гармоники разложения в ряд Фурье

тока i_1 ; $B_{(1)m} = \frac{2I_{(1)m}}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \vartheta \sin \vartheta d\vartheta = \frac{I_{(1)m}}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{\pi} \right)$ — амплитуда синусной составляющей первой гармоники разложения в ряд Фурье тока i_1 .

Действующее значение первой гармоники тока в первичной обмотке трансформатора

$$I_{(1)1} = (1/\sqrt{2}) \sqrt{A_{(1)m}^2 + B_{(1)m}^2} = (I_{(1)m}/\sqrt{2}\pi) \sqrt{\sin^4 \alpha + [\pi - \alpha + (\sin 2\alpha)/2]^2}.$$

Коэффициент искажения выпрямителя

$$\gamma = I_{(1)1}/I_1 = (1/\pi) \sqrt{\sin^4 \alpha + [\pi - \alpha + (\sin 2\alpha)/2]^2 / [\pi - \alpha + (\sin 2\alpha)/2]}.$$

Коэффициент мощности выпрямителя

$$\chi = \gamma \cos \varphi_{(1)} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}.$$

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения управляемого выпрямителя

$$K_{\Pi(q)} = U_{(q)m}/U_{cp} = \sqrt{[U'_{(q)m}]^2 + [U''_{(q)m}]^2} / U_{cp} = 2\varepsilon_q / (q^2 m^2 - 1),$$

где $U'_{(q)m} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_{2m} \sin \vartheta \sin qm_2 \vartheta d\vartheta$ и $U''_{(q)m} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_{2m} \sin \vartheta \times$
 $\times \cos qm_2 \vartheta d\vartheta$ — амплитуды синусной и косинусной составляющих q -й гармоники разложения в ряд Фурье выпрямленного напряжения,

$$\epsilon_q = \sqrt{1 + [q^2 m_2^2 \sin^2 \alpha + (qm_2 + 1) \cos(qm_2 - 1)\alpha - (qm_2 - 1) \cos(qm_2 + 1)\alpha - 2 \cos \alpha] / (1 + \cos \alpha)^2}.$$

Коэффициент пульсаций первой (основной) гармоники выпрямленного напряжения $K_{п(1)} = (2/3) \sqrt{1 + 4(1 - \cos \alpha)}$.

При активно-индуктивной нагрузке, когда $L_a = 0$, схема может работать в двух режимах: непрерывного ($\lambda = \pi$) и прерывистого ($\lambda < \pi$) тока нагрузки. На рис. 20.1, б показаны временные диаграммы токов и напряжений идеальной схемы для первого режима.

В отличие от режима при активной нагрузке здесь кривая выпрямленного напряжения на интервале α имеет отрицательные значения. Это объясняется тем, что энергия магнитного поля индуктивности нагрузки поддерживает ток в тиристоре и после перехода анодной ЭДС через нуль (на интервале α). Поэтому среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{ср\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} E_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2E_{2m}}{\pi} \cos \alpha = U_{ср. \text{ х. х}} \cos \alpha. \quad (20-1)$$

Обратное напряжение на тиристоре в отличие от режима при активной нагрузке определяется линейным значением ЭДС вторичной обмотки ($e_1 - e_2$) как на интервале α , так и на интервале $(\pi - \alpha)$.

Форма токов в элементах схемы зависит от величины x_n/R_n . При $x_n = \infty$ соотношения между токами определяются так же, как и в случае неуправляемого режима.

Коэффициент мощности выпрямителя в данном режиме тем ниже, чем больше угол регулирования α . Это объясняется тем, что сдвиг по фазе основной гармоники тока первичной обмотки трансформатора по отношению к напряжению сети с увеличением угла α также увеличивается. Коэффициент сдвига первой гармоники тока питающей сети $i_{(1)1}$ относительно питающего напряжения $\cos \varphi_{(1)} = \cos \alpha$.

Действующее значение первой гармоники тока в первичной обмотке трансформатора $I_{(1)1} = 2\sqrt{2}I_1/\pi$.

Коэффициент искажения $\nu = I_{(1)1}/I_1 = 2\sqrt{2}/\pi$.

Коэффициент мощности выпрямителя $\chi = (2\sqrt{2} \cos \alpha)/\pi$.

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения управляемого выпрямителя

$$K_{п(q)} = \frac{2}{q^2 m_2^2 - 1} \sqrt{1 + q^2 m_2^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}. \quad (20-2)$$

Учет индуктивности L_a , обусловленной потоками рассеяния первичной и вторичной обмоток, приводит так же, как и в неуправляемых выпрямителях, к появлению угла коммутации γ . На рис. 20.1, *в* показаны диаграммы токов и напряжений при $r_a = 0$; $L_a \neq 0$ и $L_n = \infty$. Выпрямленное напряжение снижается не только за счет угла регулирования α , но и за счет коммутации. Среднее значение потери выпрямленного напряжения, обусловленного коммутацией,

$$\Delta U_x = \frac{1}{\pi} \int_0^\gamma E_{2m} \sin(\vartheta + \alpha) d\vartheta = \frac{E_{2m}}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (20-3)$$

Закономерность изменения токов во время коммутации определяется так же, как и для неуправляемого выпрямителя. Например,

$$i_{a1} = \frac{E_{2m}}{x_a} [\cos \alpha - \cos(\vartheta + \alpha)].$$

При $\vartheta = \gamma$ коммутация заканчивается, и $i_{a1} = I_{cp}$. Поэтому

$$I_{cp} = E_{2m} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] / x_a. \quad (20-4)$$

Используя выражения (20-1), (20-3) и (20-4), получаем уравнение внешних характеристик управляемого выпрямителя при учете индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора

$$U_{cp} \cos \alpha = \frac{2E_{2m}}{\pi} \cos \alpha - \frac{x_a I_{cp}}{\pi}.$$

Из последнего выражения видно, что с увеличением угла регулирования α среднее значение выпрямленного напряжения снижается.

Если принять, что во время коммутации токи в вентильях изменяются по прямолинейному закону, то сдвиг по фазе первой гармоники тока $i_{(1)1}$ относительно напряжения u_1 можно принять $\varphi_1 = \alpha + \frac{\gamma}{2}$ (рис. 20.1, *в*). Коэффициент мощности выпрямителя в этом случае

$$\chi \approx \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right).$$

Для уменьшения потребляемой из сети реактивной мощности, а следовательно, для улучшения коэффициента мощности выпрямителя, при работе выпрямителя с большой индуктивностью в схему добавляется нулевой вентиль Д0, шунтирующий нагрузку (рис. 20.1, з). На рис. 20.1, д показаны временные диаграммы, поясняющие принцип работы схемы без учета параметров r_a , $r_{пр}$, L_a .

Нулевой вентиль Д0 включается в те моменты, когда вторичные ЭДС меняют знак с положительного на отрицательный. На интервале α ток протекает через нагрузку и нулевой вентиль. Так как нулевой вентиль шунтирует нагрузку, то выпрямленное напряжение в эти отрезки времени равно нулю. В результате первая гармоника тока в первичной обмотке при $L_n = \infty$ оказывается сдвинутой по фазе относительно напряжения сети на угол $\alpha/2$ (без нулевого вентиля этот угол равен α). Среднее значение тока в вентилях $B1$, $B2$ и полуобмотках трансформатора при $L_n = \infty$

$$I_a = I_{cp} (\pi - \alpha) / (2\pi).$$

Действующее значение тока в вентилях $B1$, $B2$ и полуобмотках трансформатора

$$I_{a, \text{эф}} = I_2 = I_{cp} \sqrt{(\pi - \alpha) / \pi} / \sqrt{2}.$$

Действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора

$$I_1 = n I_{cp} \sqrt{(\pi - \alpha) / \pi}.$$

Среднее значение тока в нулевом вентиле

$$I_0 = I_{cp} \alpha / \pi.$$

Действующее значение тока в нулевом вентиле

$$I_{0 \text{эф}} = I_{cp} \sqrt{\alpha / \pi}.$$

Действующее значение первой гармоники тока в первичной обмотке трансформатора

$$I_{(1)1} = [2 \sqrt{2} n I_{cp} \cos(\alpha/2)] / \pi.$$

Коэффициент искажения

$$\nu = I_{(1)1} / I_1 = 2 \sqrt{2} \cos(\alpha/2) / \sqrt{\pi(\pi - \alpha)}.$$

Коэффициент мощности выпрямителя

$$\chi = \nu \cos \varphi_{(1)} = (1 + \cos \alpha) \sqrt{2 / [\pi(\pi - \alpha)]}.$$

Таблица 20.1

		Схема выпрямления и вид нагрузки			
		Однофазная с нулевым выводом		Однофазная мостовая	
Пере- метр выпрямителя	Активная нагрузка	Активно- индуктив- ная на- грузка	С ну- левым венти- лем (рис. 20.1. а)	Активная нагрузка (рис. 20.2, а)	Активно- индуктив- ная нагруз- ка при двух тири- сторах (рис. 20.2, б)
α	$0 - \pi$	$0 - \pi/2$	$0 - \pi$	$0 - \pi$	$0 - \pi$
$\frac{U_{cp} \alpha}{U_{cp}}$	$\frac{1 + \cos \alpha}{2}$	$\cos \alpha$	$\frac{1 + \cos \alpha}{2}$	$\frac{1 + \cos \alpha}{2}$	$\frac{1 + \cos \alpha}{2}$
$\frac{I_{cp} \alpha}{I_{cp}}$	$\frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\alpha\right)} + \cos \alpha}$	$\sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}$	$\sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}}$	$\frac{\pi}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\alpha}{1 + \cos \alpha}}$	$\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}$
$\frac{I_2}{I_{cp}}$	$\frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\alpha\right)} + \cos \alpha}$	$\sqrt{2} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}$	$\sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}$		

$\frac{S_{\tau}}{P_{cp}}$	1,48	1,34	1,48	1,23	1,11	1,23
$\frac{U_{ocp}}{E_2}$	$\sqrt{2} \sin \alpha;$ $2\sqrt{2}$	$2\sqrt{2} \sin \alpha$	$2\sqrt{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \sin \alpha;$ $\sqrt{2}$	$\sqrt{2} \sin \alpha$	$\sqrt{2}$
$\frac{I_a}{I_{cp}}$	0,5		$\frac{\pi - \alpha}{2\pi}$	0,5		$\frac{\pi - \alpha}{2\pi}$
$\frac{I_{a, sph}}{I_{cp}}$	$\sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\alpha \right)}$ $\frac{1}{1 + \cos \alpha}$	$\sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}$	$\sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}}$	$\frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{\frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\alpha \right)}}{1 + \cos \alpha}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}}{\sqrt{2}}$

Трехфазная с нулевым выводом		Трехфазная мостовая		
Параметры выпрямителя	Активная нагрузка	Активно-индуктивная нагрузка	Активная нагрузка	Активно-индуктивная при трех тиристорах и с нулевым выводом
α	$0 - \frac{\pi}{6}; \frac{\pi}{6} - \frac{5\pi}{6}$	$0 - \frac{\pi}{2}$	$0 - \frac{\pi}{3}; \frac{\pi}{3} - \frac{2\pi}{3}$	$0 - \frac{\pi}{3}; \frac{\pi}{3} - \pi$
$\frac{U_{cp} \alpha}{U_{cp}}$	$1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)$	$\cos \alpha$	$\cos \alpha; 1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right)$	$\frac{1 + \cos \alpha}{2}$
$\frac{I_{cp} \alpha}{I_{cp}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$		$\sqrt{\frac{2}{3}}; \sqrt{\frac{2}{\pi}\left(\frac{2\pi}{3} - \alpha\right)}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}$
$\frac{I_T}{n I_{cp}}$	$\frac{\sqrt{2}}{3}$			

S_T	1,35		1,05
P_{cp}			
$U_{обр}$	$\sqrt{6} E_2 \sin \alpha;$ $\sqrt{2} E_2 \sin \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right)$	$2,45 E_2 \cos \alpha;$ $\frac{2\pi}{3} E_2$	$1,05 U_{cp}$
I_a I_{cp}	—	—	—
$I_{a, \text{эф}}$ I_{cp}	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}; \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{2\pi}{3} - \alpha \right)}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$

Примечания: 1. Первые значения величин соответствуют первым значениям угла регулирования.

2. Для схемы рис. 20.2, в значение $I_d/I_{cp} = (\pi + \alpha)/2\pi$; $I_{d, \text{эф}}/I_{cp} = \sqrt{(\pi + \alpha)/2\pi}$.

3. Для схемы рис. 20.1, в значения $I_0/I_{cp} = \alpha/\pi$; $I_{0, \text{эф}}/I_{cp} = \sqrt{\alpha/\pi}$.

4. Для трехфазной мостовой схемы при активной нагрузке и $\alpha = 0 \dots \pi/3$ значение $I_0/I_{cp} = 0,333$, а при $\alpha = (\pi/3) \dots (2\pi/3) - I_0/I_{cp} = (1/\pi) [(2\pi/3) - \alpha]$.

5. Для трехфазной схемы с нулевым выводом при активной и реактивно-индуктивной нагрузках и для трехфазной мостовой схемы при реактивно-индуктивной нагрузке значение $I_a/I_{cp} = 0,333$.

6. Для трехфазной мостовой схемы при трех тиристорах и с нулевым вентилем значения $I_0/I_{cp} = (3/2\pi) [\alpha - (\pi/3)]$ и $I_{0, \text{эф}}/I_{cp} = \sqrt{(3/2\pi) [\alpha - (\pi/3)]}$.

Обратное напряжение на рабочих вентилях, как и в обычной схеме, определяется линейным напряжением вторичной обмотки. Обратное напряжение на нулевом вентиле определяется фазным напряжением. Основные расчетные параметры однофазного управляемого выпрямителя с нулевым выводом приведены в табл. 20.1.

Однофазные управляемые выпрямители можно выполнить и по мостовой схеме (рис. 20.2). Основные расчетные параметры для рассматриваемых схем также приведены в табл. 20.1.

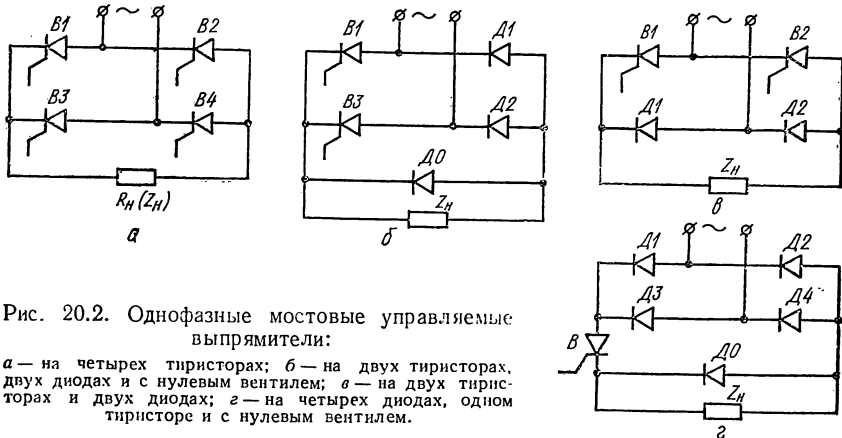


Рис. 20.2. Однофазные мостовые управляемые выпрямители:

a — на четырех тиристорах; *б* — на двух тиристорах, двух диодах и с нулевым вентилем; *z* — на двух тиристорах и двух диодах; *г* — на четырех диодах, одном тиристоре и с нулевым вентилем.

3. УПРАВЛЯЕМЫЕ ТРЕХФАЗНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

На рис. 20.3 показана схема и временные диаграммы токов и напряжений трехфазного выпрямителя с нулевым выводом (режим $r_a = 0$, $r_{пр} = 0$, $L_a = 0$).

При активной нагрузке с изменением угла регулирования α можно выделить два характерных режима работы выпрямителя: режим непрерывных токов (рис. 20.3, б), когда $0 \leq \alpha \leq \pi/6$ (угол регулирования α в трехфазных выпрямителях принято отсчитывать от точки естественного отпирания вентилей); режим прерывистых токов $\pi/6 \leq \alpha \leq 5\pi/6$ (рис. 20.3, в). Среднее значение выпрямленного напряжения для этих двух режимов определяется выражениями (за начало отсчета времени принимаем точку O' на рис. 20.3, б, в)

$$U_{ср} = \frac{3}{2\pi} \int_{-\pi/3+\alpha}^{+\pi/3+\alpha} E_{2m} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{3E_{2m}}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} \cos \alpha = U_{ср. х. х} \cos \alpha,$$

$$0 \leq \alpha \leq \pi/6;$$

$$U_{\text{ср}\alpha} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi} E_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{3E_{2m}}{\pi} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right] =$$

$$= \frac{U_{\text{ср. х. х}}}{\sqrt{3}} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right], \quad \pi/6 \leq \alpha \leq 5\pi/6.$$

Если $\alpha = 5\pi/6$, выпрямленное напряжение равно нулю.

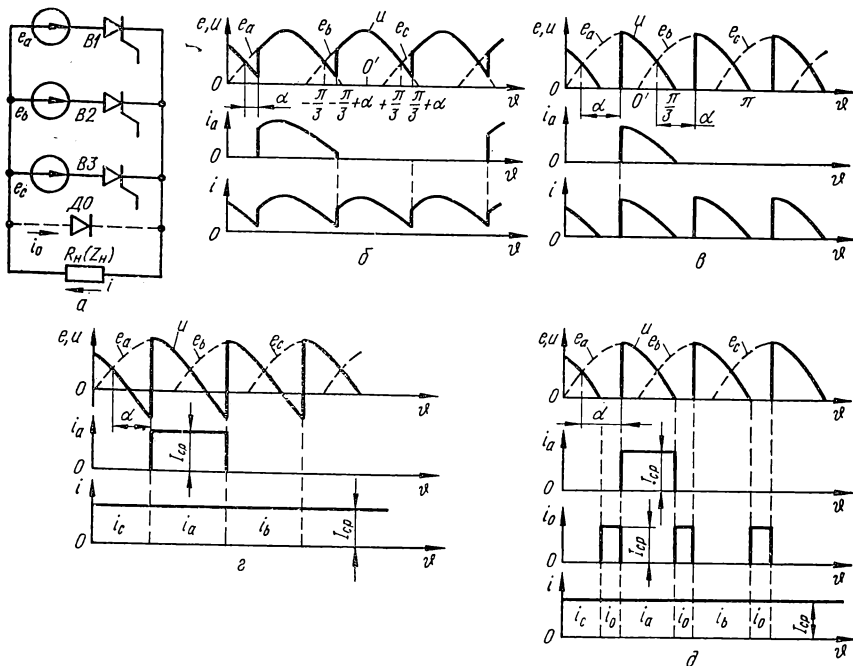


Рис. 20.3. Трехфазный управляемый выпрямитель с нулевым выводом:
 а — схема; б — временные диаграммы токов и напряжений при активной нагрузке и $0 < \alpha < \frac{\pi}{6}$; в — при активной нагрузке и $\frac{\pi}{6} < \alpha < \frac{5\pi}{6}$; г — при активно-индуктивной нагрузке ($L_H = \infty$); д — при активно-индуктивной нагрузке ($L_H = \infty$) в нулевом венти́ле.

При активно-индуктивной нагрузке схема также может работать в двух режимах. Прерывистость тока в цепи нагрузки зависит не только от диапазона изменения угла регулирования α , но и от соотношения параметров нагрузки R_H и L_H . Так же, как и в однофазных схемах, кривая выпрямленного напряжения на интервале α может иметь отрицательные значения, что объясняется

возможностью вентиля пропускать ток при отрицательном напряжении на обмотке данной фазы за счет накопленной энергии в магнитном поле дросселя L_n . Если $\alpha \leq \pi/6$, непрерывный режим тока имеет место при любых соотношениях R_n и L_n и ничем не отличается от случая активной нагрузки для тех же $\alpha \leq \pi/6$. В случае дальнейшего увеличения угла регулирования непрерывный режим тока сохраняется только при значительном преобладании индуктивности L_n ($\omega_n L_n / R_n \geq 3-5$). Для $\omega_n L_n / R_n \geq 10$ без больших погрешностей можно считать ток нагрузки идеально сглаженным (рис. 20.3, *е*). Среднее значение напряжения для режима непрерывного тока

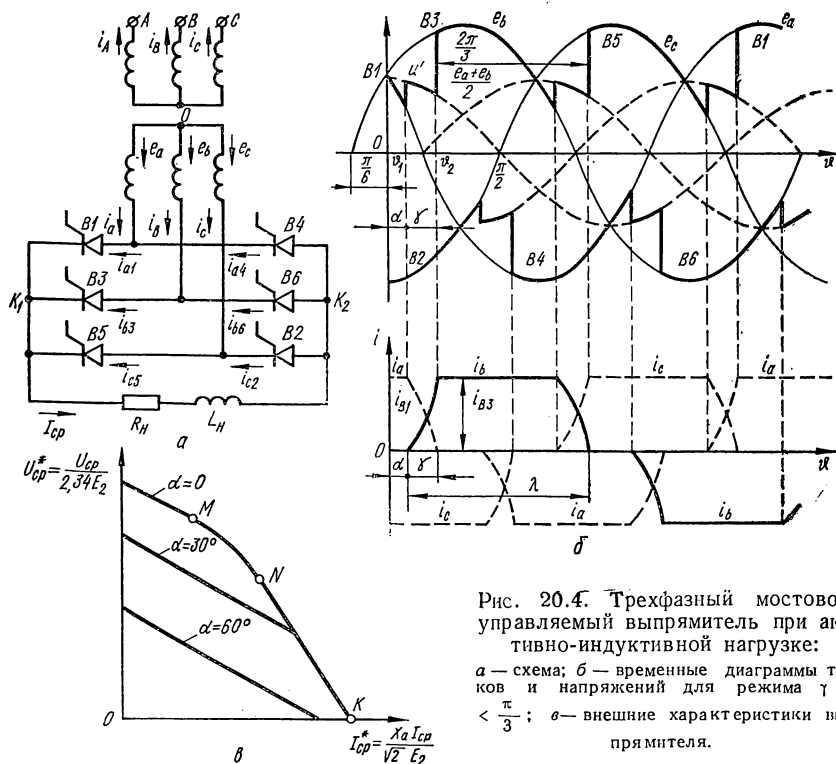
$$U_{ср\alpha} = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3} + \alpha}^{+\frac{\pi}{3} + \alpha} E_{2m} \cos \vartheta d\vartheta = U_{ср. х. х} \cos \alpha.$$

Для исключения отрицательных участков в кривой выпрямленного напряжения и улучшения коэффициента мощности выпрямителя в схему вводится нулевой вентиль ДО, шунтирующий нагрузку. Ток через нулевой вентиль при активно-индуктивной нагрузке поддерживается за счет ЭДС самоиндукции нагрузки и протекает за интервал времени $\pi/6 - \alpha$ (рис. 20.3, *д*). При этом напряжение на нагрузке в интервале времени $\pi/6 - \alpha$ равно нулю, а тиристоры $B1, B2, B3$ заперты. Основные расчетные соотношения для управляемого трехфазного выпрямителя с нулевой точкой приведены в табл. 20.1.

Рассмотрим электромагнитные процессы в трехфазном мостовом управляемом выпрямителе (рис. 20.4, *а*), широко применяющемся в преобразовательных установках. Для управляемых выпрямителей закономерности изменения внешней характеристики зависит от величины угла регулирования α . Поэтому для таких выпрямителей обычно строят семейство внешних характеристик $U_{ср} = f(I_{ср})_{\alpha = \text{const}}$ при различных значениях угла α . При выводе этих зависимостей для трехфазного мостового выпрямителя с активно-индуктивной нагрузкой будем пренебрегать потерями в вентилях и обмотках трансформатора, учитывая лишь индуктивности рассеяния обмоток трансформатора L_a , а также полагая, что в цепи нагрузки величина индуктивности $L_n = \infty$.

При таких упрощенных условиях ток в цепи нагрузки получается идеально сглаженным и неизменным по величине, а ток коммутации зависит лишь от величины индуктивности L_a и закономерности изменения ЭДС обмоток трансформатора, находящихся в контурах коммутации. Закономерность изменения внешней характеристики выпрямителя зависит от дли-

тельности пропускания тока каждым вентиляем $\lambda = 2\pi/3 + \gamma$ (рис. 20.4, б), которая в свою очередь определяется числом вентиляей, одновременно пропускающих ток. Угол коммутации γ , а следовательно, и угол λ изменяются при изменении величины тока нагрузки. При токах нагрузки I_{cp} , близких к номинальному значению, $\gamma < \pi/3$ и $\lambda < \pi$. В этом режиме в схеме попеременно пропускают ток одновременно либо два, либо три вентиля.



С ростом тока нагрузки величина угла γ увеличивается, интервал одновременной работы трех вентиляей расширяется, и затем наступает второй режим работы схемы, для которого угол коммутации $\gamma = \pi/3$. При этом $\lambda = \pi$ и в схеме всегда одновременно пропускают ток три вентиля. Дальнейшее увеличение тока нагрузки приводит к возникновению третьего режима, характеризующегося величинами $\gamma > \pi/3$ и $\lambda > \pi$. В этом режиме в схеме одновременно пропускают ток либо три, либо четыре вентиля. С возрастанием тока I_{cp} интервал одновременной работы четырех вентиляей

расширяется, и при коротком замыкании в схеме в любой момент одновременно пропускают ток четыре вентиля; при этом $\psi = 2\pi/3$ и $\lambda = 4\pi/3$.

Каждый из трех режимов работы схемы характеризуется определенной закономерностью изменения внешней характеристики, поэтому следует рассмотреть эти режимы в отдельности, а затем произвести сопряжение полученных участков внешней характеристики.

На рис. 20.4, б показаны временные диаграммы токов и напряжений для первого режима ($\gamma < \pi/3$). В интервале одновременной работы двух вентилях (например, $B1, B2$) мгновенное значение выпрямленного напряжения определяется разностью $e_a - e_c$, а мгновенные значения токов в вентилях — постоянным значением выпрямленного тока I_{cp} .

Закономерности изменения токов i_a и i_b в период коммутации:

$$\begin{aligned} i_a &= I_{cp} - (\sqrt{3} E_{2m}/2x_a)(\cos \alpha - \cos \vartheta); \\ i_b &= (\sqrt{3} E_{2m}/2x_a)(\cos \alpha - \cos \vartheta). \end{aligned}$$

При $\vartheta = \alpha + \gamma$ (конец коммутации) $i_b = I_{cp}$, поэтому

$$I_{cp} = (\sqrt{3} E_{2m}/2x_a) [\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)],$$

или

$$[\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)] = 2x_a I_{cp} / \sqrt{3} E_{2m}. \quad (20-5)$$

Из выражения (20-5) следует, что с ростом тока нагрузки I_{cp} , при неизменной величине угла регулирования α , угол коммутации γ также увеличивается.

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{cp \alpha \gamma} = (3\sqrt{3}/\pi) E_{2m} [\cos \alpha + \cos (\alpha + \gamma)]/2. \quad (20-6)$$

Уравнение внешней характеристики для режима $\gamma < \pi/3$

$$U_{cp \alpha \gamma} = (3\sqrt{3}/\pi) E_{2m} (\cos \alpha - x_a I_{cp} / \sqrt{3} E_{2m}).$$

Закономерность $U_{cp \alpha \gamma}$ при различных значениях угла α представляет собой семейство прямых, параллельных друг другу.

Режим $\gamma = \pi/3$ наступает, как только интервал, в течение которого одновременно пропускают ток два вентиля, становится равным нулю и в схеме в любой момент времени пропускают одновременно ток три вентиля. При дальнейшем увеличении тока нагрузки в случае, если $\alpha < \pi/6$, угол коммутации продолжает оставаться неизменным, равным $\pi/3$. Это объясняется тем, что при увеличении тока нагрузки в схеме по-прежнему одновременно пропускают ток

только три вентиля, так как для четвертого вентиля не будет условий, при которых он сможет начать пропускать ток. Например, если ток пропускают вентили $B1, B2, B3$, то очередной вентиль $B4$ не сможет вступить в работу, так как потенциал его анода, определяющийся отрицательным потенциалом нагрузки, равным потенциалу катода работающего вентиля $B2$ (или ЭДС e_c), будет ниже потенциала катода, определяющегося положительным потенциалом нагрузки, который равен полусумме ЭДС короткозамкнутого контура коммутации $(e_a + e_b)/2$. Такой режим будет длиться до тех пор, пока суммарный угол $\alpha + \gamma$ не станет равным $\pi/2$.

Во втором режиме угол α с ростом тока нагрузки автоматически увеличивается, а угол γ остается неизменным, равным $\pi/3$. В результате среднее значение выпрямленного напряжения с увеличением тока нагрузки уменьшается.

Уравнение внешней характеристики для второго режима

$$[4x_a^2 I_{cp}^2 / (3E_{2m}^2)] + [4\pi^2 U_{cp}^2 \alpha\gamma / (81E_{2m}^2)] = 1. \quad (20-7)$$

Выражение (20-7) есть уравнение эллипса, оси которого совпадают с осями координат U_{cp} и I_{cp} .

Третий режим ($\gamma > \pi/3$) может начаться с момента, когда $\alpha + \gamma = \pi/2$. Для третьего режима характерны два интервала: одновременной работы четырех вентилях и одновременной работы трех вентилях. Уравнение внешней характеристики для третьего режима, справедливое при $\alpha = \pi/6$,

$$U_{cp \alpha\gamma} = (9E_{2m}/\pi)(1 - x_a I_{cp}/E_{2m}). \quad (20-8)$$

Выражение (20-8) является уравнением прямой. На рис. 20.4, в показано семейство внешних характеристик выпрямителя, работающего в выпрямительном режиме, для различных значений угла α в относительных единицах. При $\alpha < \pi/6$ внешние характеристики состоят из трех сопрягающих участков LM, MN и NK , уравнения которых рассмотрены выше для режимов $\gamma < \pi/3, \gamma = \pi/3, \gamma > \pi/3$.

При $\pi/3 > \alpha > \pi/6$ во внешних характеристиках исчезает эллиптический участок MN и остаются лишь первый и третий прямолинейные участки.

При $\alpha \geq \pi/3$ внешняя характеристика описывается лишь одним уравнением, соответствующим первому прямолинейному участку.

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения (без учета угла перекрытия γ и непрерывном токе нагрузки) определяется выражением (20-2), а коэффициент сдвига первой гармоники тока питающей сети $i_{(1)}$ относительно питающего напряжения $\cos \varphi_{(1)} \approx \cos(\alpha + \gamma/2)$.

Коэффициент мощности выпрямителя без учета угла перекрытия γ и с учетом угла перекрытия соответственно

$$\chi = (3/\pi) \cos \alpha; \quad (20-9)$$

$$\chi = (3/\pi) [1 + \gamma/4\pi - \gamma^2/24] [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)]/2. \quad (20-10)$$

Трехфазный мостовой управляемый выпрямитель может быть выполнен и по несимметричной схеме (три тиристора $B1, B3, B5$ и три диода $D4, D6, D2$, рис. 20.5, а). Несимметричная схема ши-

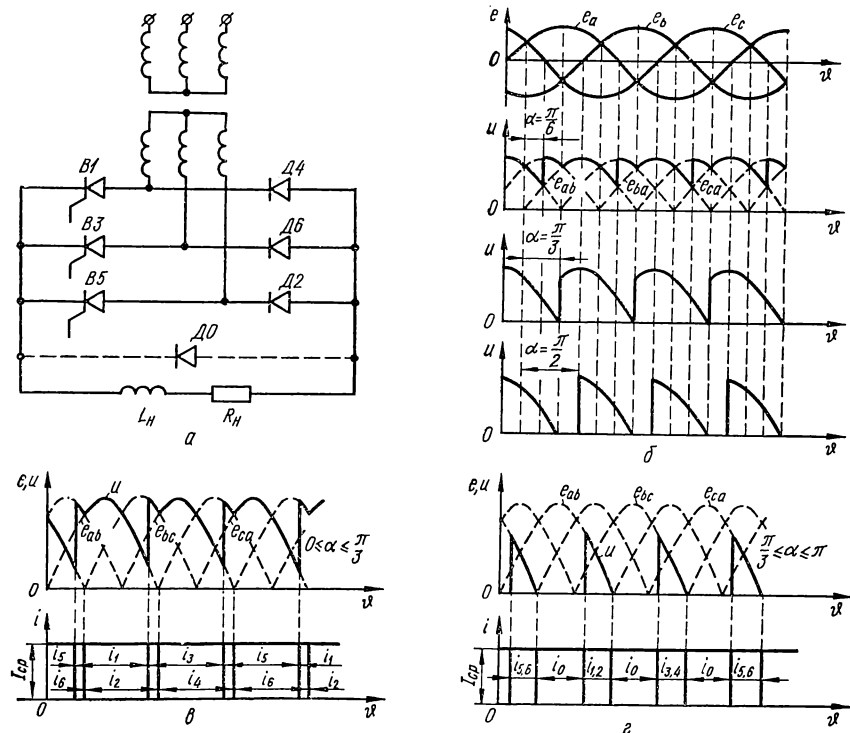


Рис. 20.5. Трехфазный мостовой несимметричный управляемый выпрямитель: а — схема; б — временные диаграммы токов и напряжений при активной нагрузке; в — при активно-индуктивной нагрузке ($L_H = \infty$); г — при активно-индуктивной нагрузке ($L_H = \infty$) с нулевым вентилем.

роко применяется в выпрямителях небольшой мощности. При работе на активно-индуктивную нагрузку и изменении угла регулирования $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ кривая выпрямленного напряжения будет иметь вид, показанный на рис. 20.5, б. При увеличении угла α в кривой выпрямленного напряжения в отличие от симметричной

мостовой схемы отрицательные участки не появляются. При переходе положительной полуволны напряжения работающего тиристора через нуль, например $B1$, он продолжает проводить ток с вступающим в работу диодом $D4$ той же фазы. Цепь нагрузки оказывается шунтированной одновременно проводящими ток вентилями $B1$ и $D4$ и напряжение на нагрузке равно нулю. Этот интервал длится до вступления в работу очередного тиристора $B3$ (рис. 20.5, в). В кривой выпрямленного напряжения появляются паузы от момента перехода положительной полуволны питающего напряжения через нуль до вступления в работу очередного тиристора. При $\alpha = \pi$ тиристоры оказываются полностью запертыми, и напряжение на нагрузке равно нулю. Среднее значение выпрямленного напряжения для всего диапазона изменения угла регулирования α

$$U_{\text{ср}\alpha} = U_{\text{ср. х. х}}(1 + \cos \alpha)/2. \quad (20-11)$$

Особенностью работы схемы при активно-индуктивной нагрузке в диапазоне регулирования ($\pi/3 \leq \alpha \leq \pi$) является то, что при снятии сигнала управления не удастся обеспечить запирающие тиристоры. При снятии сигнала управления происходит запирающее двух тиристоры, а третий остается открытым за счет ЭДС самоиндукции нагрузки и через него протекает ток нагрузки. Это приводит к снижению диапазона регулирования напряжения и ухудшению использования вентилей по току.

Для повышения эффективности в схему вводят нулевой вентиль $D0$, шунтирующий нагрузку, через который разряжается индуктивность нагрузки, не препятствуя запирающему тиристорам. Это позволяет реализовать полный диапазон регулирования выпрямленного напряжения, определяемого выражением (20-11). Если угол регулирования $\alpha \leq \pi/3$, нулевой вентиль $D0$ все время заперт и необходимость в нем отпадает. На рис. 20.5, г показаны временные диаграммы токов и напряжений в схеме с нулевым вентилем.

Основная (первая) гармоника пульсаций выпрямленного напряжения имеет частоту $f_1 = 3f_c$, что является существенным недостатком схемы по сравнению с симметричной. Коэффициенты пульсаций выпрямленного напряжения по первой гармонике для схемы без нулевого и с нулевым вентилем определяются соответственно выражениями

$$K_{\pi(1)} = \frac{1}{4} \sqrt{1 + [9 \sin^2 \alpha + 2(3 \sin \alpha \sin 3\alpha + \cos \alpha \cos 3\alpha + \cos \alpha)] / (1 + \cos \alpha)^2};$$

$$K_{\pi(1)} = \frac{1}{4} \sqrt{1 + [9 \sin^2 \alpha + 2 \cos 4\alpha - 4 \cos 2\alpha - 2 \cos \alpha] / (1 + \cos \alpha)^2}.$$

При увеличении угла регулирования α возрастает коэффициент пульсаций. Поэтому несимметричные мостовые схемы применяют при небольшом диапазоне регулирования ($\alpha_{\text{макс}} \leq \pi/3$). При активно-индуктивной нагрузке в диапазоне регулирования $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ коэффициенты сдвига, искажения и мощности определяются выражениями

$$\left. \begin{aligned} \cos \varphi_{(1)} &= \cos(\alpha/2); \\ \nu &= (3/\pi) \cos(\alpha/2); \\ \chi &= (3/\pi) \cos^2(\alpha/2). \end{aligned} \right\} \quad (20-12)$$

Для интервала $\pi/3 \leq \alpha \leq \pi$ при активно-индуктивной нагрузке в схеме с нулевым вентилем коэффициенты сдвига, искажения и мощности

$$\left. \begin{aligned} \cos \varphi_{(1)} &= \cos(\alpha/2); \\ \nu &= (6/\pi) \cos(\alpha/2) \sqrt{7 - 6\alpha/\pi}; \\ \chi &= (6/\pi) \cos^2(\alpha/2) \sqrt{7 - 6\alpha/\pi}. \end{aligned} \right\} \quad (20-13)$$

Сравнение выражений (20-12) и (20-13) с выражениями (20-9) и (20-10) показывает, что коэффициент мощности несимметричных мостовых схем выше, чем симметричных. Это объясняется тем, что энергия, накопленная в индуктивности нагрузки, рассеивается в нагрузочном сопротивлении через вентили одной фазы, минуя входные цепи выпрямителя. Основные расчетные параметры трехфазной симметричной и несимметричной схем приведены в табл. 20.1.

4. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ СО СТУПЕНЧАТЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ ВЫХОДНОГО НАПЯЖЕНИЯ

Очень часто управляемые выпрямители используются для стабилизации выходного напряжения. Так как диапазон изменения напряжения на нагрузке обычно не превышает $U_{\text{ср. макс}}/U_{\text{ср. мин}} = 1,5 \dots 2,0$, то с целью уменьшения пульсаций выходного фильтра и улучшения энергетических показателей схемы (повышение коэффициента сдвига и мощности) применяют управляемые выпрямители со ступенчатым регулированием выходного напряжения (управляемые выпрямители с вольтодобавкой). Недостатком управляемых выпрямителей с вольтодобавкой является необходимость трансформатора и увеличение числа диодов.

На рис. 20.6 показаны схемы однофазных управляемых выпрямителей со ступенчатым регулированием выходного напряжения, которые обеспечивают на нагрузке одинаковую форму напряжения (рис. 20.6, б). Принцип работы схем рассмотрим на примере схемы с нулевым выводом (рис. 20.6, а). Минимальное напряжение на на-

грузке обеспечивается неуправляемым выпрямителем на диодах $D1$ и $D2$. Повышение напряжения достигается включением тиристоров $B1$ и $B2$. При включении тиристоров выпрямленное напряжение u увеличивается скачком и становится больше напряжения,

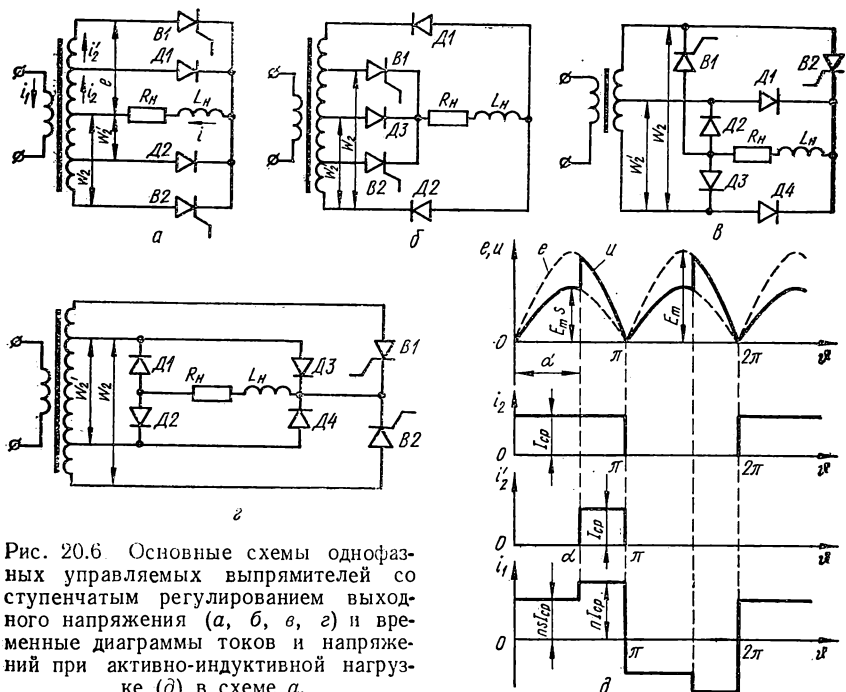


Рис. 20.6 Основные схемы однофазных управляемых выпрямителей со ступенчатым регулированием выходного напряжения (а, б, в, г) и временные диаграммы токов и напряжений при активно-индуктивной нагрузке (д) в схеме а.

подводимого к аноду открытого до этого диода, и последний запирается. Минимальное выпрямленное напряжение в схеме ($\alpha = \pi$) $U_{\text{ср. мин}} = (2E_m/\pi) s$, где $s = \omega_1/\omega_2$. Максимальное выпрямленное напряжение в схеме ($\alpha = 0$) $U_{\text{ср. макс}} = 2E_m/\pi$.

Среднее значение напряжения на нагрузке при $0 \leq \alpha \leq \pi$

$$U_{\text{ср}} = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\alpha} E_m s \sin \vartheta d\vartheta + \int_{\alpha}^{\pi} E_m \sin \vartheta d\vartheta \right] = \frac{E_m}{\pi} [1 + s + (1 - s) \cos \alpha].$$

Если управляемый выпрямитель применяется для стабилизации напряжения на нагрузке при изменении напряжения питающей сети от $E_{m \text{ макс}}$ до $E_{m \text{ мин}}$, то

$$\cos \alpha = 2/[\epsilon(1 - s)] - (1 + s)/(1 - s),$$

где $\epsilon = E_{m \text{ макс}}/E_{m \text{ мин}}$ — относительное изменение напряжения.

Таблица 20.2

Параметр выпрямителя	Схема выпрямления			
	Рис. 20.6, а	Рис. 20.6, б	Рис. 20.6, в	Рис. 20.6, г
S_I	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} K_{\Phi 1} P_{\text{ср}}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} K_{\Phi 1} P_{\text{ср}}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} K_{\Phi 1} P_{\text{ср}}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} K_{\Phi 1} P_{\text{ср}}$
$S_{\bar{z}}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} K_{\Phi 2} \varepsilon_{\text{макс}} P_{\text{ср}}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} K_{\Phi 1} [2(\sqrt{2}-1) + (2-\sqrt{2})\varepsilon_{\text{макс}}] P_{\text{ср}}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} K_{\Phi 1} \varepsilon_{\text{макс}} P_{\text{ср}}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} K_{\Phi 1} [1 + \sqrt{2} \times (\varepsilon_{\text{макс}} - 1)] P_{\text{ср}}$
S_T	$\frac{\pi}{4\sqrt{2}} (K_{\Phi 1} + K_{\Phi 2} \varepsilon_{\text{макс}}) P_{\text{ср}}$	$\frac{\pi}{4\sqrt{2}} K_{\Phi 1} [2(\sqrt{2}-1) + (2-\sqrt{2})\varepsilon_{\text{макс}}] P_{\text{ср}}$	$\frac{\pi}{4\sqrt{2}} K_{\Phi 1} (1 + \varepsilon_{\text{макс}}) P_{\text{ср}}$	$\frac{\pi}{4\sqrt{2}} K_{\Phi 1} [2 + \sqrt{2} \times (\varepsilon_{\text{макс}} - 1)] P_{\text{ср}}$
$U_{\text{обр. макс}}$ на тиристорах	$\pi \sqrt{\varepsilon_{\text{макс}}} U_{\text{ср}}$	$\frac{\pi (\varepsilon_{\text{макс}} - 1)}{\sqrt{\varepsilon_{\text{макс}}}} U_{\text{ср}}$	$\frac{\pi}{2} \sqrt{\varepsilon_{\text{макс}}} U_{\text{ср}}$	$\frac{\pi}{2} \sqrt{\varepsilon_{\text{макс}}} U_{\text{ср}}$
$U_{\text{обр. макс}}$ на диодах	$\frac{\pi (\varepsilon_{\text{макс}} + 1)}{2\sqrt{\varepsilon_{\text{макс}}}} U_{\text{ср}}$	На диодах Д1 и Д2 — $\pi U_{\text{ср}}$; на диоде Д3 — $\frac{\pi (\varepsilon_{\text{макс}} - 1)}{2\sqrt{\varepsilon_{\text{макс}}}} U_{\text{ср}}$		$\frac{\pi}{2} U_{\text{ср}}$

Примечания: 1. $K_{\Phi 1}$, $K_{\Phi 2}$ — коэффициенты формы тока первичной и вторичной обмоток трансформатора; для активной нагрузки: $K_{\Phi 1} = \pi/2\sqrt{2}$; $K_{\Phi 2} = \pi/2$; для активно-индуктивной нагрузки: $K_{\Phi 1} = 1$; $K_{\Phi 2} = \sqrt{2}$.

2. Для всех схем максимальное прямое напряжение на тиристорах $\pi(\varepsilon_{\text{макс}} - 1) U_{\text{ср}}/2\sqrt{\varepsilon_{\text{макс}}}$.

3. Для схем рис. 20.6, а, в, г максимальный анодный ток диодов $I_{\text{ср}}/2$, а для схемы рис. 20.6, б — для диодов Д1 и Д2 — $I_{\text{ср}}/2$, для диода Д3 — $I_{\text{ср}}$.

4. Для всех схем максимальный анодный ток тиристоров — $I_{\text{ср}}/2$.

Если α изменяется в пределах от 0 до 180° , то $s = 1/\epsilon_{\text{макс}}$. Из временных диаграмм для токов и напряжений (рис. 20.6, *д*), построенных для случая активно-индуктивной нагрузки ($L_n = \infty$), видно, что на интервале $0 < \vartheta < \alpha$ ток фазы (i_2) протекает по обмотке ω'_2 , а на интервале $\alpha < \vartheta < \pi$ — по обмотке ω_2 (i'_2). Поэтому ток i_1 в первичной обмотке трансформатора имеет ступенчатую форму.

В схеме рис. 20.6, *б* при $\alpha > 0$ диоды $D1, D3$ проводят ток в один полупериод и $D2, D3$ — в другой. При отпирании тиристоров $B1$ или $B2$ диод $D3$ запирается. На рис. 20.6, *в* выпрямитель построен по мостовой схеме и имеет один отвод от вторичной обмотки трансформатора. Если $\alpha > 0$, то ток проводят диоды $D1, D3$ или $D2, D4$. При отпирании тиристоров $B1$ или $B2$ запирается диод $D1$ или $D2$. В вольтодобавочных витках вторичной обмотки трансформатора протекает ток дважды за период в разных направлениях.

В схеме рис. 20.6, *г* так же, как и в предыдущей, при $\alpha > 0$ открыты диоды $D1, D4$ или $D2, D3$. Когда отпирается тиристор $B1$ или $B2$, то запирается диод $D3$ или $D4$. Через обмотку ω'_2 протекает переменный ток, а через остальную часть обмотки — пульсирующий.

Основные расчетные параметры рассмотренных схем приведены в табл. 20.2. Минимальной расчетной мощностью трансформатора при относительном изменении напряжения $1 \leq \epsilon_{\text{макс}} \leq 2$ обладает схема рис. 20.6, *в*. При относительном изменении напряжения $\epsilon_{\text{макс}} > 2$ минимальные габариты трансформатора обеспечивает схема рис. 20.6, *б*.

Коэффициенты мощности однофазных выпрямителей со ступенчатым регулированием выходного напряжения для активной и активно-индуктивной нагрузок

$$\chi = (1/\sqrt{\pi}) [\pi - (1 - s^2) (\alpha -$$

$$- [1/2] \sin 2\alpha)] / \sqrt{\pi - (1 - s^4) (\alpha - (1/2) \sin 2\alpha)};$$

$$\chi = \sqrt{2/\pi} [1 + s + (1 - s) \cos \alpha] / \sqrt{\pi - (1 - s^2) \alpha}.$$

Для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения, улучшения использования трансформатора и уменьшения индуктивности сглаживающего дросселя, обеспечивающего режим непрерывного тока, применяют трехфазные управляемые выпрямители со ступенчатым регулированием выходного напряжения (рис. 20.7). Принцип работы многофазных схем рассмотрим на примере схемы рис. 20.7, *а*, временные диаграммы токов и напряжений для которой изображены на рис. 20.7, *г*. Принцип работы схемы аналогичен принципу работы однофазных схем. На интервале $0 < \vartheta < \pi/6$ наибольшее положительное напряжение на фазе C и, так как тиристор $B3$ был открыт, выпрямленное напряжение равно e_c . С момента времени

$\pi/6$ и до момента $\pi/6 + \beta$ ЭДС e_c все еще больше, чем se_a и поэтому тиристор $B3$ продолжает работать. При $\vartheta = \pi/6 + \beta$ ЭДС se_a сравнивается с e_c и диод $D1$ отпирается, а тиристор $B3$ запирается, так

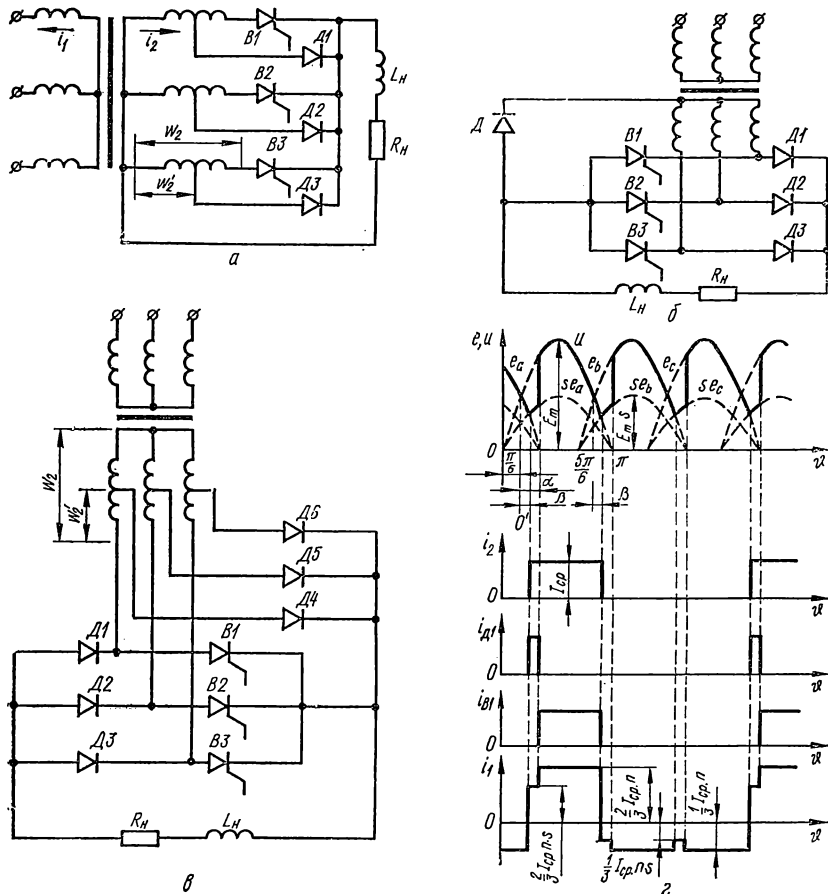


Рис. 20.7. Основные схемы трехфазных управляемых выпрямителей со ступенчатым регулированием выходного напряжения (а, б, в) и временные диаграммы токов и напряжений при активно-индуктивной нагрузке (г) в схеме а.

как к нему прикладывается обратное напряжение. Выпрямленное напряжение при этом становится равным se_a . В момент времени $\vartheta = \alpha$ отпирается тиристор $B1$ и происходит скачкообразное увеличение напряжения на нагрузке. При этом диод $D1$ запирается,

так как его катод находится под более высоким положительным потенциалом, чем анод. Тиристор $B1$ запирается при $\vartheta = (5\pi/6) + \beta$. При активно-индуктивной нагрузке ($L_n = \infty$) форма тока во вторичной обмотке такая же, как у неуправляемого трехфазного выпрямителя с нулевым выводом, а ток в первичной обмотке находится так же, как и для неуправляемого выпрямителя, с учетом того, что в моменты $\vartheta = \alpha; (2\pi/3) + \alpha; (4\pi/3) + \alpha$ и т. д. (отсчет от точки O') скачком изменяется коэффициент трансформации в s раз (включаются тиристоры).

При $\alpha < \beta$ ни один из диодов $D1, D2, D3$ не отперт и работают только тиристоры $B1, B2, B3$. В схеме рис. 20.7, *а* так же, как и в неуправляемом выпрямителе, наблюдается вынужденное намагничивание сердечника трансформатора, для устранения которого вторичные обмотки трансформатора можно соединить в зигзаг.

Улучшить энергетические показатели и уменьшить пульсации выпрямленного напряжения можно, применив трехфазные мостовые схемы (рис. 20.7, *б, в*). Принцип работы этих схем аналогичен рассмотренной выше. Схему рис. 20.7, *б* применяют при $\epsilon_{\max} = 2 (s = 0, \omega'_2 = 0)$, а схему рис. 20.7, *в* целесообразно применять при $\epsilon_{\max} = 1,5 \dots 2$. В данных схемах так же, как и в схеме с нулевым выводом, наблюдается вынужденное намагничивание сердечника трансформатора, которое можно устранить, соединив вторичную обмотку в зигзаг. При этом на две половины разбивают только обмотки ω'_2 .

5. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ С ТИРИСТОРАМИ, ВКЛЮЧЕННЫМИ В ПЕРВИЧНУЮ ОБМОТКУ ТРАНСФОРМАТОРА

Если в цепи переменного тока выпрямителя включить тиристоры, то целесообразно на них возложить функции регулирования, а выпрямитель собрать на неуправляемых вентилях. Таким образом получаем выпрямитель, регулируемый на стороне переменного тока (рис. 20.8, *а*). В идеальном выпрямителе ($r_a = 0, L_a = 0, r_{np} = 0$) при чисто активной нагрузке регулировочная характеристика, токи тиристоров и трансформатора, коэффициент мощности и пульсации будут такими же, как и у обычного выпрямителя, у которого регулирование ведется тиристорами выпрямительного моста.

На рис. 20.8, *б, в, г* показаны временные диаграммы токов и напряжений для активно-индуктивной нагрузки ($L_n = \infty$) и $0 < \alpha < \pi/3$. Ток в первичной обмотке трансформатора имеет вид прямоугольных импульсов длительностью $2\pi/3$ (рис. 20.8, *в*). Напряжения на вторичных обмотках трансформатора по форме будут несинусоидальными (рис. 20.8, *б*), что обусловит выпрямленное напряжение такой формы, как показано на рис. 20.8, *в*. Напряжение

на тиристорах необходимо определять с учетом работы всех вентилялей, которые одновременно пропускают ток парами. Например, если одновременно пропускают ток диоды Д5 и Д6 (включены тиристоры В5 и В6), то напряжение на тиристоре В1 определится точно так же, как определяется напряжение в месте обрыва фазы А трехфазной системы

$$u_{В1} = (3/2) U_{(1)m} \sin \vartheta.$$

Таким образом, максимальное значение обратного напря-

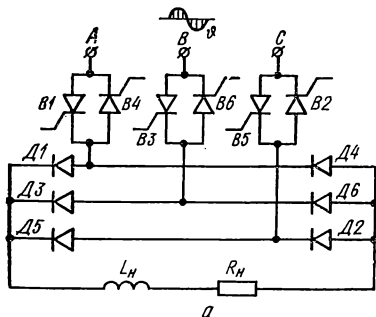
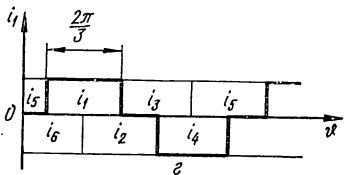
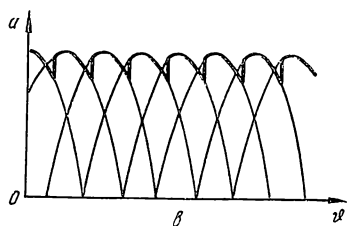
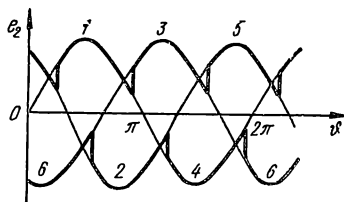


Рис. 20.8. Трехфазный мостовой выпрямитель с тиристорами в первичной обмотке трансформатора:

а — схема; б, в, г — временные диаграммы токов и напряжений.



жения на тиристоре в рассматриваемом режиме может достигать полтора кратного значения амплитуды фазного напряжения сети.

При $\pi/3 < \alpha < 2\pi/3$ в схеме на отдельных интервалах имеет место трехполюсное короткое замыкание трансформатора, через диоды Д1—Д6. В течение этих интервалов энергия магнитного поля индуктивности расходуется в нагрузке, колебания энергии между цепями постоянного и переменного тока нет, в результате коэффициент мощности выпрямителя повышается.

Регулировочная характеристика идеального выпрямителя не зависит от величины нагрузки и ее фазового угла $\varphi = \arctg [\omega_n L_n / R_n]$ и определяется выражениями

$$U_{ср \alpha} = U_{ср. х. х} \cos \alpha, \quad \alpha \leq \pi/3;$$

$$U_{ср \alpha} = U_{ср. х. х} [1 - \sin(\alpha - \pi/6)], \quad \alpha \geq \pi/3.$$

Выпрямители с регулированием по первичной стороне трансформатора могут быть выполнены и по однофазным схемам.

6. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫМИ УСТРОЙСТВАМИ

Система управления выпрямительным устройством предназначена для генерирования и формирования импульсов управления определенной длительности и формы, распределения их по соответствующим фазам и изменения момента подачи этих импульсов на управляющие электроды тиристоров выпрямителя.

В настоящее время в основном применяется импульсно-фазовый способ управления, заключающийся в том, что на управляющий электрод каждого тиристора периодически с частотой питающего анодного напряжения подаются электрические импульсы, в результате чего тиристоры отпираются. Четкость момента отпирания достигается за счет того, что управляющий импульс имеет высокую крутизну. Кроме того, управляющий импульс может сдвигаться по фазе относительно анодного напряжения, подаваемого на тиристор.

Требования, предъявляемые к системам управления, определяются режимом работы выпрямителя (реверсивный, нереверсивный) и видом нагрузки, на которую работает выпрямитель. Основными требованиями являются следующие.

1. Управляющий импульс должен иметь достаточную для надежного отпирания вентиля амплитуду напряжения и тока для тиристоров (10—20 В, 20—2000 мА).

2. Крутизна управляющих импульсов (крутизна переднего фронта импульса) должна выбираться равной 150—200 В и более на 1 эл. град.

3. Широкий диапазон регулирования, который определяется режимом работы выпрямителя и характером нагрузки. Например, для регулирования выходного напряжения трехфазного мостового выпрямителя, работающего на активную нагрузку, в пределах от нуля до максимального значения требуется изменение угла регулирования от 0 до 120°. При работе на индуктивную нагрузку диапазон угла регулирования равен 90°.

4. Симметрия импульсов управления по фазам. В результате несимметрии импульсов управления тиристоры многофазного выпрямителя проводят ток в разное время, в результате чего форма кривых анодных токов и их средние значения становятся неодинаковыми. В кривых выпрямленного напряжения и тока появляется переменная составляющая, частота которой меньше частоты гармоники в m_2 раз, что вызывает увеличение индуктивности сглаживающего дросселя, а следовательно, его габаритов и массы. Кроме того, неравенство средних значений токов тиристоров обуславливает появление в магнитной системе трансформатора выпрямителя нескомпенсированных намагничивающих сил, что может вызвать увеличение мощности трансформатора.

5. Длительность управляющего импульса. Для тиристоров может быть использован управляющий импульс длительностью $2\pi/m_2$. Однако для уменьшения мощности, выделяющейся в управляющем $p-n$ -переходе, и мощности системы управления целесообразно иметь возможно более узкий управляющий импульс. Дли-

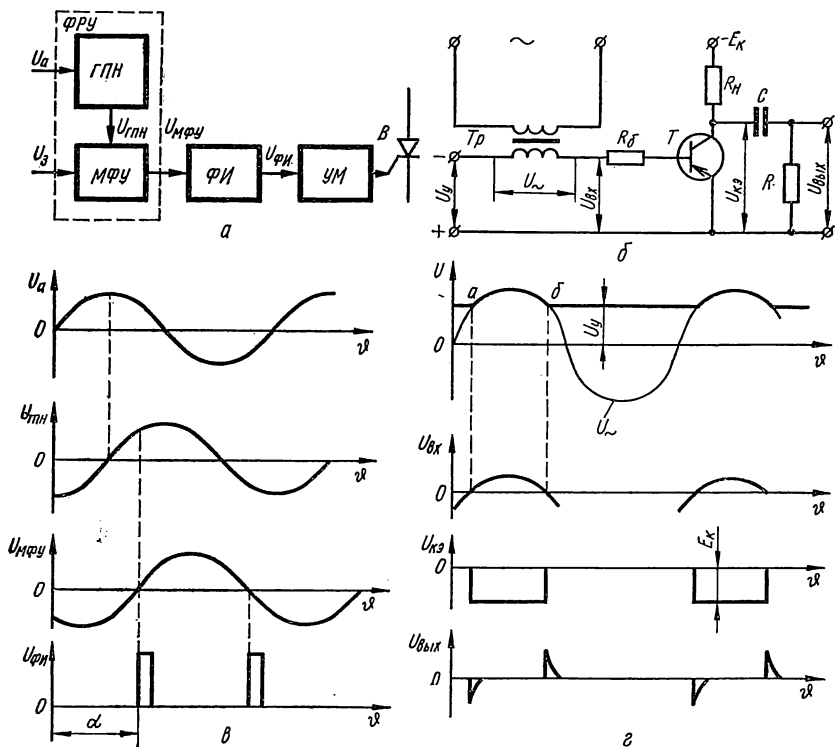


Рис. 20.9. Структурная схема горизонтальной системы управления (а); формирователь управляющих импульсов по вертикальному способу (б) и временные диаграммы, поясняющие принцип их работы (в, з).

тельность этого импульса должна быть такой, чтобы за время его действия анодный ток тиристора достиг значения, превышающего ток удержания, иначе нормальная работа выпрямителя окажется невозможной.

В связи с тем, что в трехфазной мостовой схеме моменты включения тиристоры катодной и анодной групп сдвинуты во времени на одну шестую часть периода питающего напряжения, пуск вы-

прямителя и работа его в области прерывистых токов, где выпрямитель включается как бы впервые (на нулевой ток цепи нагрузки), возможны или при длительности управляющего импульса больше 60° , или при подаче на управляющий электрод последовательно через 60° двух узких импульсов.

6. Быстродействие системы. Система управления не должна влиять на быстродействие регулируемого выпрямителя. Минимальное время реакции системы на управляющее воздействие должно составлять в некоторых случаях тысячные доли секунды.

Импульсно-фазовые системы управления можно разбить на следующие группы:

электромеханические (в настоящее время не применяются, поэтому их рассматривать не будем); электромагнитные, используемые в основном для ртутных вентилях (также нами не рассматриваются); электронные.

В настоящее время широко применяются электронные (полупроводниковые) системы управления выпрямителями, так как они обладают рядом преимуществ перед электромагнитными (высокое быстродействие, надежность, малая потребляемая мощность, малые габариты и масса и др.).

В зависимости от того, как вырабатываются управляющие импульсы для каждого тиристора выпрямителя — одним блоком или отдельными блоками — системы управления подразделяются на одно- и многоканальные, в зависимости от способа изменения фазы управляющего импульса — на горизонтальные, вертикальные, дискретные и цифровые.

При горизонтальном способе управления формирование управляющего импульса осуществляется в момент перехода синусоидального напряжения через нуль, а изменение его фазы обеспечивается изменением фазы синусоидального напряжения, т. е. смещением его по горизонтали.

На рис. 20.9, а показана структурная схема одного канала многоканальной системы управления, использующей горизонтальный способ управления. Принцип работы схемы заключается в следующем. Генератор переменного напряжения *ГПН* выдает синусоидальное напряжение, находящееся в определенном фазовом соотношении с анодным напряжением вентиля данного канала (рис. 20.9, в). Обычно при $m_2 \geq 3$ в качестве переменного напряжения берется напряжение соответствующей фазы сети (для трехфазной мостовой схемы сдвинутое на 90° относительно анодного напряжения тиристора). С выхода мостового фазовращательного устройства *МФУ* сдвинутое по фазе напряжение поступает на формирователь импульсов *ФИ*, где в момент перехода синусоиды через нуль формируется импульс управления, который затем усиливается усилителем

мощности UM . Угол сдвига фаз регулируется изменением напряжения задатчика u_3 . ГПН и МФУ образуют фазорегулирующее устройство ФРУ.

Горизонтальный способ управления не нашел широкого распространения, так как мостовые фазовращатели критичны к форме и частоте подаваемого напряжения, а использование в качестве регулируемого активного сопротивления транзисторов приводит к нарушению симметрии формируемых импульсов. Последний недостаток можно устранить, если применить общее регулируемое сопротивление (транзистор) для всех каналов.

При вертикальном способе управления формирование управляющего импульса производится в результате сравнения на нелинейном элементе величин переменного (синусоидального, пилообразного, треугольного) и постоянного напряжений. В момент, когда эти напряжения становятся равными и их разность изменяет знак, происходит формирование импульса. Фазу импульса можно регулировать, изменяя величину постоянного напряжения. В качестве нелинейного элемента обычно применяют транзистор.

На рис. 20.9, б показана схема простейшего устройства, формирующего импульсы, построенная по вертикальному способу. Это схема транзисторного усилителя с общим эмиттером. Время включения транзистора зависит от крутизны нарастания входного тока, его величины и коэффициента усиления транзистора. Для уменьшения времени включения применяют усилители с положительной обратной связью или блокинг-генераторы.

Входное напряжение транзистора T в простейшем устройстве определяется алгебраической суммой постоянного напряжения U_y и переменного напряжения U_{\sim} . На интервале oa (рис. 20.9, в) на базу транзистора подается отрицательный потенциал, поэтому транзистор находится в проводящем состоянии, ЭДС источника E_k приложена к нагрузке R_n , выходное напряжение равно нулю.

В точке a входное напряжение в базовой цепи транзистора меняет знак, транзистор закрывается. В результате ЭДС коллекторной цепи E_k прикладывается к переходу коллектор—эмиттер. При этом та же ЭДС прикладывается к дифференцирующей цепочке RC , в результате на резисторе R появляется импульс напряжения. В точке b транзистор открывается, ЭДС E_k снимается с дифференцирующей цепочки, на резисторе R опять возникает импульс напряжения. Так формируются управляющие импульсы. Фаза этих импульсов изменяется при изменении величины постоянного напряжения.

Импульсы, формируемые данным устройством, подаются затем на усилитель мощности системы управления. Для обеспечения большего диапазона регулирования фазы управляющего импульса

В качестве переменного напряжения используют напряжение трехфазной или пилообразной формы.

Частота пульсации выпрямленного напряжения выпрямителей превышает частоту напряжения питающей сети m_2 . Необходимую последовательность управляющих импульсов с данной частотой можно выработать в автономном импульсном генераторе и затем распределить импульсы по соответствующим вентилям. Это и будет дискретная система управления (рис. 20.10, а).

Задающий генератор ЗГ вырабатывает импульсы, которые распределяются по фазам выпрямителя В с помощью распределителя

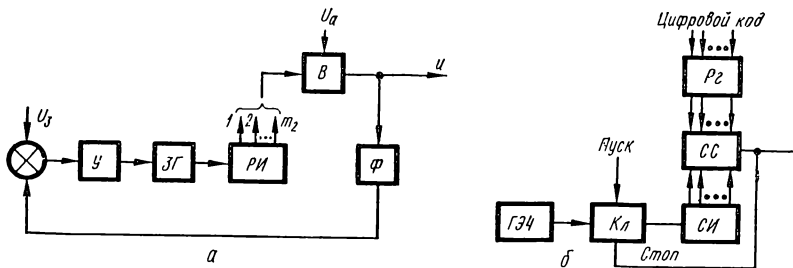


Рис. 20.10. Структурные схемы систем управления:

а — дискретной; б — цифровой.

импульсов РИ. При отсутствии отклонения выходного напряжения В от напряжения, заданного на входе усилителя У, нет сигнала рассогласования и ЗГ вырабатывает импульсы, частота которых в m_2 раз выше частоты питающей сети. Если сигнал обратной связи отличается от задающего напряжения, то усиленный разностный сигнал воздействует на фазу импульсов ЗГ таким образом, что выходное напряжение В возвращается к заданной величине. Фильтр Ф в цепи обратной связи служит для сглаживания выходного напряжения В и выделения постоянной составляющей. Роль синхронизатора фазы управляющих импульсов в дискретной системе управления выполняет цепь обратной связи.

Если В является звеном общей системы автоматического регулирования, то для обеспечения высокой точности и качества работы можно перейти от систем с аналоговыми величинами к системам с величинами, представленными цифровым кодом.

Цифровая система управления вырабатывает в цифровой форме код фазы управляющих импульсов и преобразует его в фазу импульсов. Цифровые коды фазы управляющих импульсов хранятся в запоминающем устройстве цифровой системы управления В, откуда они поступают на преобразователь цифрового кода фазы. Один из вариантов такого преобразователя показан на рис. 20.10, б.

Принцип работы схемы заключается в следующем. Цифровой код фазы управляющих импульсов, поступающих от запоминающего устройства, записывается в регистре P_2 . В момент времени, когда на аноде соответствующего тиристора появляется положительное анодное напряжение ($\alpha = 0$), открывается ключевая схема $Kл$ по выходу $Пуск$ и счетчик импульсов $СИ$ начинает считать импульсы, поступающие от генератора эталонной частоты $ГЭЧ$. Число импульсов в счетчике $СИ$ считается в том же коде, в котором представлена цифра в регистре P_2 . При равенстве числа счетчика с числом, записанным в регистре P_2 , схема совпадения $СС$ выдает импульс, фаза которого (относительно момента времени $\alpha = 0$) будет пропорциональна числу, записанному в регистре P_2 , а следовательно, и числу импульсов, сосчитанных счетчиком $СИ$. Выходной импульс схемы совпадения $СС$ закрывает ключевую схему $Kл$ по входу $Стон$, и счет импульсов прекращается. При этом счетчик импульсов $СИ$ устанавливается в исходное положение, и схема готова к следующему циклу преобразования.

Такой преобразователь код—фаза позволяет записывать в регистре P_2 текущее значение фазы непрерывно (параллельным кодом).

Несмотря на сложность цифровых систем управления, они найдут широкое применение в недалеком будущем благодаря высокой точности и быстродействию, что позволит качественно улучшить работу выпрямителей.

Пример. Рассчитать управляемый выпрямитель. Исходные данные: выпрямленное напряжение $U_{cp} = 220 \dots 150$ В; выпрямленный ток $I_{cp} = 60$ А; напряжение однофазной питающей сети $U_c = 220$ В; частота тока питающей сети $f_c = 50$ Гц; нагрузкой выпрямителя является обмотка возбуждения двигателя постоянного тока; индуктивность обмотки такова, что ток в ней непрерывен.

1. На основании значений выпрямленного тока и напряжения выбираем однофазную мостовую схему с двумя тиристорами и двумя диодами.

2. Основные параметры выпрямителя в неуправляемом режиме, т. е. $\alpha = 0$.

Напряжение холостого хода выпрямителя $U_{cp. x. x} \approx (1,05 \dots 1,2)U_{cp} = 1,1 \cdot 220 = 242$ В.

Из табл. 19.2 определяем $U_{обр. макс} = 1,57 \cdot U_{cp} = 1,57 \cdot 242 = 380$ В; $I_a = 0,5I_{cp} = 0,5 \cdot 60 = 30$ А; $I_2 = I_{cp} = 60$ А; $U_2 = 1,11 \cdot U_{cp. x. x} = 1,11 \cdot 242 \approx$

≈ 270 В; $n = \frac{U_2}{U_1} = \frac{270}{220} = 1,23$; с учетом тока холостого хода $I_{x. x} \approx$

$\approx (0,05 \dots 0,1) I_i$; $I_1 \approx 1,05 \cdot n I_{cp} = 1,05 \cdot 1,23 \cdot 60 = 77,5$ А; $I_{a. эф} = \frac{I_{cp}}{\sqrt{2}} =$

$= \frac{60}{\sqrt{2}} = 42,5$ А.

3. Основные параметры выпрямителя в управляемом режиме, т. е. $\alpha \neq 0$.

Из табл. 20.1 для управляемого режима работы выпрямителя $U_{\text{ср } \alpha} = U_{\text{ср}} \frac{\cos \alpha + 1}{2}$. Отсюда $\cos \alpha \approx \frac{2U_{\text{ср } \alpha}}{U_{\text{ср}}} - 1 = \frac{2 \cdot 150}{220} - 1 = 0,365$ и $\alpha \approx 68^\circ$; $U_2 = 270$ В; $n = 1,23$. Ток в нагрузке $I_{\text{ср } \alpha} = I_{\text{ср}} \frac{\cos \alpha + 1}{2} = \frac{60(0,365 + 1)}{2} \approx 41$ А; $I_a = I_{\text{ср}} \frac{\pi - \alpha}{2\pi} = 60 \cdot \frac{180 - 68}{2 \cdot 180} = 18,7$ А; $I_{\text{Д ср}} = I_{\text{ср}} \frac{\pi + \alpha}{2\pi} = 60 \cdot \frac{180 + 68}{2 \cdot 180} = 41,3$ А;

$$I_{\text{а. эф}} = I_{\text{ср}} \frac{\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}}{\sqrt{2}} = 60 \frac{\sqrt{1 - \frac{68}{180}}}{\sqrt{2}} = 33,6 \text{ А}; I_{\text{Д эф}} =$$

$$= I_{\text{ср}} \frac{\sqrt{\frac{\pi + \alpha}{\pi}}}{\sqrt{2}} = 60 \frac{\sqrt{\frac{180 + 68}{180}}}{\sqrt{2}} = 50 \text{ А}; I_2 = I_{\text{ср}} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} =$$

$$= 60 \sqrt{\frac{180 - 68}{180}} = 47,5 \text{ А}; I_1 = 1,05n I_{\text{ср}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}} =$$

$$= 1,05 \cdot 1,23 \cdot 60 \sqrt{1 - \frac{68}{180}} = 61,5 \text{ А}; U_{\text{обр. макс}} = 1,57U_{\text{ср. к. х}} =$$

$$= 1,57 \cdot 220 = 346 \text{ В.}$$

4. Вентили выбираются из условия максимального обратного напряжения и наибольших значений токов.

Для тиристорov на основании расчета $U_{\text{обр. макс}} = 380$ В; $I_a = 30$ А; $I_{\text{а. эф}} = 42,5$ А.

Для диодов $U_{\text{обр. макс}} = 380$ В; $I_{\text{Д}} = 41,3$ А; $I_{\text{Д эф}} = 50$ А.

Силовые вентили обычно выбирают с запасом по обратному напряжению, т. е. $U_m = (1,3 \dots 1,5) U_{\text{обр. макс}}$.

Для тиристорov и диодов $U_m = 1,5 \cdot 380 = 570$ В.

Выбираем для выпрямителя два тиристора типа ТЛ-100-6 (табл. 1.4). Для охлаждения применяем типовые (6-реберные) охладители М-6Л, которые при естественном воздушном охлаждении позволяют нагружать тиристоры серии ТЛ током 40% $I_{\text{а. н}}$, т. е. для выбранных вентиляей $I_{\text{а. доп}} = 0,4 \cdot 100 = 40$ А.

В качестве неуправляемых вентиляей выбираем два силовых диода типа ВЛ-100-6. Для охлаждения также применяем типовые охладители М-6Л, позволяющие при воздушном охлаждении нагружать диоды током 40% $I_{\text{а. н}}$, т. е. $I_{\text{а. доп}} = 0,4 \cdot 100 = 40$ А.

Глава 21

СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ О СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРАХ

Сглаживающие фильтры применяются для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения до уровня, который требуется для нормальной работы потребителя. Сглаживающее действие фильтра обычно оценивается по величине коэффициента сглаживания.

Коэффициентом сглаживания фильтра по гармонике пульсаций q принято считать отношение коэффициента пульсаций на входе фильтра (выходе выпрямителя) $K'_{n(q)}$ к коэффициенту пульсаций на его выходе (выходе нагрузки) $K_{n(q)}$ для той же гармоники q :

$$K_{cr(q)} = K'_{n(q)} / K_{n(q)}. \quad (21-1)$$

Обычно коэффициенты пульсаций определяют по основной гармонике, поэтому коэффициент сглаживания оценивают также по низшей гармонике пульсаций выпрямленного напряжения. В развернутом виде коэффициент сглаживания для основной гармоники

$$K_{cr} = (U'_{(1)m} / U'_{cp}) / (U_{(1)m} / U_{cp}) = \lambda K_{\Phi}, \quad (21-2)$$

где $U'_{(1)m}$, U'_{cp} — амплитуда основной гармоники пульсаций и постоянная составляющая напряжения на входе фильтра; $U_{(1)m}$, U_{cp} — амплитуда основной гармоники пульсаций и постоянная составляющая напряжения на выходе фильтра; $\lambda = U_{cp} / U'_{cp}$ — коэффициент передачи постоянной составляющей напряжения со входа фильтра на его выход, характеризующий потерю напряжения в фильтре; $K_{\Phi} = U'_{(1)m} / U_{(1)m}$ — коэффициент фильтрации, который устанавливает, во сколько раз уменьшается амплитуда основной гармоники на выходе фильтра по сравнению с амплитудой на его входе.

Величина коэффициента передачи для фильтров выпрямителей большой мощности $\lambda \approx 0,99$, малой мощности $\lambda \approx 0,91 \dots 0,95$, для фильтров без потерь $\lambda = 1$.

Пренебрегая потерями в фильтре, приближенно коэффициент сглаживания приравняют коэффициенту фильтрации:

$$K_{cr} \approx U'_{(1)m} / U_{(1)m} = K_{\Phi}.$$

Величина коэффициента пульсаций на нагрузке $K_{n(1)} = U'_{(1)m} / U_{cp}$ определяется условиями эксплуатации и для разных потребителей электрической энергии различна. Коэффициент пульсаций на входе фильтра $K'_{n(1)}$ зависит от выбранной схемы выпрямителя и определяется из выражения (19-10).

Таким образом, коэффициент фильтрации фильтра, сглаживающего выпрямленное напряжение до определенного уровня, определяется через допустимый коэффициент пульсаций потребителя и число пульсаций на выходе выпрямителя зависимостью

$$K_{\Phi} = K'_{n(1)} / K_{n(1)} = 2 / [(m_2^2 - 1) K_{n(1)}]. \quad (21-3)$$

В дальнейшем расчет фильтра сводится к определению параметров фильтра по величине K_{Φ} , определяемой из выражения (21-3).

При выборе сглаживающего фильтра коэффициент сглаживания является важным, но не единственным критерием. Необходимо

учитывать условия, при которых работает фильтр с тем, чтобы не искажался режим работы потребителя, а также существенно не ухудшался режим работы выпрямителя. Чтобы не искажался режим работы потребителя, необходимо предусматривать малое входное сопротивление фильтра. Чтобы существенно не ухудшался режим работы выпрямителя как в установившихся, так и в переходных режимах, необходимо правильно выбирать схему фильтра и параметры его элементов. Например, в мощных выпрямительных установках не рекомендуется использовать фильтры с емкостным входным звеном, так как они ухудшают форму токов в вентилях и обмотках трансформатора, что приводит к росту потерь в них и повышению установленной мощности, а также ухудшению гармонического состава тока питающей сети. И наоборот, для выпрямителей малой мощности, электрические показатели которых не требуются повышать, емкостные фильтры применимы.

К сглаживающим фильтрам предъявляются также требования, связанные с конструктивным исполнением (масса, габариты, КПД и др.), а также эксплуатационными особенностями (стоимость, надежность и др.). Сглаживающие фильтры в зависимости от того, из каких элементов они выполнены, делятся на две категории: фильтры с пассивными RLC -элементами и электронные.

2. ФИЛЬТРЫ С ПАССИВНЫМИ RLC -ЭЛЕМЕНТАМИ

При расчете фильтра на его входе обычно учитывают только постоянную составляющую выпрямленного напряжения и основную гармонику пульсаций с амплитудой $U'_{(1)m}$, так как амплитуды высших гармонических с увеличением номера гармоники резко падают. В результате выпрямитель по отношению к фильтру и нагрузке может быть заменен двумя генераторами с постоянной ЭДС $U'_{cp} = \text{const}$ и синусоидальной ЭДС, имеющей амплитуду $U'_{(1)m}$ и частоту $m_n \omega = \omega_n$, где ω — угловая частота питающей сети.

Индуктивный фильтр применяется для выпрямителей средней и большой мощности, так как позволяет обеспечить непрерывность тока в цепи нагрузки и благоприятный режим выпрямителя.

На рис. 21.1, а показана схема для расчета идеального индуктивного фильтра (без потерь) с учетом, что нагрузка чисто активная, а внутреннее сопротивление выпрямителя равно нулю. Под воздействием синусоидальной ЭДС с амплитудой $U'_{(1)m}$ на нагрузке возникает напряжение с амплитудой

$$U_{(1)m} = (U'_{(1)m}) \sqrt{R_n^2 + (\omega_n L_n)^2} R_n.$$

Постоянная составляющая напряжения на нагрузке равна среднему значению напряжения на выходе выпрямителя, поэтому коэффициент сглаживания фильтра

$$K_{сг} = K_{\Phi} = \sqrt{R_H^2 + (\omega_n L_H)^2} / R_H,$$

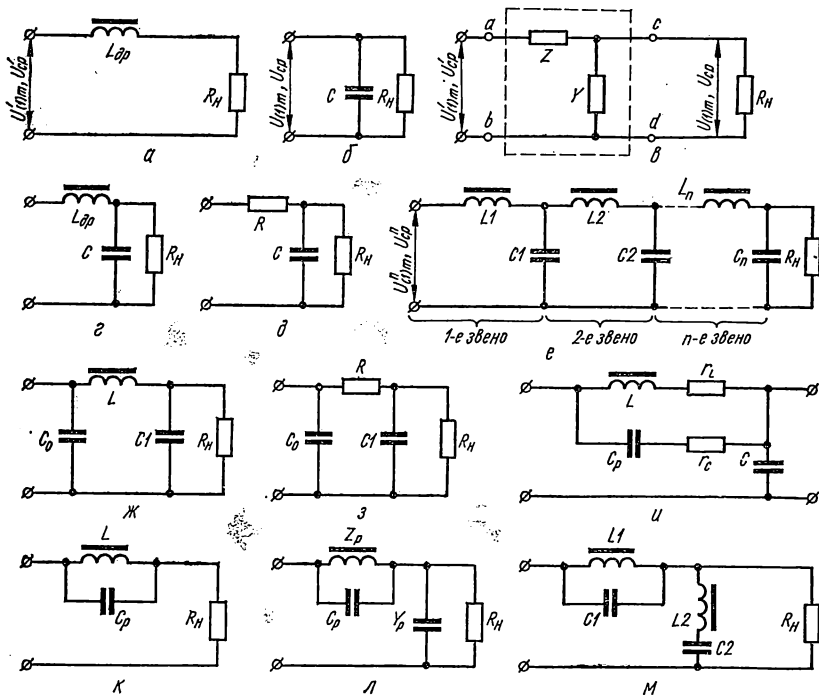


Рис. 21.1. Схемы сглаживающих фильтров:

a — индуктивного; *б* — емкостного; *в* — эквивалентная схема Г-образного; *г* — Г-образного LC-фильтра; *д* — Г-образного RC-фильтра; *е* — многозвенного LC-фильтра; *ж* — П-образного LC-фильтра; *з* — П-образного RC-фильтра; *и* — Г-образного с резонансным контуром с учетом потерь; *к* — фильтра-пробки; *л* — Г-образного с резонансным контуром без учета потерь; *м* — Г-образного с резонансными контурами и цепочкой; *н* — режкторного; *о* — Г-образного с резонансной цепочкой.

откуда индуктивность фильтра

$$L_H = R_H \sqrt{K_{сг}^2 - 1} / \omega_n. \quad (21.4)$$

Учитывая, что коэффициент сглаживания, выраженный через коэффициент пульсаций на входе и выходе фильтра, определяется

выражением (21-1), а также пренебрегая единицей в выражении (21-4), получаем

$$L_n \approx R_n K_{сг} / \omega_n = 2R_n / [m_n \omega (m^2 - 1) K_{п(1)}].$$

Для маломощных потребителей простейшим фильтром является конденсатор, подключаемый параллельно нагрузке (рис. 21.1, б). Емкость конденсатора определяется из расчета выпрямителя по выражению (19-6).

Пульсации выпрямленного напряжения сглаживаются более эффективно при помощи фильтров, составленных из повторяющихся Г- или П-образных звеньев. В качестве элементов в этих звеньях могут использоваться конденсаторы, дроссели, а в случае маломощных потребителей и резисторы.

В общем виде Г-образный фильтр можно представить на эквивалентной схеме (рис. 21.1, в) в виде четырехполюсника с входными ab и выходными cd зажимами. Коэффициент пульсации Г-образного фильтра

$$K_{\phi} = U'_{(1)m} / U_{(1)m} = 1 + Z(Y + 1/R_n).$$

Параметры элементов Г-образного фильтра выбирают таким образом, чтобы последовательно включенные с источником элементы имели большие сопротивления для переменной ($Z \geq 5R_n$) и малые сопротивления для постоянной составляющей тока. В качестве последовательно включаемых элементов могут использоваться дроссель, резонансное звено из параллельно соединенных конденсатора и дросселя, а для маломощных потребителей — резистор. Элементы фильтра, включаемые параллельно потребителю, наоборот, должны иметь малые сопротивления (большую проводимость Y) для переменной и большие сопротивления для постоянной составляющей тока. В качестве параллельно включаемых элементов могут использоваться конденсатор или резонансное звено из конденсатора и дросселя, соединенных последовательно.

Таким образом, в Г-образном фильтре для переменной составляющей тока $Y \gg 1/R_n$ (на практике $R_n \geq 5/Y$), поэтому

$$K_{\phi} \approx 1 + ZY.$$

Для индуктивно-емкостного фильтра (рис. 21.1, г) $Z = j\omega m_n L$, $Y = jm_n \omega C$, поэтому

$$K_{\phi} \approx |1 - m_n^2 \omega^2 LC|, \quad (21-5)$$

т. е. коэффициент фильтрации зависит от величины LC .

Индуктивность дросселя Г-образного фильтра определяют из условия непрерывности тока в нем:

$$I'_{(1)m} < I_{ср}. \quad (21-6)$$

Амплитуда основной гармоники тока в дросселе с учетом того, что $Z \gg \frac{1}{Y}$

$$I'_{(1)m} \approx U'_{(1)m}/m_n \omega L. \quad (21-7)$$

Постоянная составляющая тока в дросселе без учета потерь в фильтре

$$I_{cp} \approx U_{cp}/R_n. \quad (21-8)$$

Подставляя выражения (21-7), (21-8) в выражение (21-6), получаем

$$L > U_{(1)m} R_n / (U_{cp} m_n \omega) = [2/(m_n^2 - 1)] [R_n / (m_n \omega)] = R_n / \alpha,$$

где $\alpha = (m_n^2 - 1) m_n \omega / 2$ — коэффициент, определяемый в зависимости от выбранной схемы выпрямителя и частоты питающей сети.

Таким образом, при расчете индуктивно-емкостного фильтра рекомендуется выбирать дроссель с индуктивностью, превышающей величину R_n / α , а конденсатор — с емкостью, определяемой из выражения (21-5).

Для выпрямителей, питающих потребители малой мощности (ток нагрузки несколько миллиампер, а сопротивление R_n несколько тысяч ом), вместо дросселя в Г-образном фильтре используют резистор (рис. 21.1, *д*). Коэффициент фильтрации такого фильтра

$$K_\phi = |1 + j m_n \omega RC|,$$

откуда $RC \approx K_\phi / m_n \omega$.

Коэффициент сглаживания

$$K_{сг} = \lambda K_\phi = m_n \omega C R R_n / (R_n + R). \quad (21-9)$$

Величину сопротивления R выбирают из условия

$$U'_{cp} / U_{cp} = (R_n + R) / R_n = (1,05 \dots 1,3). \quad (21-10)$$

Выражения (21-9), (21-10) при заданном коэффициенте фильтрации позволяют рассчитать параметры резистивно-емкостного Г-образного фильтра.

П-образный фильтр относится к многозвенным, которые представляют собой несколько однозвенных фильтров, включенных последовательно. Многозвенные фильтры применяют, если необходимо получить высокий коэффициент фильтрации. В многозвенных фильтрах (рис. 21.1, *е*) элементы отдельных звеньев подбирают таким образом, чтобы каждое последующее звено не влияло на работу предыдущего. Если отдельные звенья представляют собой Г-образные LC-фильтры, применяемые в выпрямителях большой

мощности, то необходимо, чтобы сопротивление дросселя последующего звена значительно превышало сопротивление конденсатора предыдущего звена, а сопротивление нагрузки было значительно больше сопротивления шунтирующего конденсатора для основной гармоники пульсаций. При таком условии коэффициент фильтрации многозвенного фильтра определится как произведение коэффициентов фильтрации отдельных звеньев:

$$K_{\Phi} = K_{\Phi}^{(1)} K_{\Phi}^{(2)} \dots K_{\Phi}^{(n)}$$

Многозвенные фильтры обычно выполняют из дросселей и конденсаторов одного типа. Для таких фильтров $L_1 = L_2 = L_n = L$, $C_1 = C_2 = C_n = C$, поэтому

$$K_{\Phi} = [K_{\Phi}^{(1)}]^n,$$

где $K_{\Phi}^{(1)}$ — коэффициент фильтрации первого звена; n — число звеньев.

В П-образном фильтре (рис. 21.1, ж, з), который применяется для потребителей малой мощности, первым звеном является конденсатор C_0 , а вторым — Г-образный LC- или RC-фильтр.

Коэффициент фильтрации П-образного фильтра

$$K_{\Phi} = K_{\Phi}^{(1)} K_{\Phi}^{(2)},$$

где $K_{\Phi}^{(1)}$ — коэффициент фильтрации емкостного фильтра C_0 ; $K_{\Phi}^{(2)}$ — коэффициент фильтрации Г-образного фильтра, который в случае LC-фильтра связан с параметрами L и C выражением (21-5).

Расчет П-образного фильтра производят следующим образом. Если задан допустимый коэффициент пульсаций на нагрузке $K_{п(п)}$ и выбрана схема выпрямителя (m_n), то вначале подсчитывают по (21-3) коэффициент фильтрации всего фильтра. Затем задаются коэффициентом пульсаций на выходе первого звена и вычисляют емкость C_0 . Причем этот коэффициент рекомендуется брать не меньше 0,02, так как иначе получается слишком большая емкость C_0 , и не больше 0,1, так как в противном случае конденсатор с емкостью C_0 будет значительно искажать форму выпрямленного тока. Определив коэффициент фильтрации второго звена и задавшись емкостью $C_1 = C_0$, подсчитывают индуктивность дросселя.

В многозвенных фильтрах вопрос о выборе числа звеньев должен решаться с экономической точки зрения так, чтобы стоимость фильтра была наименьшей. Исходя из этого, экономически выгодно при $K_{\Phi} > 50$ применять двухзвенные фильтры, а при $K_{\Phi} > 200$ — трехзвенные.

Резонансные фильтры обладают высокими коэффициентами фильтрации для определенных гармоник. В них используются явления резонанса токов (фильтры-пробки) и резонанса напряжений (режекторные фильтры). Резонансные фильтры более компактны и дешевле по сравнению с обычными LC -фильтрами.

Фильтры-пробки (рис. 21.1, *у, к, л, м*), как правило, используются вместо дросселя в LC -фильтре для определенной гармоники.

Коэффициент фильтрации Γ -образного фильтра с резонансным контуром (рис. 21.1, *л*)

$$K_{\Phi p} = 1 + Z_p Y \approx Z_p Y,$$

где Z_p — сопротивление резонансного контура для определенной гармоники.

По величине дросселя $Z = qm_n \omega L$ в LC -фильтре во много раз. Если учитывать потери в дросселе (r_L) и конденсаторе (r_C) резонансного контура (рис. 21.1, *у*), то сопротивление его для любой гармоники

$$Z_p = 1 / \{ r_L / (r_L^2 + (qm_n \omega L)^2) + r_C / (r_C^2 + 1 / (qm_n \omega C_p)^2) \}, \quad (21-11)$$

где резонансная частота контура

$$qm_n \omega = \sqrt{(L/C_p - r_L^2) / (L/C_p - r_C^2)} / \sqrt{LC_p}. \quad (21-12)$$

Подставляя выражение (21-12) в (21-11) и учитывая, что $r_L r_C \ll \ll L/C_p$, получаем

$$Z_p \approx L / [C_p (r_L + r_C)].$$

Коэффициент фильтрации резонансного Γ -образного фильтра для любой гармоники

$$K_{\Phi} \approx Z_p Y = qm_n \omega CL / [C_p (r_L + r_C)].$$

Применяя цепочку фильтров-пробок, настроенных каждая в резонанс на определенную гармонику, можно осуществить фильтрацию нескольких гармоник.

Режекторные фильтры (рис. 21.1, *м, н, о*) можно рекомендовать в Γ -образных фильтрах вместо конденсатора, шунтирующего нагрузку, для фильтрации определенной гармоники. Сопротивление резонансной цепочки $L_p C_p$ при резонансе минимально и определяется активным сопротивлением ветви $Z_p = r_L + r_C$.

Коэффициент фильтрации такого фильтра для любой гармоники

$$K_{\Phi} \approx Z Y_p = Z / Z_p = qm_n \omega L / (r_L + r_C).$$

Для фильтрации ряда гармонических составляющих пульсирующего тока параллельно нагрузке подключают несколько режекторных фильтров, настроенных каждый на определенную частоту. Такого рода фильтры применяются для сглаживания пульсаций в мощных выпрямительных установках. Для высокой фильтрации определенной гармоники используют фильтр-пробку и режекторный фильтр совместно (рис. 21.1, м).

Недостатками резонансных фильтров является необходимость индивидуальной настройки каждого фильтра и изменение коэффициента фильтрации при изменении частоты внешнего источника питания.

3. ФИЛЬТРЫ С АКТИВНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

LC-фильтры просты и надежны в эксплуатации, однако их масса и габаритные размеры могут существенно сказаться на общей массе и габаритных размерах выпрямительного устройства, а также

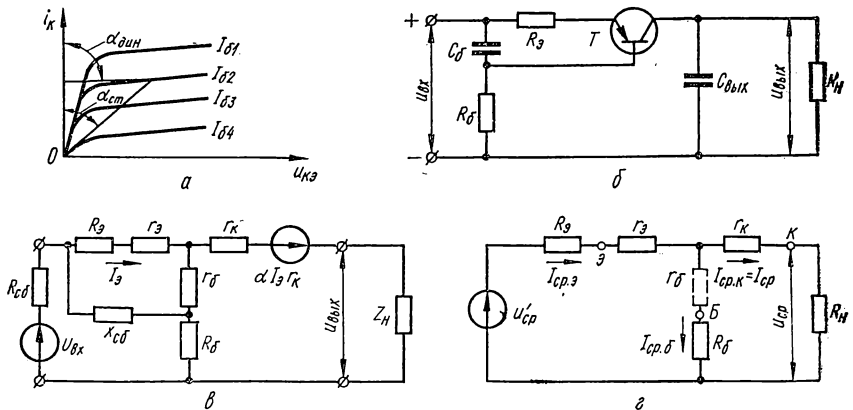


Рис. 21.2. Фильтр с нагрузкой в цепи коллектора:

а — коллекторные характеристики транзистора; б — принципиальная схема с фиксированным смещением напряжения на базе; в, г — эквивалентные схемы по переменной и постоянной составляющим тока.

питаемой аппаратуры. Это объясняется тем, что габаритные размеры дросселя фильтра с ростом тока нагрузки резко возрастают. При этом в результате насыщения сердечника дросселя постоянная составляющая выпрямленного тока индуктивность его уменьшается и фильтрующие свойства ухудшаются. Вредное влияние на аппаратуру оказывают магнитные поля рассеяния дросселя.

Полупроводниковые фильтры не содержат сглаживающих дросселей и поэтому не имеют перечисленных недостатков.

Коллекторная характеристика транзистора (рис. 21.2, а) подобна кривой намагничивания ферромагнитного сердечника дросселя. Поэтому транзистор может выполнять роль дросселя фильтра, так как $\alpha_{\text{дин}} \gg \alpha_{\text{ст}}$.

Транзисторные фильтры применяются при токах нагрузки до нескольких ампер и напряжениях, определяемых десятками вольт. Схемы транзисторных фильтров различают в зависимости от способа подключения нагрузки: последовательно в цепь коллектора, эмиттера или параллельно транзистору.

Включение нагрузки в коллекторную цепь транзистора с общей базой без элементов C_6 , R_6 , R_3 (рис. 21.2, б) вызывает усиление пульсаций, которое учитывается в цепи нагрузки в виде ЭДС $\alpha r_k I_3$, совпадающей по фазе с входным напряжением. Включение в схему резистора R_3 позволяет значительно снизить ЭДС $\alpha r_k I_3$ в коллекторной цепи, а включение элементов C_6 , R_6 ослабляет переменную составляющую пульсаций на входе транзистора.

На рис. 21.2, б, в показаны принципиальная схема фильтра с фиксированным смещением напряжения и ее эквивалентная схема по переменной составляющей. Приведя эквивалентную схему к пассивному Т-образному четырехполюснику, можно определить ток, а затем амплитуду напряжения на нагрузке, после чего вычислить коэффициент фильтрации, который при учете допущений $R_6 \gg r_6$, $r_k \gg r_6$, $R_6 \gg x_{c6}$, $r_k \gg x_{c6}$, $R_6 \gg R_n$ определяется выражением

$$K_{\phi} = r_k [R_3 + r_3 + (1 - \alpha)(r_6 - jx_{c6})] / \{R_n [R_3 + r_3 + r_6 - jx_{c6}(1 + \alpha r_k/R_6)]\}.$$

Коэффициент передачи напряжения со входа на выход при допущении, что $r_3 = 0$, $r_6 = 0$, определится из эквивалентной схемы по постоянной составляющей (рис. 21.2, в)

$$\lambda = R_n I_{\text{ср. к}} / (R_3 I_{\text{ср. э}} + R_6 I_{\text{ср. б}}). \quad (21-13)$$

Полагая, что обратный ток коллектора равен нулю, выражение (21-13) можно преобразовать

$$\lambda = \alpha_0 R_n / [R_3 + (1 - \alpha_0) R_6],$$

где α_0 — статический коэффициент усиления в схеме ОБ.

Коэффициент сглаживания фильтра после некоторых упрощений

$$K_{\text{сг}} = \lambda K_{\phi} = (r_k m_{\text{п}\omega} C_{\text{вых}} R_n \alpha_0) / [R_6 (1 - \alpha_0)].$$

Емкость конденсатора фильтрующей входной цепочки

$$C_6 = 8(1 + \alpha r_k/R_6) / [m_{\text{п}\omega} (1 - \alpha_0) R_6],$$

где α — динамический коэффициент усиления.

Сопротивление резистора входной фильтрующей цепочки

$$R_6 = \alpha_0 (U_{ср. к} + U_{ср}) / (1 - \alpha_0) I_{ср. к},$$

где $U_{ср. к} \approx 3U_{ср. к. мин} + K_{п(1)}U_{ср}$.

В рассматриваемой схеме необходимое смещение напряжения на базе обеспечивается постоянной составляющей выпрямленного напряжения, не зависящей от режима работы коллекторной цепи, поэтому ее называют схемой с фиксированным смещением. Данная схема может работать только при небольших колебаниях температуры окружающей среды (порядка 10—20°С). Требуется индивидуальная настройка режима для каждого транзистора, используемого в этой схеме.

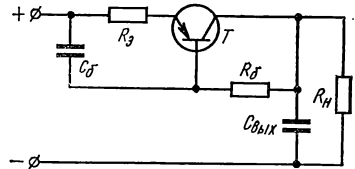


Рис. 21.3. Транзисторный фильтр с нагрузкой в цепи коллектора и автоматическим смещением напряжения на базе.

На рис. 21.3 показана схема фильтра с автоматическим смещением напряжения на базе транзистора, которое автоматически изменяется при изменении режима работы коллекторной цепи. Эта схема устойчиво работает при изменении температуры окружающей среды в широком диапазоне. Она мало чувствительна к изменению нагрузки и не требует индивидуальной настройки при замене транзистора. Но максимальный коэффициент сглаживания данной схемы почти в два раза меньше, чем в схеме с фиксированным смещением напряжения.

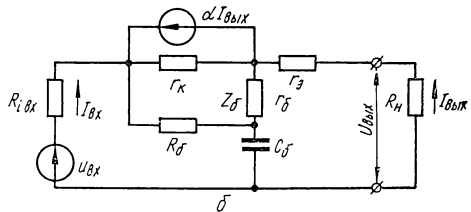
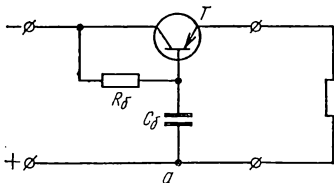


Рис. 21.4. Транзисторный фильтр с нагрузкой в цепи эмиттера:
а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема по переменной составляющей

Фильтры с потребителем в коллекторной цепи применяют при малых нагрузках, когда $R_н \gg 1/(m_n \omega C_{вых})$, т. е. когда сопротивление нагрузки значительно больше выходного сопротивления фильтра. При больших нагрузках выходное сопротивление фильтра становится соизмеримым с сопротивлением нагрузки и, следовательно, оказывает влияние на режим работы потребителя.

Для уменьшения выходного сопротивления транзисторный фильтр целесообразно строить на основе эмиттерного повторителя,

с включением потребителя в эмиттерную цепь (рис. 21.4, а). В результате выходное сопротивление фильтра становится минимальным и коэффициент усиления по напряжению практически равен единице. Поэтому в таких схемах нет необходимости ослаблять действие ЭДС в коллекторной цепи, вносимой эмиттерным током ($\alpha r_k I_э$). В схеме рис. 21.4, а имеет место автоматическое смещение постоянной составляющей напряжения, подаваемого на базу транзистора. Поэтому фильтр может устойчиво работать при изменении температуры окружающей среды. Схема не требует индивидуальной настройки при замене транзистора.

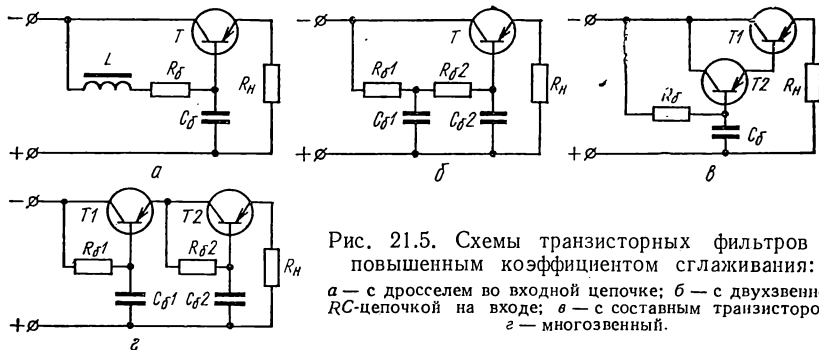


Рис. 21.5. Схемы транзисторных фильтров с повышенным коэффициентом сглаживания: а — с дросселем во входной цепочке; б — с двухзвенной RC-цепочкой на входе; в — с составным транзистором; з — многозвенный.

Из эквивалентной схемы (рис. 21.4, б) следует, что переменная составляющая входного напряжения проходит через Г-образный RC-фильтр, у которого $R \approx r_k R_δ / (r_k + R_δ)$; $r_б \approx 0$; $C = C_б$. Напряжение, отфильтрованное этим фильтром, передается из цепи базы в цепь нагрузки без усиления. Ток в цепи базы меньше тока в эмиттерной цепи в $1/(1 - \alpha)$ раз. Поэтому выходное сопротивление такого фильтра (при $r_б = 0$, $r_э = 0$) больше сопротивления конденсатора $C_б$ в $(1 - \alpha)$ раз.

К основным расчетным соотношениям для фильтра, определяемым из эквивалентных схем по переменной и постоянной составляющей тока, относятся:

коэффициент фильтрации (при $r_б \approx 0$)

$$K_\phi \approx r_k R_б / [(R_б + r_k) x_{сб}],$$

коэффициент передачи напряжения

$$\lambda \approx R_н / [R_н + (1 - \alpha_0) R_б],$$

коэффициент сглаживания фильтра

$$K_{сг} \approx r_k R_б R_н / \{x_{сб} (R_б + r_k) [R_н + (1 - \alpha_0) R_б]\},$$

сопротивление резистора входной фильтрующей цепочки

$$R_6 = U_{\text{ср. к}} / [I_{\text{ср. э}} (1 - \alpha)],$$

выходное сопротивление фильтра с учетом величин r_6 и $r_э$

$$Z_{\text{вых}} = r_э + (1 - \alpha) r_6 - j(1 - \alpha) x_{\text{сб}}.$$

Коэффициент сглаживания рассматриваемого фильтра ниже, чем фильтра с нагрузкой в коллекторной цепи. Коэффициент сглаживания можно увеличить, если в схему последовательно с резистором ввести дроссель L (рис. 21.5, а), либо применить двухзвенную фильтрующую цепочку на входе (рис. 21.5, б), либо используя составной транзистор (рис. 21.5, в), либо увеличить число звеньев (рис. 21.5, г).

Схема транзисторного параллельного фильтра показана на рис. 21.6. В этой схеме транзистор действует подобно конденсатору, включенному параллельно нагрузке. Автоматическое смещение постоянного напряжения на базе транзистора производится с помощью резистора $R_{б2}$. Переменная составляющая тока в базе изменяется с помощью элементов $R_{б1}$, $C_б$. Усиливаясь, эта составляющая вызывает переменное напряжение на резисторе R , которое оказывается в противофазе с входным переменным напряжением. В результате переменная составляющая напряжения на нагрузке ослабляется.

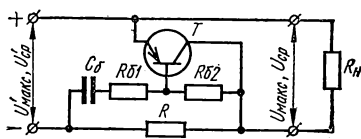


Рис. 21.6. Фильтр с нагрузкой, включенной параллельно транзистору.

Коэффициент фильтрации схемы

$$K_{\phi} = \left(1 + \frac{R}{r_6} + \frac{R}{1 - \alpha}\right) \left(\frac{1}{r_к} + \frac{1}{R_6}\right) / \left(1 - \frac{R}{R_{б1}} \frac{\alpha}{1 - \alpha}\right).$$

Коэффициент сглаживания

$$K_{\text{ср}} = K_{\phi} / \{1 - R/[R_6(1 - \alpha)] + R/R_{н}\}.$$

Выходное сопротивление $Z_{\text{вых}} \approx R$.

Действие транзистора аналогично действию эквивалентной емкости в RC -фильтре. Для схемы не опасны короткие замыкания потребителя.

Пример 1. Рассчитать Γ -образный LC -фильтр. Исходные данные: коэффициент пульсаций на выходе выпрямителя $K'_{п(1)} = 67\%$; частота тока питающей сети $f_с = 400$ Гц; напряжение на выходе фильтра $U_{\text{ср}} = 27$ В; ток нагрузки $I_{\text{ср}} = 3$ А; коэффициент пульсаций на нагрузке $K_{п(1)} = 2\%$; выпрямитель собран по однофазной мостовой схеме $m_{\text{ц}} = 2$.

1. Коэффициент фильтрации фильтра

$$K_{\phi} \approx K_{\text{ср}} = \frac{K'_{\text{п}(1)}}{K_{\text{п}(1)}} = \frac{67}{2} = 33,5.$$

Так как $K_{\phi} < 50$, то выбираем однозвенный фильтр.

2. Произведение $LC = \frac{10(K_{\phi} + 1)}{m_{\text{п}}^2 k^2} = \frac{10(33,5 + 1)}{2^2 \cdot 8^2} = 1,35 \text{ мкФ} \cdot \text{Г}$, где $k = f_{\text{с}}/50$.

3. Минимальная индуктивность, при которой обеспечивается индуктивная реакция фильтра,

$$L_{\text{мин}} > \frac{2}{(m_{\text{п}}^2 - 1)} \frac{R_{\text{н}}}{m_{\text{п}} \omega} = \frac{2}{(2^2 - 1)} \frac{9}{2 \cdot 2\pi \cdot 400} = 0,0013 \text{ Г};$$
$$R_{\text{н}} = U_{\text{ср}}/I_{\text{ср}} = 27/3 = 9 \text{ Ом}.$$

Выбираем стандартный дроссель Д61 с индуктивностью $L = 0,02 \text{ Г}$.

4. Величина емкости конденсатора фильтра

$$C = LC/L = 1,35/0,02 = 67,5 \text{ мкФ}.$$

Выбираем конденсатор типа КЭ-1 емкостью 100 мкФ с рабочим напряжением 30 В.

Допустимый коэффициент пульсаций для конденсаторов КЭ-1 на частоте 800 Гц равен 3,3%, т. е. больше заданного $K'_{\text{п}(1)} = 2\%$.

Пример 2. Рассчитать многозвенный LC-фильтр.

Исходные данные: коэффициент пульсаций на входе фильтра $K'_{\text{п}(1)} = 5,7\%$; частота тока питающей сети $f_{\text{с}} = 50 \text{ Гц}$; напряжение на выходе фильтра $U_{\text{ср}} = 20 \text{ В}$; ток нагрузки $I_{\text{ср}} = 3 \text{ А}$; коэффициент пульсаций на нагрузке $K_{\text{п}(1)} = 0,05\%$; выпрямитель собран по трехфазной мостовой схеме $m_{\text{п}} = 6$.

1. Коэффициент фильтрации фильтра

$$K_{\phi} \approx K_{\text{ср}} = \frac{K'_{\text{п}(1)}}{K_{\text{п}(1)}} = \frac{5,7}{0,05} = 114.$$

Так как $K_{\phi} < 200$, то выбираем двухзвенный фильтр.

2. Коэффициент фильтрации одного звена

$$K_{\phi 1} = K_{\phi 2} = \sqrt{K_{\phi}} = \sqrt{114} = 10,7.$$

3. Произведение

$$LC = \frac{10(K_{\phi} + 1)}{m_{\text{п}}^2 k^2} = \frac{10(10,7 + 1)}{6^2 \cdot 1^2} = 3,34 \text{ Г} \cdot \text{мкФ}.$$

4. Минимальная индуктивность звена фильтра, при которой обеспечивается индуктивная реакция фильтра,

$$L_{\text{мин}} > \frac{2}{(m_{\text{п}}^2 - 1)} \frac{R_{\text{н}}}{m_{\text{п}} \omega} = \frac{2}{(6^2 - 1)} \frac{6,66}{6 \cdot 2\pi \cdot 50} \approx 0,0002 \text{ Г},$$

где $R_{\text{н}} = U_{\text{ср}}/I_{\text{ср}} = 20/3 = 6,66 \text{ Ом}$.

Выбираем стандартный дроссель ДБ1 с индуктивностью $L = 0,02$ Г.

5. Величина емкости конденсатора фильтра

$$C = LC/L = 3,34/0,02 = 167 \text{ мкФ.}$$

Выбираем конденсатор типа К50-3Б емкостью 200 мкФ с рабочим напряжением 25 В. Допустимый коэффициент пульсаций для конденсаторов К50-3Б на частоте 300 Гц равен 2,1%. Коэффициент пульсаций на конденсаторе первого звена фильтра $K_{п(1)} = \frac{K'_{п(1)}}{K_{ф1}} \approx 0,54\%$, т. е. меньше допустимого для конденсатора К50-3Б.

Пример 3. Рассчитать Г-образный RC-фильтр.

Исходные данные: коэффициент пульсаций на выходе выпрямителя $K_{п(1)} = 67\%$; частота тока питающей сети $f_c = 50$ Гц; коэффициент пульсаций на выходе фильтра $K_{п(1)} = 2\%$; ток нагрузки $I_{cp} = 10$ мА; напряжение на выходе фильтра $U_{cp} = 250$ В; выпрямитель собран по однофазной мостовой схеме $m_n = 2$.

1. Коэффициент сглаживания фильтра

$$K_{ср} = \frac{K'_{п(1)}}{K_{п(1)}} = \frac{67}{2} = 33,5.$$

2. Величина сопротивления фильтра

$$R = \frac{U'_{ср} - U_{ср}}{I_{ср}} = \frac{U_{ср} [(1,05 \dots 1,3) - 1]}{I_{ср}} = \frac{250 (1,15 - 1) \cdot 10^3}{10} = 3,75 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Выбираем сопротивление $R = 3,6$ кОм.

3. Коэффициент передачи постоянного напряжения со входа на выход

$$\lambda = \frac{U_{ср}}{U'_{ср}} = \frac{R_n}{R_n + R} = \frac{25}{25 + 3,6} = 0,875,$$

где $R_n = \frac{U_{ср}}{I_{ср}} = \frac{250}{10 \cdot 10^{-3}} = 25$ кОм.

4. Коэффициент фильтрации фильтра

$$K_{ф} = \frac{K_{ср}}{\lambda} = \frac{33,5}{0,875} \approx 38.$$

5. Произведение

$$RC \approx \frac{K_{ф}}{m_n \omega} = \frac{38 \cdot 10^3}{2 \cdot 2\pi \cdot 50} \approx 61 \text{ кОм} \cdot \text{мкФ.}$$

6. Величина емкости конденсатора фильтра

$$C = \frac{RC}{R} = \frac{61}{3,6} = 17 \text{ мкФ.}$$

Выбираем конденсатор типа К50-3Б емкостью 20 мкФ с рабочим напряжением 300 В. Допустимый коэффициент пульсаций для конденсаторов К50-3Б на частоте 100 Гц равен 7,7%.

Пример 4. Рассчитать фильтр с нагрузкой в цепи коллектора. Исходные данные: выходное напряжение $U_{\text{ср}} = 20$ В; выходной ток $I_{\text{ср}} = 0,1$ А; коэффициент пульсаций на выходе фильтра $K_{\text{п}(1)} = 0,02\%$; коэффициент пульсаций на входе фильтра $K'_{\text{п}(1)} = 4\%$; частота пульсаций $f_{\text{п}} = 300$ Гц; максимальная температура окружающей среды $t_{\text{окр}}^{\circ} = 40^{\circ}$ С; внутреннее сопротивление выпрямителя 15 Ом; пределы изменения входного напряжения $\pm 10\%$, нагрузка неизменна; выходное сопротивление на частоте 100 Гц $Z_{\text{вых}} = 60$ Ом.

1. Коэффициент сглаживания фильтра

$$K_{\text{сг}} = \frac{K'_{\text{п}(1)}}{K_{\text{п}(1)}} = \frac{4}{0,02} = 200.$$

2. Учитывая неизменную нагрузку фильтра и температуру окружающей среды, выбираем схему фильтра с фиксированным смещением (рис. 21.2, а).

3. Так как выходное напряжение сравнительно мало, то входное напряжение $U'_{\text{ср}}$ будет примерно 30—35 В. Транзистор фильтра выбираем по току $I_{\text{ср}} = 0,1$ А; подходит транзистор типа П214. По справочнику определяем его параметры: $I_{\text{к. доп}} = 5$ А; $U_{\text{кэ. доп}} = 45$ В; $U_{\text{кб. доп}} = 60$ В; $\beta_0 = 20 \dots 60$; $r_{\text{к}} \approx 2$ кОм; $U'_{\text{к. н}} = 0,5$ В (напряжение насыщения).

4. Без учета падения напряжения на R_3 входное напряжение фильтра

$$U'_{\text{ср. ном}} \approx \frac{U_{\text{ср}} + U_{\text{к. н}}}{(1 - K'_{\text{п}(1)})(1 - b)} = \frac{20 + 0,5}{(1 - 0,04)(1 - 0,1)} = 23,7 \text{ В},$$

b — относительное изменение входного напряжения.

5. Напряжение между коллектором и эмиттером транзистора

$$U_{\text{кэ. ном}} = U'_{\text{ср. ном}} - U_{\text{ср}} = 23,7 - 20 = 3,7 \text{ В}.$$

6. Сопротивление входной фильтрующей цепочки

$$R_6 = \frac{U_{\text{кэ. ном}} + U_{\text{ср}}}{I_{\text{ср}}} \beta_0 = \frac{3,7 + 20}{0,1} \cdot 20 = 4740 \text{ Ом}.$$

Принимаем $R_6 = 4,7$ кОм.

7. Оптимальная величина сопротивления, стоящего в цепи эмиттера, $R_{3, \text{ опт}} = 0,25(1 - \alpha_0)R_6 = 0,25(1 - 0,95) \cdot 4700 = 59$ Ом,

где $\alpha_0 = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0} = \frac{20}{1 + 20} = 0,95$ — коэффициент передачи постоянной составляющей по току в схеме с общей базой.

Принимаем $R_3 = 62$ Ом.

8. Входное напряжение с учетом падения напряжения на R_3

$$U''_{\text{ср. ном}} = U'_{\text{ср. ном}} + \frac{I_{\text{ср}} R_3}{\alpha_0} = 23,7 + \frac{0,1 \cdot 62}{0,95} = 30,2 \text{ В}.$$

9. Максимальное входное напряжение

$$U''_{\text{ср. макс}} = U''_{\text{ср. ном}}(1 + a) = 30,2(1 + 0,1) = 33,2 \text{ В}.$$

10. Емкость конденсатора фильтрующей входной цепи

$$C_6 = \frac{8 \left(1 + \frac{\alpha_0 r_k}{R_6}\right)}{\omega_n (1 - \alpha_0) R_6} = \frac{8 \left(1 + \frac{0,95 \cdot 2 \cdot 10^3}{4700}\right)}{2\pi \cdot 300 (1 - 0,95) \cdot 4700} = 25 \text{ мкФ.}$$

Учитывая, что при $t_{\text{окр}}^{\circ} = 40^{\circ}$ С и частоте 300 Гц емкость конденсатора уменьшается по сравнению с номинальным значением, а также принимая во внимание 10%-ный запас, получаем $C_6 \approx 40$ мкФ.

Выбираем конденсатор типа К50-3Б емкостью 50 мкФ с рабочим напряжением 50 В.

11. Постоянная времени цепи $\tau = R_3 C_6 = 62 \cdot 40 \cdot 10^{-6} = 2,5$ мс.

12. Множитель, учитывающий влияние емкости C_6 на коэффициент сглаживания $K_{\text{сг}}$,

$$A = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{1}{\omega_n \tau} \left(1 + \frac{r_k}{R_6}\right)\right]^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{10^3}{2\pi \cdot 300 \cdot 2,5} \left(1 + \frac{2 \cdot 10^3}{4700}\right)\right]^2}} = 0,96.$$

13. Выходная емкость

$$C_{\text{вых}} = \frac{K_{\text{сг}} [R_3 + (1 - \alpha_0) R_6] \cdot 10^6}{A r_k \omega_n \alpha_0 R_H} = \frac{200 [62 + (1 - 0,95) \cdot 4700] \cdot 10^6}{0,96 \cdot 2000 \cdot 2\pi \cdot 300 \cdot 0,95 \cdot 200} = 87 \text{ мкФ,}$$

где $R_H = \frac{U_{\text{ср}}}{I_{\text{ср}}} = \frac{20}{0,1} = 200 \text{ Ом.}$

14. Выходная емкость из условия обеспечения выходного сопротивления при минимальной рабочей частоте потребителя

$$C_{\text{вых}} \approx \frac{10^6}{2\pi \cdot 100 \cdot 60} \approx 27 \text{ мкФ.}$$

Таким образом, конденсатор $C_{\text{вых}}$ должен быть выбран, исходя из обеспечения заданного коэффициента сглаживания $K_{\text{сг}}$.

На холостом ходу к конденсатору $C_{\text{вых}}$ прикладывается напряжение

$$E_{\text{вх. макс}} = U''_{\text{ср. макс}} + I_{\text{вх}} R_{\text{лв}} = 33,2 + 0,1 \cdot 15 = 34,7 \text{ В.}$$

Выбираем конденсатор типа К50-3Б емкостью 100 мкФ при рабочем напряжении 50 В.

15. КПД фильтра

$$\eta = \frac{\alpha_0 A^2}{1 + U_{\text{кз}}/U_{\text{ср}}} = \frac{0,96^2 \cdot 0,95}{1 + 3,7/20} = 0,735.$$

16. Ток короткого замыкания при $I_{к0} = 0$ и $U_{эб} = 0$

$$I_{к. л. з. макс} = \frac{E_{вх. макс}}{R_{iв} + R_э + R_б(1 - \alpha_0)} = \frac{34,7}{15 + 62 + 4700(1 - 0,95)} = 0,111 \text{ А.}$$

17. Напряжение на участке коллектор — эмиттер транзистора при коротком замыкании для $I_{к0} = 0$ и $\alpha_0 \approx 1$

$$U_{кэ. к. з. макс} = E_{вх. макс} - I_{к. л. з. макс} (R_{iв} + R_э) = 3,47 - 0,111(15 + 62) = 26,15 \text{ В.}$$

При $U_{кэ. доп} = 45 \text{ В}$ и $I_{к. доп} = 5 \text{ А}$ защита не нужна.

18. В рабочем режиме мощность, рассеиваемая на коллекторе,

$$P_{к. макс} = U_{кэ. макс} I_{ср} = 3,7 \cdot 1,1 \cdot 0,1 = 0,41 \text{ Вт,}$$

т. е. при $t_{окр}^{\circ} = 40^{\circ} \text{ С}$ теплоотвод не нужен, так как $P_{к. доп} = 1,4 \text{ Вт}$ (при $t_{окр}^{\circ} = 40^{\circ} \text{ С}$).

19. В режиме короткого замыкания мощность, рассеиваемая на коллекторе,

$$P_{к. к. з. макс} = U_{кэ. к. з. макс} I_{к. к. з. макс} = 26,15 \cdot 0,111 = 2,9 \text{ Вт.}$$

Так как это значение превышает $P_{к. доп}$, то транзистор следует снабдить теплоотводом.

Пример 5. Рассчитать фильтр с нагрузкой в цепи эмиттера. Исходные данные: выходное напряжение $U_{ср} = 20 \text{ В}$; выходной ток $I_{ср} = 0,1 \text{ А}$; коэффициент пульсаций на выходе фильтра $K_{п(1)} = 0,02\%$; коэффициент пульсаций на входе фильтра $K'_{п(1)} = 2\%$; максимальная температура окружающей среды $t_{окр}^{\circ} = 40^{\circ} \text{ С}$; выходное сопротивление $Z_{вых}$ на частоте 100 Гц не более $1,5 \text{ Ом}$; $\eta \geq 0,8$; внутреннее сопротивление выпрямителя $R_{iв} = 15 \text{ Ом}$; пределы изменения напряжения на входе $\pm 10\%$.

1. Коэффициент сглаживания фильтра

$$K_{ср} = \frac{K'_{п(1)}}{K_{п(1)}} = \frac{2}{0,02} = 100.$$

2. Входное напряжение фильтра

$$U'_{ср. мин} \approx \frac{U_{ср} + U'_{к. н}}{1 - K'_{п(1)}} = \frac{20 + 0,5}{1 - 0,02} \approx 21,1 \text{ В;}$$

$$U'_{ср. ном} \approx \frac{U_{ср} + U'_{к. н}}{(1 - K'_{п(1)})(1 - b)} = \frac{20 + 0,5}{(1 - 0,02)(1 - 0,1)} \approx 23 \text{ В;}$$

$$U'_{ср. макс} \approx \frac{(U_{ср} + U'_{к. н})(1 + a)}{(1 - K'_{п(1)})(1 - b)} = \frac{(20 + 0,5)(1 + 0,1)}{(1 - 0,02)(1 - 0,1)} \approx 24,3 \text{ В.}$$

3. Так как необходимо получить $Z_{вых} \leq 1,5 \text{ Ом}$, выбираем фильтр с нагрузкой в цепи эмиттера. Фильтр на одиночном транзисторе при однозвенной входной цепочке не дает $K_{ср} = 100$, поэтому выбираем схему с двухзвенной входной цепочкой (рис. 21.5, б).

4. Наибольшее напряжение на транзисторе в момент включения сетевого напряжения

$$U_{кб} \approx E_{вх \text{ макс}} = U'_{ср. макс} + I_{вх} R_{iB} = 24,3 + 0,1 \cdot 15 \approx 26 \text{ В},$$

где $I_{вх} \approx I'_{ср}$, так как ток, потребляемый делителями, значительно меньше нагрузочного.

5. Защиту фильтра не предусматриваем. Для этого необходимо, чтобы транзистор выдерживал напряжение $U_{кб} \approx 26 \text{ В}$ при включении. Кроме того, в режиме короткого замыкания

$$I_{к. к. з} < \frac{E_{вх. макс}}{R_{iB}} = \frac{26}{15} \approx 1,73 \text{ А}.$$

Учитывая это, выбираем транзистор типа П214.

6. При повышении температуры окружающей среды ток $I_{к0}$ транзистора увеличивается (для германиевых транзисторов $I_{к0}$ удваивается при повышении температуры на 10°C , для кремниевых — на 8°C). Тогда при $t_{окр}^0 = 40^\circ \text{C}$ $I_{к0} = 1,2 \text{ мА}$.

7. Величина сопротивления

$$\begin{aligned} R_6 &= R_{61} + R_{62} = \frac{U'_{ср. ном} - U_{ср} - U'_{кз}}{I_{ср} (1 - \alpha_0) - I_{к0}} = \\ &= \frac{23 - 20 - 0,5}{[100 (1 - 0,95) - 1,2] \cdot 10^{-3}} = 660 \text{ Ом}. \end{aligned}$$

Принимаем $R_{61} = R_{62} = 330 \text{ Ом}$.

8. Требуемый коэффициент фильтрации

$$K_\phi = K_{ср} \frac{U'_{ср. ном}}{U_{ср}} = 100 \frac{23}{20} = 115.$$

9. Величины емкостей конденсаторов, обеспечивающих $K_\phi = 115$,

$$C_{61} = C_{62} = \frac{2\sqrt{K_\phi}}{\omega_n R_6} = \frac{2\sqrt{115} \cdot 10^6}{2\pi \cdot 100 \cdot 660} \approx 57 \text{ мкФ}.$$

30 В. Выбираем конденсаторы КЭ-1 емкостью 100 мкФ с рабочим напряжением

10. КПД фильтра

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{U'_{ср. ном} - U_{ср} - U'_{кз}}{U_{ср}}} = \frac{1}{1 + \frac{23 - 20 - 0,5}{20}} = 0,89.$$

11. Выходное сопротивление фильтра

$$\begin{aligned} Z_{вых} &= r_э + (1 - \alpha) r_6 - j(1 - \alpha) x_{C61} = 0,5 + (1 - 0,95) \cdot 12 - \\ &- j(1 - 0,95) \frac{10^6}{2\pi \cdot 100 \cdot 100} = (1,1 - j0,8) \text{ Ом}. \end{aligned}$$

Модуль выходного сопротивления

$$Z_{вых} = \sqrt{1,1^2 + 0,8^2} = 1,36 \text{ Ом}.$$

ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ И СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

1. ОСОБЕННОСТИ ИМПУЛЬСНОГО МЕТОДА РЕГУЛИРОВАНИЯ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Для регулирования постоянного напряжения потребителя применяют импульсные преобразователи (ИП), с помощью которых источник постоянного напряжения периодически подключается к нагрузке. В результате на выходе преобразователя формируются

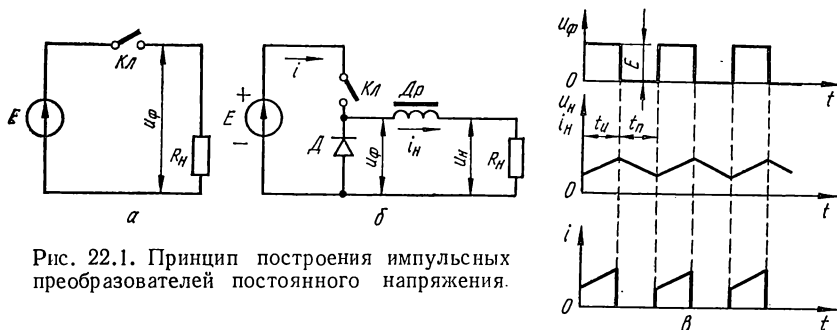


Рис. 22.1. Принцип построения импульсных преобразователей постоянного напряжения.

импульсы напряжения. Если регулирующий элемент преобразователя считать идеальным ключом (рис. 22.1, а) и пренебречь сопротивлением соединительных проводов, то в интервале, когда ключ замкнут (интервал проводимости), мгновенное напряжение на нагрузке равно напряжению источника питания, а в интервале, когда ключ разомкнут (интервал паузы), мгновенное напряжение на нагрузке равно нулю.

Напряжение на нагрузке регулируется изменением времени открытого состояния импульсного элемента регулятора по отношению к периоду коммутации. При этом регулируется относительное время проводимости ключа за период, что приводит к плавному изменению среднего значения напряжения на нагрузке. Выходное напряжение идеального преобразователя представляет собой последовательность прямоугольных импульсов с постоянной амплитудой и изменяющейся скважностью (рис. 22.1, в).

Для преобразования импульсного напряжения преобразователя в постоянное служит демодулятор, который представляет собой дроссель Dp и диод D (рис. 22.1, б). В течение интервала проводимости в дросселе Dp запасается энергия; в течение интервала паузы эта энергия передается нагрузке через диод D , в результате ток

нагрузки i_n получается сглаженным, а ток источника ЭДС i пульсирующим (рис. 22.1, б, в). Относительный интервал проводимости импульсного элемента регулируется либо изменением интервала проводимости ключа при постоянстве частоты его прерывания (рис. 22.2, а), либо изменением частоты при постоянстве интервала проводимости (рис. 22.2, б) импульсного элемента. Регулирование при постоянной амплитуде импульса называют широтно-импульсным, а преобразователи — широтно-импульсными преобразователями (ШИП). При жестких требованиях к величине пульсаций

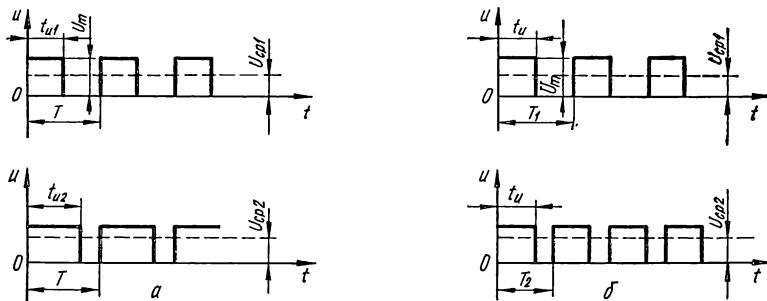


Рис. 22.2. Виды широтно-импульсного регулирования постоянного напряжения:

а — с постоянной частотой; б — с постоянной длительностью импульса.

выходного напряжения применяется первый метод, позволяющий при постоянной частоте использовать фильтры с меньшим значением LC . Второй метод реализуется более простыми и экономичными устройствами, однако не обеспечивает жестких ограничений пульсаций. Широтно-импульсные преобразователи широко применяются для регулирования и стабилизации параметров электроэнергии различного рода нагрузок (в электротранспорте, приводе металлообрабатывающих станков, питание бортовых систем и т. д.), что объясняется преимуществами, к которым относятся: 1. Высокий КПД, так как потери мощности на регулирующем элементе преобразователя незначительны по сравнению с потерями мощности в случае непрерывного регулирования. 2. Незначительная чувствительность к изменениям температуры окружающей среды, поскольку регулирующим фактором является время проводимости ключа, а не величина внутреннего сопротивления регулирующего элемента, что имеет место при непрерывном регулировании. 3. Возможность получения значительных пусковых моментов электрических двигателей. 4. Гибкость регулирования выходного напряжения в широком диапазоне.

Однако импульсным преобразователям присущи и некоторые недостатки: 1. Импульсный режим работы регулирующего элемента обуславливает значительные пульсации выходного напряжения, что приводит к необходимости устанавливать громоздкие фильтры. 2. Наличие громоздких фильтров приводит к инерционности процесса регулирования в замкнутых системах. 3. Импульсные преобразователи неустойчиво работают на импульсную нагрузку. 4. Высокие скорости включения и выключения тока в силовой цепи ШИП приводят к возникновению радиопомех.

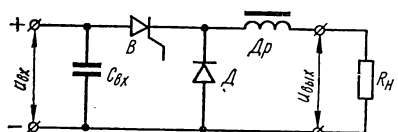
Несмотря на указанные недостатки, применение импульсных преобразователей перспективно в тех случаях, когда на первое место выдвигаются требования высокой экономичности, надежности, малых габаритов, малой чувствительности к колебаниям температуры.

2. КЛАССИФИКАЦИЯ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И ИХ СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА

Импульсные преобразователи постоянного напряжения делятся на две большие группы: неререверсивные и реверсивные. Последние обычно используются для регулирования электроприводов и представляют собой широко известные схемы автономных мостовых инверторов напряжения.

Группу неререверсивных ШИП можно разделить на два больших класса — параллельные и последовательные.

Рис. 22.3. Схема последовательно-го ШИП постоянного напряжения.



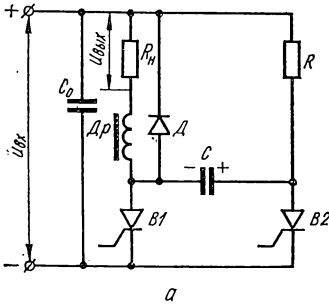
В последовательных ШИП (рис. 22.3) рабочий тиристор V включен последовательно с нагрузкой. Кроме того, в схеме должны

быть предусмотрены коммутирующий узел для запираания рабочего тиристора и система управления (на рисунке нет). Выходная часть устройства состоит из фильтрующего дросселя Dp , нагрузки R_n и диода D . На входе системы включен конденсатор $C_{вх}$, емкость которого определяется внутренним сопротивлением источника питания и частотой коммутации. Схемы последовательных ШИП строятся в зависимости от выполнения узлов коммутации. В одних устройствах узел коммутации связан либо с цепью рабочего тиристора, либо с цепью нагрузки, в других отделен от данных цепей.

Первую группу последовательных ШИП называют импульсными преобразователями с зависимыми узлами коммутации или просто зависимые ШИП, а вторую группу — импульсными преобразова-

телями с независимыми коммутирующими узлами или независимыми ШИП.

Схема ШИП с параллельной емкостной коммутацией изображена на рис. 22.4, а. При отпирании рабочего тиристора $B1$ ток протекает через нагрузку и конденсатор C заряжается до напряжения источника питания через тиристор $B1$ и резистор R . После отпирания коммутирующего тиристора $B2$ конденсатор C разряжается через тиристоры $B2$ и $B1$, что приводит к запирающему последнему. При работе на емкостную нагрузку или нагрузку с противоЭДС в схеме в процессе коммутации возникают недопустимо большие токи.



Существенным недостатком ШИП с параллельной емкостной коммутацией является то, что в процессе переключения напряже-

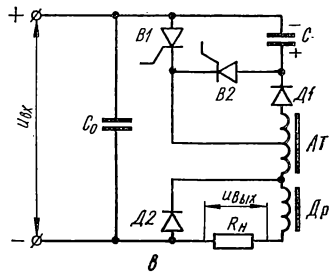
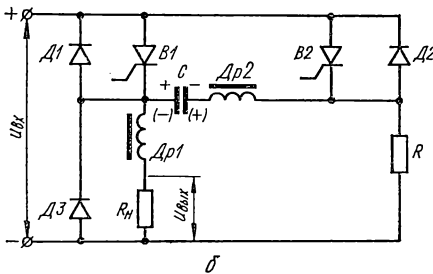


Рис. 22.4. Схемы ШИП с коммутацией:

а — параллельной емкостной; б — резонансной; в — автотрансформаторной.

ние на нагрузке достигает удвоенных значений питающего напряжения. От этого недостатка избавлена схема с резонансной коммутацией (рис. 22.4, б). В течение интервала коммутации напряжение на нагрузке в данной схеме меняется менее, чем на 2 В. К недостаткам схемы с резонансной коммутацией следует отнести сложность настройки резонансного контура с конденсатором C и дросселем $Dp2$, а также большее, по сравнению с первой схемой, число элементов.

Шип с автотрансформаторной коммутацией (рис. 22.4, в) отличается тем, что заряд коммутирующего конденсатора происходит не только в результате резонанса, но также и вследствие магнитной связи обмоток автотрансформатора AT . Эта особенность обуслови-

вает более устойчивую коммутацию при изменении нагрузки. Схема обеспечивает возможность коммутации значительных токов при меньшей емкости коммутирующего конденсатора по сравнению с приведенными схемами. Кроме этого, ШИП с автотрансформаторной коммутацией не требует сложной настройки и удобен в эксплуатации, что обусловило широкое применение данной схемы в регулируемом электроприводе. Коммутирующие конденсаторы в рассмотренных схемах заряжаются через рабочий тиристор, что может привести к сбоям в работе ШИП в результате ухудшения условий перезаряда конденсатора при снижении нагрузки.

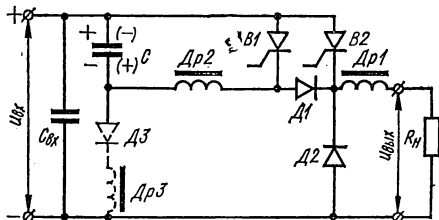


Рис. 22.5. Схема ШИП с дополнительным тиристором.

На рис. 22.5 изображена схема импульсного преобразователя с дополнительным коммутирующим тиристором и линейным дросселем в узле коммутации. К моменту отпирания рабочего тиристора $B2$ коммутирующий конденсатор заряжается до напряжения источника питания через элементы $Dp2$, $D1$, $Dp1$, R_n . Отпирание рабочего тиристора

приводит к появлению тока в цепи нагрузки. После включения коммутирующего тиристора образуется колебательный контур $Dp2$, C , $B1$.

В течение первого полупериода колебаний ток разряда конденсатора протекает через тиристор $B1$ в прямом направлении. Диод $D1$ не сможет пропускать ток до тех пор, пока не изменится знак напряжения на конденсаторе, а ток в колебательном контуре не достигнет нулевого значения. Такой момент наступает после полного перезаряда конденсатора. Диод $D1$ открывается, в результате чего образуется новый колебательный контур с элементами C , $Dp2$, $D1$, $B2$ и ток через рабочий тиристор снижается до нуля. После запираания тиристора $B2$ конденсатор C разряжается через нагрузку.

Главным ограничением в применении рассматриваемой схемы является то, что в процессе коммутации броски тока через тиристор $B1$ намного превышают амплитуду тока через рабочий тиристор, что наиболее сильно проявляется при высокой частоте коммутации ШИП. Это приводит к необходимости увеличения мощности коммутирующего тиристора, т. е. увеличения установленной мощности импульсного преобразователя.

Недостатком схемы является связь контура коммутации с цепью нагрузки. Эта особенность затрудняет коммутацию в режимах малых нагрузок и делает невозможной работу устройства на холос-

том ходу. С целью устранения этого недостатка достаточно ввести в контур коммутации специальные зарядные цепочки $Др3$, $Д3$ (показаны штриховой линией), а рабочий тиристор зашунтировать ветречным диодом и индуктивностью.

Импульсные преобразователи с независимыми коммутирующими узлами обеспечивают устойчивую работу систем питания в широком диапазоне нагрузок. Наиболее известными представителями данной группы ШИП являются импульсные преобразователи с запирающим рабочим тиристором от отдельного источника. В качестве ключевого элемента контура коммутации в данных устройствах обычно исполь-

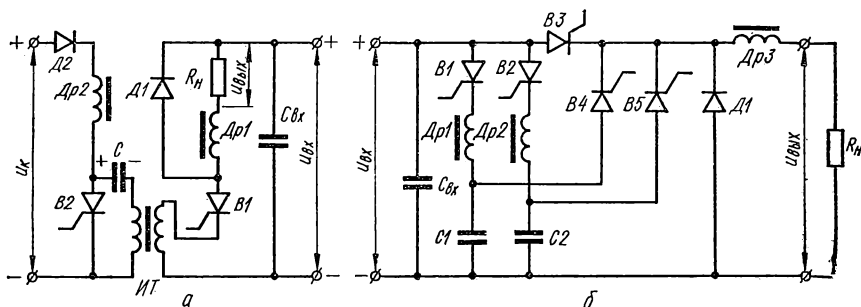


Рис. 22.6. Схемы ШИП:

а — с последовательной трансформаторной коммутацией; б — с двойным коммутирующим контуром.

зуются мощные транзисторы. Однако ШИП с индивидуальными источниками коммутации не нашли широкого распространения ввиду необходимости иметь отдельный источник питания.

В схемах независимых ШИП в качестве источника запирающего напряжения используется предварительно заряженный конденсатор. Возможны самые различные схемные решения указанного принципа, однако общая идея коммутации рабочего тиристора сохраняется во всех ШИП данного типа.

Схема ШИП с трансформаторной коммутацией рабочего тиристора изображена на рис. 22.6, а. При подаче напряжения u_k на контур коммутации происходит резонансный заряд конденсатора C через элементы $Д2$, $Др2$ и первичную обмотку трансформатора $ИТ$. Рабочий тиристор $В1$ отпирается по цепи управления, в результате чего по нагрузке протекает ток от источника питания. Для запирающего рабочего тиристора включается тиристор $В2$. Конденсатор C разряжается через тиристор $В2$ и первичную обмотку $ИТ$, на вторичной обмотке которого наводится напряжение, обратное по знаку питающему напряжению и превосходящее его

по величине. Ток в цепи рабочего тиристора прерывается. Коммутирующий тиристор $B2$ начинает запирается после достижения током разряда конденсатора нулевого значения. Данную схему целесообразно применять тогда, когда имеется необходимость в потенциальной развязке контура коммутации и силовой цепи. Зачастую такая задача возникает в электроприводе, где для питания силовой цепи необходимо напряжение порядка сотен вольт.

Для питания динамической нагрузки применяются ШИП с двойным коммутирующим контуром (рис. 22.6, б). Четыре вспомогательных тиристора $B1, B2, B4, B5$ предназначены обеспечить надежное запираение рабочего тиристора $B3$. Контурь $Dp1, C1, Dp2, C2$ являются резонансными. Импульсные преобразователи с двой-

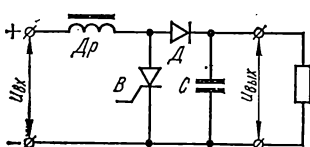


Рис. 22.7. Схема параллельного ШИП постоянного напряжения.

ными коммутирующими узлами обеспечивают надежную работу устройства в режимах малых нагрузок, позволяют получать высокую гибкость и плавность регулирования в широком диапазоне скоростей электропривода. К недостаткам схемы можно отнести сложность коммутирующего узла и, как следствие, сложность системы управления тиристорами.

Характерной особенностью параллельных ШИП является возможность получения напряжения на нагрузке, превосходящего по своей величине напряжение источника питания. Схема такого преобразователя показана на рис. 22.7. В качестве импульсного элемента используется тиристор B , который периодически замыкает источник питания на дроссель Dp . В процессе размыкания рабочего тиристора на дроселе Dp наводится значительная ЭДС, направленная согласно с напряжением источника питания, в результате через диод D и выходной конденсатор C течет ток. Напряжение на нагрузке при этом равно сумме напряжений на дросселе Dp и источника питания.

Электромагнитные процессы, протекающие в коммутирующих цепях ШИП, описываются нелинейными дифференциальными уравнениями, так как моменты переключения ШИП зависят от параметров элементов контура коммутации.

Приведенная классификация, отражающая особенности перезаряда коммутирующего конденсатора, облегчает выбор метода для анализа процессов в ШИП, что очень важно, так как в настоящее время не существует единого метода анализа нелинейных цепей. В каждом конкретном случае необходимо выбирать такой метод анализа, который позволил бы получить наименьшую погрешность конечного результата.

3. ТИРИСТОРНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ И КОНТАКТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В связи с тем, что тиристоры в электрической цепи могут быть только в двух состояниях: полностью открытом или полностью закрытым, они эквивалентны с точки зрения воздействия на электрическую схему контакторам. Снабжая тиристорный переключатель системой фазового управления, подающей управляющие импульсы на тиристоры не в начале полупериодов их проводимости, а с отставанием на угол α , получаем регулятор мощности.

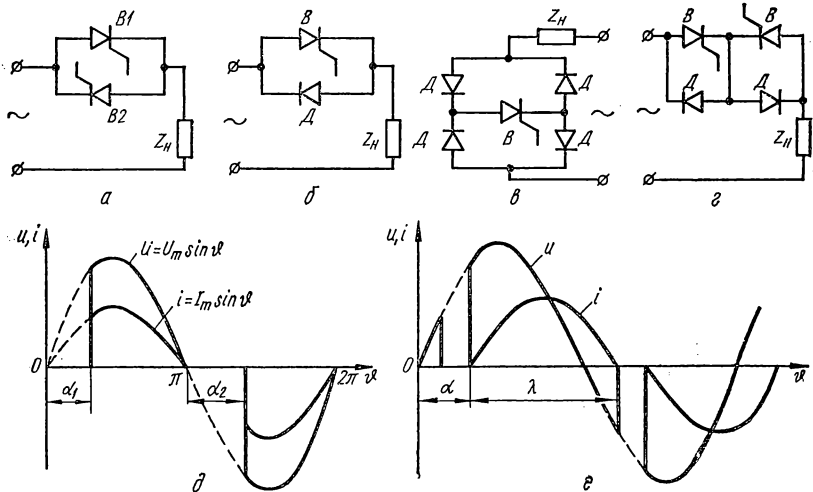


Рис. 22.8. Схемы однофазных регуляторов переменного тока (а, б, в, г) и временные диаграммы токов и напряжений при активной (д) и активно-индуктивной (е) нагрузках.

Тиристорные переключатели переменного тока широко применяются для питания электротермических установок, электропривода и др. Применение тиристоров для коммутации статорных цепей асинхронных короткозамкнутых двигателей позволяет решить задачу создания простого и надежного бесконтактного асинхронного привода с хорошими динамическими свойствами. При помощи быстродействующих тиристорных переключателей можно эффективно воздействовать на процессы разгона и замедления привода, осуществлять интенсивное торможение и точную остановку. Кроме того, безыскровая коммутация, отсутствие подвижных частей и высокая надежность позволяют применять тиристорные переключатели для приводов, работающих с большим числом включений,

во взрывоопасных и агрессивных средах либо в условиях тряски и вибраций.

Два встречно-параллельно включенных тиристора (рис. 22.8, а) образуют тиристорный элемент (ТЭ), представляющий быстродействующий выключатель, при помощи которого можно коммутировать однофазную сеть переменного тока и изменять средние величины тока в цепи и напряжение на нагрузке. При замене одного из тиристоров диодом образуется тиристорно-диодный элемент (ТДЭ) (рис. 22.8, б), позволяющий изменять величину тока только

в течение одного из полупериодов приложенного напряжения, и поэтому ТДЭ по своим возможностям аналогичен ТЭ с несимметричным управлением, когда изменяется проводимость только одного из тиристор.

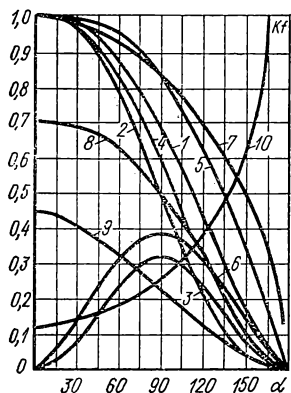


Рис. 22.9. Номограмма энергетических показателей в зависимости от угла регулирования:

- 1 — напряжение и ток нагрузки, диапазон регулирования, коэффициент мощности и полная мощность;
- 2 — активная мощность;
- 3 — реактивная мощность;
- 4 — действующее значение тока первой гармоники;
- 5 — коэффициент сдвига первой гармоники тока относительно питающего напряжения;
- 6 — мощность искажения;
- 7 — коэффициент искажения;
- 8 — действующее значение тока через тиристор;
- 9 — среднее значение тока через тиристор;
- 10 — коэффициент формы кривой тока.

Тиристорный элемент, состоящий из двух встречно-параллельно включенных тиристоров, можно заменить одним симметричным тиристором, который также позволяет изменять величину тока в каждом из двух полупериодов приложенного напряжения.

При включении ТЭ в цепь с чисто активным сопротивлением форма кривой тока при открытом тиристоре повторяет форму кривой приложенного напряжения (рис. 22.8, д). Поэтому при подаче управляющего импульса, смещенного на угол α относительно нуля напряжения, в цепи сразу возникает ток. В течение проводящей части полупериода ток изменяется по синусоиде и прекращается при перемене знака напряжения на аноде.

Интегрируя ток и напряжение на соответствующих интервалах, можно получить энергетические показатели, характеризующие установку. На рис. 22.9 показана номограмма энергетических показателей в зависимости от угла регулирования.

При коммутации цепи с активно-индуктивным сопротивлением возникает ЭДС самоиндукции, задерживающая нарастание и спад тока. Форма тока в такой цепи не повторяет форму приложенного напряжения, и ток прекращается с запаздыванием по отношению

к моменту изменения знака приложенного напряжения (рис. 22.8; *e*). В пределах угла проводимости λ ток через тиристор может быть найден из уравнения электрического равновесия цепи

$$U_m \sin \vartheta = iR_n + L_n \frac{di}{dt}.$$

Уравнение справедливо для тока через один из тиристорov в интервале $\alpha \leq \vartheta \leq \alpha + \lambda$, вне которого ток не существует. Решение уравнения относительно тока имеет вид

$$i = i' + i'' = U_m/Z_n [\sin(\vartheta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-(\vartheta - \alpha)/\text{tg } \varphi}], \quad (22-1)$$

где $\text{tg } \varphi = \omega L_n/R_n$; i' , i'' — соответствующие составляющие вынужденного (периодического) и свободного (апериодического) режима.

Угол проводимости тиристорov λ , в течение которого в нагрузке протекает ток, может быть определен из трансцендентного уравнения

$$\sin(\lambda + \alpha - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi) e^{-\lambda/\text{tg } \varphi},$$

которое получается из (22-1) при условии, что $i = 0$, когда $\vartheta = \alpha + \lambda$.

Если управляющие импульсы поступают на включение тиристорov с углом $\alpha = \varphi$, то, как следует из уравнения (22-1), свободная составляющая тока не возникает и ток определяется только вынужденной составляющей. При этом конец импульса тока через один из тиристорov совпадает с началом импульса через второй. Этот угол отпирания принято называть критическим $\alpha_{кр}$, потому что при $\alpha > \alpha_{кр}$ ток носит прерывистый характер, а при $\alpha \leq \alpha_{кр}$ — непрерывный.

Для получения непрерывного синусоидального тока при $\alpha < \alpha_{кр}$ ширина открывающего импульса должна быть не менее разности $(\varphi - \alpha)$. В противном случае отпираний импульс закончится раньше, чем прекратится ток в параллельном тиристоре, и тиристор включиться не сможет, — произойдет пропуск импульса.

При работе тиристорного элемента с углом $\alpha = \alpha_{кр}$ угол проводимости $\lambda = \pi$ и происходит непрерывное поочередное открывание тиристорov синхронно с переходом через нуль тока в цепи нагрузки. Поэтому переключение тиристорov при условии $\alpha \leq \alpha_{кр}$ можно называть синхронным переключением в отличие от задержанного, имеющего место при $\alpha > \alpha_{кр}$, когда подача управляющего импульса производится с задержкой относительно момента возможного появления тока.

Таким образом, при использовании двух тиристорov, включенных встречно-параллельно, регулирование напряжения и тока нагрузки оказывается возможным при изменении угла регулирования тиристора в пределах $\varphi = \alpha_{кр} < \alpha < \pi$.

В процессе регулирования к нагрузке приложено несинусоидальное напряжение и протекает прерывистый ток; их гармонический состав зависит от величин α и φ .

На практике часто применяются комбинированные тиристорные переключатели переменного тока, составленные из тиристорov и диодов (рис. 22.8, в, г). В схеме рис. 22.8, в используется только один тиристор, включенный в диагональ диодного моста. Ток в цепи нагрузки протекает только тогда, когда диагональ мостовой схемы выпрямителя замкнута накоротко тиристором. Обратное напряжение тиристора в этой схеме равно нулю, так как тиристор находится

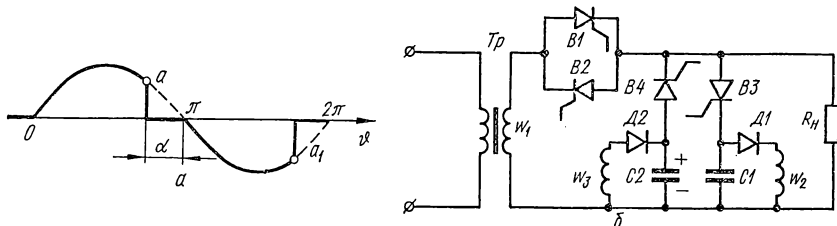


Рис. 22.10. Тиристорный блок с искусственной коммутацией:
а — форма выходного напряжения; б — схема.

все время под напряжением одной полярности. Обратное напряжение вентилей моста равно прямому рабочему напряжению тиристора.

Поскольку тиристор пропускает обе полуволны тока, следующих одна за другой без разрыва, максимальная величина среднего значения тока тиристора $I_{ав} = 0,9 I_n$. Среднее значение тока через диоды $I_{ад} = 0,45 I_n$.

В связи с более высокой стоимостью тиристорov по сравнению с диодами схема этого тиристорного переключателя более экономична по первоначальным затратам, но менее экономична при эксплуатации, так как потери в ней в 2—3 раза больше, чем при встречно-параллельном включении тиристорov.

В схеме рис. 22.8, г используются два тиристора и два диода. Для управления тиристорами можно использовать один источник. В этой схеме диоды блокируют обратные напряжения на тиристорах. Среднее значение тока через диод и тиристор $I_{ав} = I_{ад} = 0,45 I_n$.

Рассмотренные тиристорные переключатели переменного тока имеют низкие энергетические показатели (коэффициент мощности, КПД) при увеличении угла регулирования.

Коэффициент мощности тиристорного переключателя переменного тока можно повысить путем изменения знака угла регулиро-

вания в соответствии с рис. 22.10, а. Тиристоры включаются соответственно в точках 0 и π , а выключаются в точках a и a_1 . При таком методе регулирования напряжения первая гармоника тока будет опережать напряжение; реактивная мощность Q_p изменит свой знак, и коэффициент мощности повышается.

Для запираания тиристоров при положительном анодном напряжении используется узел искусственной коммутации, состоящий из тиристоров $B3$, $B4$; зарядных диодов $D1$, $D2$; коммутирующих конденсаторов $C1$, $C2$; обмоток ω_2 , ω_3 ; трансформатора Tr (рис. 22.10, б).

При включенном тиристоре $B1$ конденсатор $C2$ заряжается от обмотки ω_3 через диод $D2$, приобретая полярность, указанную на рис. 22.10, б. Для запираания тиристора $B1$ (момент a) отпирается тиристор $B4$ и образуется для конденсатора $C2$ разрядный контур: $C2-B4-B1-\omega_1-C2$. При равенстве разрядного тока конденсатора и рабочего тока тиристора $B1$ последний запирается и разрывает цепь нагрузки.

В следующий полупериод аналогично запирается тиристор $B2$ в точке a_1 с помощью тиристора $B3$ и конденсатора $C1$.

Расчет схемы ведется по номограмме рис. 22.9. Однако в рассматриваемом случае угол сдвига фаз опережающий. Общий коэффициент мощности такого тиристорного переключателя и параллельно включенных потребителей определяется из выражения

$$\chi_{\text{общ}} = (\epsilon_a - \epsilon_{a.\text{п}}) / \sqrt{(\epsilon_a + \epsilon_{a.\text{п}})^2 + (\epsilon_{p.\text{п}} - \epsilon_{1p})^2 + \epsilon_{\text{иск}}^2}, \quad (22-2)$$

где ϵ_a , $\epsilon_{a.\text{п}}$ — активная энергия, потребляемая соответственно тиристорным переключателем и параллельно работающими потребителями; ϵ_{1p} , $\epsilon_{p.\text{п}}$ — реактивная энергия сдвига, потребляемая тиристорным переключателем и работающими потребителями; $\epsilon_{\text{иск}}$ — энергия искажения.

Из выражения (22-2) видно, что реактивная энергия сдвига ϵ_{1p} , потребляемая тиристорным переключателем, вошла в знаменатель со знаком минус. Это означает, что она идет на повышение общего коэффициента мощности энергосистемы. Рассмотренный метод регулирования напряжения позволяет значительно улучшить энергетические показатели мощных тиристорных переключателей.

При коммутации трехфазных цепей форма напряжения и тока зависит от величины угла отпираания тиристоров и от схемы соединения тиристорных элементов. Трехфазные схемы применяются в нагревательных системах, для управления двигателями и другими устройствами. Если применить три однофазных схемы с встречно-параллельными тиристорами, включенными в каждую фазу трехфазной сети с нулевым проводом (рис. 22.11, а) (нулевой

провод показан штрихами), то получим трехфазный тиристорный переключатель переменного тока. При этом ток через тиристорный элемент в каждой фазе не зависит от тока других фаз и характеризуется теми же соотношениями между углами α , λ и φ , что и для однофазной схемы.

Увеличение угла α приводит к уменьшению длительности протекания тока через тиристор, и при некотором значении α импульс тока в одной фазе прекращается раньше, чем отперется тиристор в следующей фазе. Таким образом, возможны интервалы времени, в течение которых тока в нагрузке вообще нет. Угол проводимости λ каждого из тиристоров при этом уменьшается до величины, меньшей 60° .

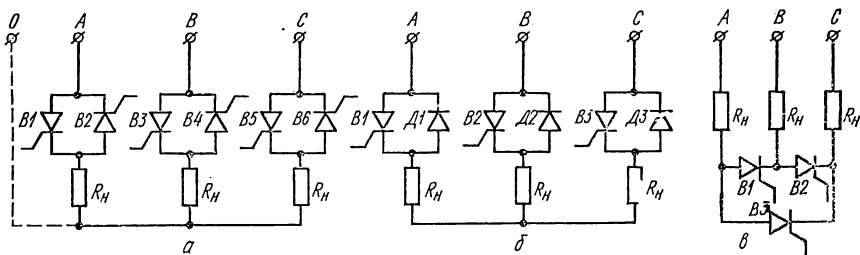


Рис. 22.11. Схемы трехфазных регуляторов переменного тока.

В течение одного полупериода напряжение на нагрузке либо равно нулю, либо изменяется по синусоиде $U_m \sin \vartheta$.

В схеме рис. 22.11, а без нулевого провода картина коммутации тиристоров значительно отличается от рассмотренной выше, так как работа всех фаз взаимосвязана и для протекания по нагрузке тока необходимо одновременное включение тиристоров в нескольких (двух или трех) фазах. При активно-индуктивной нагрузке все возможные варианты коммутации фазы А можно разбить на три характерных режима в зависимости от соотношения α и φ .

1. При $\alpha < \varphi$ каждая пара тиристоров независимо коммутирует фазное напряжение, по нагрузке течет непрерывный синусоидальный ток и к ней приложено фазное напряжение $u'_a = u_a$.

2. При $\alpha < \alpha_{гр}$, где $\alpha_{гр}$ — некоторый граничный угол отпирания тиристоров, разделяющий возможные режимы, полупериод кривой фазного напряжения на нагрузке u'_a имеет шесть участков. На трех участках к нагрузке приложено фазное напряжение сети (одновременно открыты тиристоры во всех трех фазах). На двух участках к фазе нагрузки приложена половина линейного напряжения сети u_{ab} или u_{ac} (одновременно открыты тиристоры в двух фазах), а на одном участке $u'_a = 0$ (тиристоры всех трех фаз закрыты).

3. При $\alpha > \alpha_{гр}$ отсутствуют участки одновременной работы тиристоров во всех трех фазах. В кривой напряжения на фазе нагрузки есть два участка, где u'_a равно половине линейного напряжения (u_{ab} или u_{ac}), и два участка, когда $u'_a = 0$.

Максимальный угол открытия тиристоров $\alpha_{\max} = 150^\circ$, т. е. третий режим реализуется при $\alpha_{гр} < \alpha < 150^\circ$. Процесс регулирования напряжения от номинального до нулевого значения происходит для данной схемы при изменении α в пределах $\varphi < \alpha < 150^\circ$.

Токи и напряжения для разных режимов могут быть определены на основе решения дифференциальных уравнений для разного количества одновременно открытых тиристоров.

Достоинством рассмотренной схемы является то, что при коротких замыканиях в нагрузке какой-либо фазы тиристоры защищены от действия тока короткого замыкания. Нулевой провод дает возможность применить тиристоры с меньшим обратным напряжением.

На рис. 22.11, б показана схема тиристорного переключателя переменного тока с тремя диодами. В случае активной нагрузки для изменения тока нагрузки от нуля до максимального фаза управляющего импульса должна изменяться от 210° до 0 . При активном-индуктивной нагрузке этот диапазон уменьшается. При отсутствии импульсов управления ток в нагрузке не протекает (если тиристоры и диоды считать идеальными ключами).

Схема рис. 22.11, в более экономична, чем предыдущая, так как в ней применяются только три тиристора. Однако в этой схеме все цепи находятся под линейным напряжением. В ней так же, как и в предыдущей, при активной нагрузке и полном изменении тока необходимо изменение фазы импульсов управления от 0 до 210° .

Применяются также схемы трехфазных переключателей переменного тока, которые выполнены по схемам рис. 22.11, а, б, но у которых тиристоры включены после нагрузки.

4. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ И КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ И ТОКА

Многие электротехнические и радиоэлектронные устройства питаются от источников, выходное напряжение или ток которых должны оставаться почти неизменными при изменении дестабилизирующих факторов в широких пределах. В роли дестабилизирующих факторов могут быть колебания напряжения сети, температуры и влажности окружающей среды и др.

Устройства, автоматически поддерживающие неизменным напряжение или ток на стороне потребителя электрической энергии с требуемой точностью при изменении дестабилизирующих

факторов, называют стабилизаторами напряжения или тока. Стабилизаторы делят на две группы — параметрические и компенсационные.

Параметрическими стабилизаторами называют стабилизаторы с нелинейными элементами, такими, как барреты, стабилитроны, термисторы, дроссели и другие, параметры которых с изменением тока или напряжения изменяются таким образом, что ток или напряжение на потребителе остаются почти неизменными по величине.

В компенсационных стабилизаторах измерительный элемент, сравнивая стабилизируемую величину с эталонной, вырабатывает сигнал рассогласования, который в промежуточном устройстве преобразуется, усиливается и поступает на регулирующий элемент, где изменяется какой-либо из параметров для поддержания стабилизируемой величины напряжения или тока с требуемой точностью. Регулирующий элемент может работать в непрерывном или в импульсном режиме. В компенсационных стабилизаторах может обеспечиваться стабилизация при суммарном воздействии дестабилизирующих факторов. В компенсационных стабилизаторах в качестве регулирующего элемента используются управляемые нелинейные элементы (транзисторы, тиристоры и т. д.).

Основными параметрами стабилизатора являются коэффициент стабилизации и выходное сопротивление.

В общем виде под коэффициентом стабилизации следует понимать отношение относительного изменения дестабилизирующей величины к вызванному ею относительному изменению стабилизируемой величины. Например, коэффициент стабилизации тока по входному напряжению

$$K_i = \Delta U_{\text{вх}}/U_{\text{вх}} : \Delta I_{\text{вых}}/I_{\text{вых}}.$$

Различают интегральный и дифференциальный коэффициенты стабилизации. Интегральный коэффициент определяет стабилизацию в заданном диапазоне изменения дестабилизирующей величины, дифференциальный — в бесконечно малом диапазоне, который сводится к точке. Обычно дестабилизирующие факторы изменяются в широких пределах, поэтому практическое значение имеет интегральный коэффициент. Так, например, интегральный (усредненный) коэффициент стабилизации напряжения по входному напряжению при заданной зависимости $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ и известных величинах $U_{\text{вх. ном}}$, $U_{\text{вх. макс}}$, $U_{\text{вх. мин}}$ определяется выражением

$$K_u = \Delta U_{\text{вх}}/U_{\text{вх. ном}} : \Delta U_{\text{вых}}/U_{\text{вых. ном}} = (\Delta U_{\text{вх}}/\Delta U_{\text{вых}}) \lambda,$$

где $\Delta U_{\text{вх}}$ — изменение напряжения на входе, определяемое из графика $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$; $\lambda = U_{\text{вых. ном}}/U_{\text{вх. ном}}$ — коэффициент передачи напряжения при номинальном режиме.

Выходным сопротивлением стабилизатора называют отношение изменения напряжения на выходе стабилизатора к вызвавшему его изменению тока нагрузки при постоянном входном напряжении, а также при неизменных других дестабилизирующих факторах:

$$R_{i \text{ ст}} = -\Delta U_{\text{вых}}/\Delta I_{\text{вых}}.$$

Знак минус показывает, что с ростом тока нагрузки выходное напряжение уменьшается, и наоборот.

В зависимости от назначения систем электропитания и специфики их работы к стабилизаторам предъявляются следующие требования: обеспечение высокого КПД, высокого коэффициента стабилизации и минимальных пульсаций выходного напряжения (тока); высокое быстродействие, малая чувствительность к изменениям температуры; возможность плавной регулировки выходного напряжения (тока); обеспечение минимальных габаритных размеров и массы.

Параметрические стабилизаторы являются простейшими стабилизирующими устройствами. В качестве нелинейных элементов в них могут использоваться термозависимые сопротивления — термисторы, кремниевые стабилитроны, а для больших мощностей — дроссели с ферромагнитными сердечниками.

Кремниевые стабилитроны имеют ВАХ, показанную на рис. 1.3. Для стабилизации напряжения используется участок характеристики, расположенный за точкой пробоя. Если величина обратного тока превышает значение $I_{\text{ст. макс}}$, то электрический пробой переходит в необратимый тепловой пробой диода. На рис. 22.12, а изображена схема стабилизатора напряжения с кремниевым стабилитроном.

Зависимость напряжения стабилизации от температуры принято оценивать температурным коэффициентом напряжения (ТКН), который представляет собой отношение изменения напряжения на стабилитроне к вызвавшему его изменению температуры при постоянном токе стабилизации $I_{\text{ст}}$: $\text{ТКН} = \Delta U/\Delta T$ (рис. 22.12, б). Знак температурного коэффициента стабилизации кремниевого стабилитрона зависит от величины напряжения стабилизации. При обратном включении и, если напряжение превышает величину 5,5 В, ТКН стабилитрона отрицателен. При прямом включении ТКН положителен. Разные знаки ТКН дают возможность, соединяя последовательно и встречно несколько различных по типу стабилитронов, осуществлять температурную компенсацию их напряжения. На рис. 22.12, в показана схема стабилизатора с кремниевым стабилитроном и термокомпенсирующими диодами. Резистор R_T позволяет изменять величину дополнительного тока, протекающего через компенсирующую цепочку $С_T$, что дает

возможность изменять в небольших пределах ТКН этой цепочки и уменьшать ее динамическое сопротивление.

Интегральный коэффициент стабилизации (рис. 22.12, а) определяется выражением

$$K_u = [1 + (1/R_n + 1/r_d) R_6] / [1 + (1/r_{ст} + 1/r_d) R_6], \quad (22-3)$$

где $r_{ст}$, r_d — соответственно статическое и динамическое сопротивление стабилитрона.

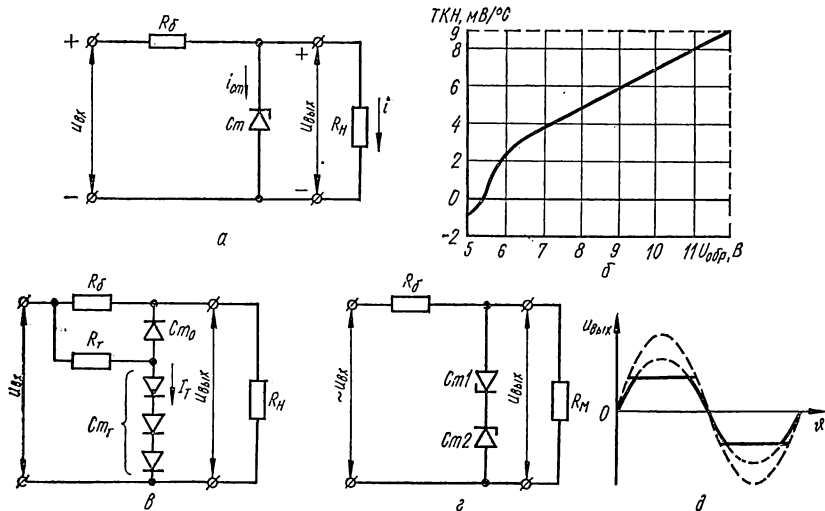


Рис. 22.12. Параметрические стабилизаторы напряжения:

а — схема; б — кривая зависимости температурного коэффициента стабилизации стабилитрона ДБ14А от напряжения; в — схема стабилизатора с термокомпенсирующими диодами; г, д — схема стабилизатора переменного напряжения и временные диаграммы напряжения на выходе.

Учитывая, что обычно $R_6/r_d \gg (1 + R_6/R_n)$, выражение (22-3) можно упростить

$$K_u \approx (R_6/r_d) \lambda_{ном}. \quad (22-4)$$

Из выражения (22-4) следует, что чем меньше значение r_d и больше R_6 , тем лучше стабилизирует схема. Коэффициент стабилизации параметрических стабилизаторов напряжения колеблется в пределах 20—40.

Параметрический стабилизатор на стабилитроне обладает фильтрующими свойствами, что видно из выражения (22-4), аналогичного выражению коэффициента сглаживания эквивалентного RC-фильтра, у которого емкость конденсатора $C_{эКВ} = 1/(m_n \omega r_d)$.

Выходное сопротивление стабилизатора с учетом того, что внутреннее сопротивление источника мало,

$$R_{i \text{ ст}} = R_6 r_d / (R_6 + r_d) \approx r_d.$$

Если цепочку из двух кремниевых стабилитронов, включенных встречно, подключить параллельно нагрузке, то можно стабилизировать переменное напряжение (рис. 22.12, г, д).

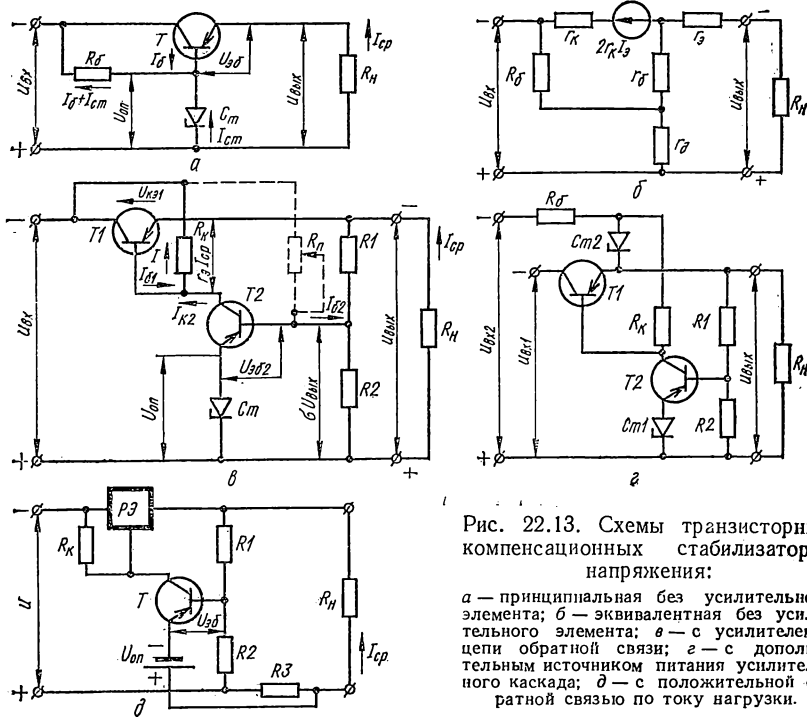


Рис. 22.13. Схемы транзисторных компенсационных стабилизаторов напряжения:

а — принципиальная без усилительного элемента; б — эквивалентная без усилительного элемента; в — с усилителем в цепи обратной связи; г — с дополнительным источником питания усилительного каскада; д — с положительной обратной связью по току нагрузки.

Рассмотренные схемы параметрических стабилизаторов относятся к разомкнутым системам автоматического регулирования.

Компенсационные стабилизаторы выполняются с отрицательной обратной связью и поэтому представляют собой замкнутые системы автоматического регулирования.

Транзисторные стабилизаторы, как правило, используют при относительно невысоких напряжениях нагрузки.

Для управления транзистором необходимы сравнительно невысокие напряжения порядка 0,1—0,3 В. Это дает возможность

осуществить простейший транзисторный стабилизатор напряжения компенсационного типа без физической реализации измерительного и усилительного элементов (рис. 22.13, а). Такой стабилизатор состоит из двух частей: параметрического стабилизатора R_6 , C_T , создающего опорное напряжение $U_{оп}$, и регулирующего транзистора T , который совмещает в себе и функции усилительного элемента. В качестве измерительных элементов используются p - n -переход эмиттер—база, сопротивление нагрузки R_H и кремниевый стабилитрон C_T .

При нормальном режиме, когда отсутствует дестабилизация режимы работы регулирующего транзистора T выбирается таким образом, чтобы он был не полностью открыт напряжением смещения эмиттер—база, которое обычно составляет величину порядка 0,3 В. Выходное напряжение при этом практически равняется опорному напряжению $U_{оп}$. Если по каким-либо причинам выходное напряжение изменится, то соответственно изменится и напряжение смещения эмиттер—база, что приведет к изменению сопротивления регулирующего транзистора таким образом, чтобы выходное напряжение осталось неизменным.

Максимальный ток нагрузки стабилизатора определяется минимально допустимым током стабилитрона. Это объясняется тем, что через балластное сопротивление должен протекать приблизительно постоянный ток, равный сумме токов базы транзистора и стабилитрона. Поэтому с увеличением нагрузки ток базы растет, а ток стабилитрона уменьшается, и, если этот ток станет меньше минимально допустимого, стабилизация нарушится.

Аналогично минимальный ток нагрузки определяется максимально допустимым током стабилитрона. Таким образом,

$$I_{ср. макс}/\beta + I_{ст. мин} = I_{ср. мин}/\beta + I_{ст. макс.}$$

Если $I_{ср. мин} = 0$, то $I_{ср} = \beta(I_{ст. макс} - I_{ст. мин})$, т. е. максимальный ток нагрузки зависит от коэффициента усиления регулирующего транзистора T и максимально допустимого изменения рабочего тока стабилитрона.

С целью увеличения коэффициента β , а следовательно, и величины $I_{ср. макс}$, рекомендуется включать составной транзистор.

Эквивалентная схема рассматриваемого стабилизатора показана на рис. 22.13, б, где стабилитрон представлен динамическим сопротивлением r_d .

Для этой схемы коэффициент стабилизации

$$K_H \approx r_K U_{вых} / [r_d + r_6 + r_э (\beta + 1)] U_{вх}$$

и выходное сопротивление

$$R_{i ст} \approx (r_6 + r_d)(1 - \alpha) + r_э.$$

Коэффициент стабилизации простейшего транзисторного стабилизатора имеет величину такого же порядка, как и параметрический стабилизатор с кремниевым стабилитроном.

На рис. 22.13, в показана схема компенсационного транзисторного стабилизатора напряжения с усилителем в цепи обратной связи, отличающаяся более высоким коэффициентом стабилизации. В этой схеме напряжение на резисторе R_2 делителя напряжения R_1, R_2 сравнивается с опорным (эталонным) напряжением стабилитрона St . Сигнал рассогласования усиливается усилителем на транзисторе T_2 и поступает на базу регулирующего транзистора T_1 , изменяя его сопротивление.

Коэффициент стабилизации стабилизатора

$$K_u = K_{y2}\sigma\lambda,$$

где $K_{y2} = (U_{вх} - U_{вых} - r_э I_{ср}) / (\sigma U_{вых} - U_{оп})$ — коэффициент усиления УПТ по напряжению; $\sigma = R_2 / (R_1 + R_2)$ — коэффициент передачи делителя $R_1 R_2$.

Выходное сопротивление стабилизатора $R_{i\text{ ст}} = r_э / (K_{y2}\sigma)$, или с учетом внутреннего сопротивления $r_в$ источника напряжения на входе $R_{i\text{ ст}} = (r_в + r_э) / (K_{y2}\sigma)$.

Основные параметры стабилизатора $K_u, R_{i\text{ ст}}$ тем лучше, чем больше коэффициент усиления УПТ, который определяется приближенно как $\beta_2 = R_k / R_{вх2}$, где β_2 — коэффициент усиления транзистора T_2 ; $R_{вх2} = r_э2 + r_б2(1 - \alpha)$.

Таким образом, для увеличения коэффициента стабилизации необходимо выбирать транзисторы усилительного каскада с высоким коэффициентом β и относительно большими сопротивлениями коллектора R_k .

В рассмотренной схеме сопротивление R_k является общим для коллекторной цепи транзистора T_2 и базовой цепи транзистора T_1 . В результате в стабилизаторе существует положительная обратная связь по входному напряжению, ухудшающая коэффициент стабилизации. Для устранения влияния этой связи вводится отрицательная обратная связь по входному напряжению непосредственно на базу транзистора T_2 с помощью переменного резистора R_n (показан на рис. 22.13, в штрихами). Величина необходимого сопротивления устанавливается при наладке и приближенно $R_n \approx R_1\sigma \times (K_{y2} - 1)$.

С целью значительного повышения коэффициента стабилизации транзистор усилительного каскада питают от отдельного стабилизированного источника (рис. 22.13, з).

Для уменьшения выходного сопротивления стабилизатора применяют схемы с дополнительной обратной связью по току нагрузки (рис. 22.13, д). В этом случае выходное сопротивление пропорцио-

нально напряжению между эмиттером и базой транзистора T , которое в свою очередь зависит от сопротивления резистора $R3$. Изменяя сопротивление резистора $R3$, можно изменить выходное сопротивление практически до нуля (и даже сделать его отрицательным).

Стабилизаторы тока аналогичны рассмотренным стабилизаторам напряжения, разница заключается лишь в том, что вместо резистора $R1$ вводится сопротивление нагрузки R_n . В этом случае напряжение на резисторе $R2$ пропорционально току нагрузки, поэтому в стабилизаторе будет осуществляться стабилизация тока.

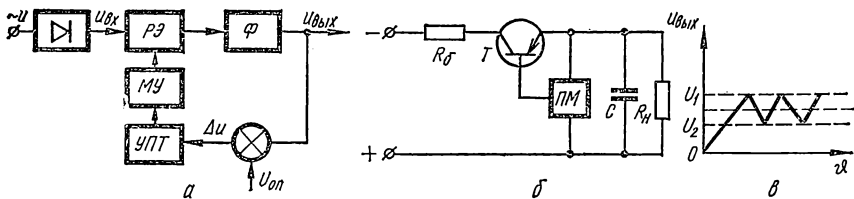


Рис. 22.14. Импульсные стабилизаторы:

a — схема с широтно-импульсной модуляцией; $б, в$ — схема с двухпозиционным регулированием и временная диаграмма выходного напряжения.

При работе регулирующего транзистора компенсационного стабилизатора в непрерывном режиме на нем выделяется значительная мощность, что приводит к необходимости ставить громоздкие радиаторы. КПД таких стабилизаторов получается низким. Мощность, выделяемая на регулирующем транзисторе, уменьшается, если он работает в ключевом режиме. Стабилизаторы такого типа получили название импульсных. Регулирующие транзисторы в импульсных стабилизаторах работают как переключающие элементы.

Применяются два типа импульсных стабилизаторов: с широтно-импульсной модуляцией и релейные (стабилизаторы с двухпозиционным регулированием).

На рис. 22.14, a показана структурная схема стабилизатора с широтно-импульсной модуляцией. Выпрямленное напряжение через фильтр или непосредственно с выпрямителя подается на регулирующий элемент $PЭ$, а затем через фильтр Φ — на выход стабилизатора. Выходное напряжение стабилизатора $u_{\text{вых}}$ сравнивается с опорным напряжением $U_{\text{оп}}$, а затем сигнал рассогласования Δu подается на вход усилителя постоянного тока $УПТ$. Усиленный сигнал поступает на модулирующее устройство $МУ$, преобразующее сигнал постоянного тока в импульсы с определенной длительностью. Длительность импульсов изменяется пропорционально сигналу рассогласования между опорным и измеряемым напряжением. С модулирующего устройства сигнал поступает на регу-

лирующий элемент $PЭ$, который периодически переключается. Среднее значение напряжения на выходе $PЭ$ зависит от соотношения между временем $t_{и}$, когда он находится в открытом состоянии, и длительностью периода T : $U_{вых} = \gamma U_{вх}$, где γ — коэффициент заполнения импульсов.

При изменении напряжения на выходе стабилизатора изменяется сигнал постоянного тока, а следовательно, и соотношение между паузой и импульсом. В результате среднее значение выходного напряжения почти возвращается к первоначальному значению.

Напряжение разности может быть преобразовано в импульсы относительной длительности различными методами, например, при помощи модулятора на базе автогенератора с магнитной связью по двухтактной несимметричной схеме, управляемых релаксационных генераторов и др. В качестве регулирующего элемента используют как транзисторы, так и тиристоры.

На рис. 22.14, б показана схема импульсного стабилизатора с двухпозиционным регулированием. Когда транзистор T открыт, конденсатор C заряжается через резистор R_6 . Как только напряжение на конденсаторе C достигнет определенного верхнего уровня U_1 (рис. 22.14, в), пороговый модулятор ПМ закроет транзистор T . Конденсатор C начинает отдавать энергию в нагрузку R_n , вследствие чего напряжение на нем снижается. Как только оно станет равным нижнему пороговому значению U_2 , модулятор откроет транзистор T и конденсатор C снова начнет заряжаться, т. е. цикл повторяется. Таким образом, выходное напряжение стабилизатора колеблется в пределах от U_1 до U_2 , а частота этих колебаний определяется величинами R_6 , R_n , C и разностью напряжений $\Delta U = U_1 - U_2$. Значения C и ΔU не должны быть очень малыми во избежание высокой частоты переключения транзистора.

Необходимость применения сглаживающих фильтров приводит к тому, что в контур обратной связи оказываются включены реактивные элементы с большими постоянными времени. Инерционность этих звеньев вызывает значительные фазовые сдвиги в цепи обратной связи, что делает схему стабилизатора неустойчивой. Вследствие этого усиление в цепи обратной связи во избежание самовозбуждения схемы не может быть высоким. Таким образом, ввиду низкого усиления коэффициент стабилизации импульсных стабилизаторов в принципе не может быть большим без применения цепей коррекции.

Вследствие резких отсечек тока при коммутации регулирующего элемента и возможных переходных процессов импульсный стабилизатор является источником высокочастотных помех. Эту особенность необходимо учитывать при конструировании импульсных стабилизаторов, особенно сильноточных.

Импульсные стабилизаторы наиболее перспективны в случаях, где на первое место выступают требования высокой экономичности и надежности, малых габаритов и малой чувствительности к колебаниям температуры. В первую очередь это относится к разнообразным портативным и переносным конструкциям, предназначенным для работы в сложных климатических условиях. Кроме того, такие стабилизаторы могут с успехом применяться для питания нагрузок типа накала радиоламп, где требования к пульсации и выходному сопротивлению имеют второстепенное значение. Если же от стабилизатора требуется высокая точность стабилизации и быстродействие, а КПД и габаритные размеры не играют решающей роли, то предпочтительнее стабилизаторы с непрерывным режимом стабилизации.

Пример 1. Рассчитать широтно-импульсный преобразователь с автотрансформаторной коммутацией, работающий на двигатель постоянного тока (рис. 22.4, в). Исходные данные: напряжение на входе преобразователя $U_{\text{вх}} = 27$ В; максимальное значение тока якоря двигателя 90 А.

1. Для широтно-импульсного преобразователя выберем тиристоры, время запираания которых $t_{\text{вос}} \leq 20$ мкс.

2. Емкость коммутирующего конденсатора

$$C = \frac{t_{\text{вос}} I_{\text{макс}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{20 \cdot 90}{27} = 67 \text{ мкФ.}$$

Выбираем конденсатор типа МБГЧ емкостью 10 мкФ с рабочим напряжением 250 В. Для обеспечения требуемой емкости включаем семь конденсаторов параллельно.

3. Индуктивность обмотки автотрансформатора в контуре заряда конденсатора

$$L_2 = \frac{16 \cdot 10^9}{f^2 C} = \frac{16 \cdot 10^9}{300^2 \cdot 70} = 2540 \text{ мкГ,}$$

где f — частота коммутации ($f = 100 \dots 400$ Гц); принимаем $f = 300$ Гц.

4. Для обеспечения достаточного времени запираания тиристора на первом полупериоде работы схемы коэффициент трансформации автотрансформатора на основании практических рекомендаций должен быть $\omega_1/\omega_2 = \sqrt{L_1/L_2} = 1/7$.

5. Индуктивность первичной обмотки автотрансформатора

$$L_1 = \frac{L_2}{49} = \frac{2540}{49} \approx 52 \text{ мкГ.}$$

6. Число витков во вторичной обмотке автотрансформатора (сердечник имеет естественный воздушный зазор)

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{1,1 L_2 \cdot 10^{-4}}{S}} = \sqrt{\frac{1,1 \cdot 2540 \cdot 10^{-4}}{3,6 \cdot 10^{-4}}} \approx 28 \text{ витков,}$$

где S — площадь поперечного сечения сердечника, примем $S = 3,6 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$.

7. Число витков в первичной обмотке автотрансформатора

$$w_1 = \frac{w_2}{7} = \frac{28}{7} = 4 \text{ витка.}$$

8. Максимальная индукция в сердечнике автотрансформатора

$$B_{\text{макс}} = \frac{15U_{\text{вх}} \sqrt{L_2 C} \cdot 10^{-8}}{w_1 S} = \frac{15 \cdot 27 \sqrt{2540 \cdot 70} \cdot 10^{-8}}{4 \cdot 3,6 \cdot 10^{-4}} \approx 1,2 \text{ Т.}$$

Для сердечника дросселя можно использовать материал, у которого индукция насыщения больше, чем $B_{\text{макс}}$.

9. Ток шунтирующего диода $D1$

$$I_{D1} = \frac{I_{\text{н}}}{4} = \frac{90}{4} = 22,5 \text{ А.}$$

10. Среднее значение тока через тиристор $B2$, диод $D2$ и полуобмотку с индуктивностью L_2

$$I_{\text{ср}} = f(CU_{\text{вх}} + 2I_{\text{макс}} \sqrt{L_1 C}) \cdot 10^{-6} = 300(70 \cdot 27 + 2 \cdot 90 \sqrt{52 \cdot 70}) \cdot 10^{-6} = 3,8 \text{ А.}$$

11. Действующее значение тока через полуобмотку с индуктивностью L_1

$$I_{L1} = \frac{I_{\text{макс}}}{2} = \frac{90}{2} = 45 \text{ А.}$$

12. Ток тиристора $B1$

$$I_{B1} \approx I_{\text{макс}} = 90 \text{ А.}$$

13. Максимальное напряжение на $B1$, $B2$, $D1$ и C

$$U_{\text{макс}} \leq U_{\text{вх}} + I_{\text{макс}} \sqrt{\frac{L_1}{C}} = 27 + 90 \sqrt{\frac{52}{70}} = 104,5 \text{ В.}$$

14. Максимальное напряжение на $D2$

$$U_{\text{макс } D2} = \frac{w_2}{w_1} U_{\text{макс}} \leq 7 \cdot 104,5 \approx 730 \text{ В.}$$

15. Скорость нарастания прямого напряжения на тиристоре $B1$

$$\frac{du}{dt} = \frac{I_{\text{н}}}{C} = \frac{90}{70} \approx 1,3 \text{ В/мкс.}$$

16. Скорость нарастания прямого анодного тока через тиристор $B1$ при его отпирании

$$\left. \frac{di}{dt} \right|_{t=0} = \frac{U_{\text{вх}}}{L_1} = \frac{27}{52} = 0,52 \text{ А/мкс.}$$

17. Время запирания $B1$

$$t_o = \frac{U_{\text{вх}} C}{I_{\text{макс}}} = \frac{27 \cdot 70}{90} = 21 \text{ мкс.}$$

18. Скорость нарастания прямого напряжения на тиристоре $B2$

$$\frac{du}{dt} = \frac{U_{\text{макс}}}{\sqrt{L_2 C}} = \frac{104,5}{\sqrt{2540 \cdot 70}} = 0,59 \text{ В/мкс.}$$

19. Скорость нарастания прямого анодного тока через тиристор $B2$ при его отпирании

$$\left. \frac{di}{dt} \right|_{t=0} = \frac{U_{\text{макс}}}{L'} = \frac{104,5}{2} \approx 52,3 \text{ А/мкс,}$$

где L' — индуктивность контура, образованного $B1$, $B2$, C . Примем $L' = 2 \text{ мкГ}$.

20. Время запирания $B2$

$$t_c = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_2 C} = \frac{\pi}{2} \sqrt{2540 \cdot 70} = 663 \text{ мкс.}$$

На основании расчетов выбираем тиристоры и диоды: $B1$ — тиристор типа ТЧ-100; $B2$ — тиристор типа ТЧ-10; $D1$ — лавинный вентиль типа ВЛ-50; $D2$ — диод типа КД203Б.

Пример 2. Рассчитать регулятор однофазного переменного тока для питания нагревателей электропечи сопротивления (нагрузка чисто активная). Исходные данные: мощность печи $P_0 = 30 \text{ кВт}$; напряжение питающей сети $U_c = 220 \text{ В}$; диапазон регулирования мощности $1 : 4$, т. е. $D = 0,25$.

Расчет производим используя кривые, приведенные на рис. 22.9.

1. Для $D = 0,25$ угол регулирования $\alpha \approx 140^\circ$.

2. Напряжение на нагрузке

$$U_{\text{на}} = 0,25U_c = 0,25 \cdot 220 = 55 \text{ В.}$$

3. Ток нагрузки

$$I_{\text{на}} = 0,25I_c = 0,25 \frac{P_0}{U_c} = 0,25 \frac{30 \cdot 10^3}{220} = 34 \text{ А.}$$

4. Коэффициент мощности $\gamma = D = 0,25$.

5. Полная мощность при угле регулирования $\alpha = 140^\circ$

$$S_\alpha = 0,25P_0 = 0,25 \cdot 30 = 7,5 \text{ кВА.}$$

6. Активная мощность, потребляемая из сети,

$$P_\alpha = 0,07P_0 = 0,07 \cdot 30 = 2,1 \text{ кВт.}$$

7. Реактивная мощность

$$Q_\alpha = 0,13P_0 = 0,13 \cdot 30 = 3,9 \text{ квар.}$$

8. Действующее значение тока первой гармоники

$$I_{(1)\alpha} = 0,15I_c = 0,15 \frac{P_0}{U_c} = 0,15 \cdot \frac{30 \cdot 10^3}{220} = 20,5 \text{ А.}$$

9. Коэффициент сдвига первой гармоники тока относительно питающего напряжения $\cos \varphi_{(1)\alpha} = 0,45$.

10. Мощность искажения

$$Q_{\text{иск}} = 0,2P_0 = 0,2 \cdot 30 = 6 \text{ квар.}$$

11. Коэффициент искажения $\nu = 0,56$.

12. Действующее значение тока через тиристор

$$I_{B\alpha} = 0,18I_c = 0,18 \frac{P_0}{U_c} = 0,18 \frac{30 \cdot 10^3}{220} = 24,5 \text{ А.}$$

13. Среднее значение тока через тиристор при $\alpha = 140^\circ$

$$I_{\text{ср } B\alpha} = 0,06I_c = 0,06 \frac{P_0}{U_c} = 0,06 \frac{30 \cdot 10^3}{220} = 8,2 \text{ А.}$$

14. Среднее значение тока через тиристор при $\alpha = 0$

$$I_{\text{ср } B} = K_{з.т} \cdot 0,45I_c = K_{з.т} \cdot 0,45 \frac{P_0}{S} = 2 \cdot 0,45 \frac{30 \cdot 10^3}{220} = 123 \text{ А,}$$

где $K_{з.т}$ — коэффициент запаса по току (1,8—2,0).

15. Коэффициент формы кривой тока $K_f = 3,2$.

16. Максимальное обратное напряжение на тиристоре

$$U_{\text{обр. макс}} = K_{з.н} \sqrt{2} U_c = 1,5 \sqrt{2} \cdot 220 \approx 470 \text{ В,}$$

где $K_{з.н}$ — коэффициент запаса по напряжению (1,5—1,8).

По максимальным значениям среднего тока тиристора и обратного напряжения выбираем тиристоры типа ТЛ160-5 с воздушным принудительным охлаждением.

Пример 3. Рассчитать транзисторный компенсационный стабилизатор напряжения. Исходные данные: напряжение питающей сети $U_0 = 200 \text{ В}$; частота тока питающей сети $f_c = 50 \text{ Гц}$; допустимые колебания сетевого напряжения $\pm 10\%$; выходное напряжение $U_{\text{вых}} = 20 \text{ В}$; нагрузочный ток $I_{\text{вых}} = 0,3 \text{ А}$; двойная амплитуда пульсаций на выходе $2U_m = 10 \text{ мВ}$; коэффициент стабилизации $K_u > 2000$; температура окружающей среды $t_{\text{окр}} = 25^\circ \text{ С}$; минимальное выходное напряжение $U_{\text{вых. мин}} = 19 \text{ В}$; максимальное выходное напряжение $U_{\text{вых. макс}} = 21 \text{ В}$.

1. Выбираем схему стабилизатора с дополнительным источником питания усилительного каскада (рис. 22.15).

2. Величина минимального допустимого входного напряжения стабилизатора

$$U_{\text{вх. мин}} = U_{\text{вых. макс}} + U_{\sim \text{вх}} + U_{\text{эк. мин}} = 21 + 1,5 + 2,25 = 24,75 \text{ В,}$$

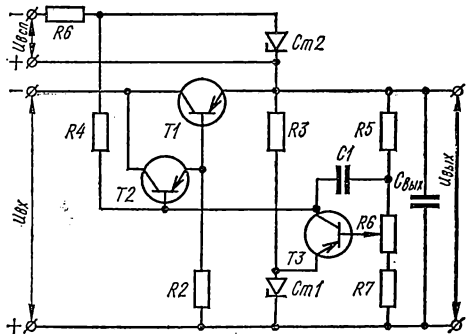


Рис. 22.15. Схема транзисторного компенсационного стабилизатора.

где $U_{\sim \text{вх}} = (0,05 \dots 0,1) (U_{\text{вых. макс}} + U_{\text{эк. мин}}) = 0,1 (21 + 1,5) \approx 2,25 \text{ В}$;

$U_{\text{эк. мин}}$ — минимальное напряжение между коллектором и эмиттером, при котором работа происходит на линейном участке выходной характеристики; $U_{\text{эк. мин}} = 1,5 \dots 2 \text{ В}$ — для германиевых транзисторов; $U_{\text{эк. мин}} = 4 \dots 8 \text{ В}$ — для кремниевых транзисторов.

3. Номинальное и максимальное значения напряжения на входе стабилизатора с учетом колебания напряжения питающей сети на $\pm 10\%$

$$U_{\text{вх. ном}} = 1,1 U_{\text{вх. мин}} = 1,1 \cdot 24,75 = 27,2 \text{ В};$$

$$U_{\text{вх. макс}} = 1,1 U_{\text{вх. ном}} = 1,1 \cdot 27,2 = 30 \text{ В}.$$

4. Максимальное падение напряжения на регулирующем транзисторе

$$U_{\text{эк. макс}} = U_{\text{вх. макс}} - U_{\text{вых}} = 30 - 20 = 10 \text{ В}.$$

5. Максимальная мощность рассеяния на транзисторе $T1$

$$P_{\text{к 1 макс}} = U_{\text{эк. макс}} I_{\text{вых. макс}} = 10 \cdot 0,3 = 3,0 \text{ Вт}.$$

6. Выбираем регулирующий транзистор типа П214, у которого с теплоотводом $P_{\text{к. доп}} = 10 \text{ Вт}$; $U_{\text{эк. доп}} = 45 \text{ В}$; $I_{\text{к. макс}} = 5 \text{ А}$; $\beta_1 = 30$.

7. Коллекторный ток согласующего транзистора

$$I_{\text{к2}} \approx I_{\text{э2}} = I_{\text{б}} + I_{\text{с}} = \frac{I_{\text{вых. макс}}}{\beta_1} + I_{\text{с}} = \frac{0,3}{30} + 0,005 = 0,015 \text{ А} = 15 \text{ мА},$$

где $I_{\text{с}}$ — дополнительный ток, задаваемый резистором $R2$, $I_{\text{с}} = 1 \dots 8 \text{ мА}$.

8. Максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторе $T2$,

$$P_{\text{к 2 макс}} \approx U_{\text{эк. макс}} I_{\text{к 2 макс}} = 10 \cdot 0,015 = 0,15 \text{ Вт}.$$

9. Выбираем согласующий транзистор типа КТ403А, у которого без теплоотвода $P_{\text{к. доп}} = 1 \text{ Вт}$; $U_{\text{эк. доп}} = 30 \text{ В}$; $I_{\text{к. макс}} = 1,25 \text{ А}$; $\beta_2 = 20 \dots 60$.

10. Базовый ток согласующего транзистора

$$I_{\text{б2}} = \frac{I_{\text{к2}}}{\beta} = \frac{15}{30} = 0,5 \text{ мА}$$

не должен превышать $(0,2-0,5) \text{ мА}$, так как в качестве усилительного транзистора используются маломощные транзисторы. Если $I_{\text{б2}} > (0,2 \dots 0,5) \text{ мА}$, то необходимо поставить еще один согласующий транзистор.

11. Величина сопротивления резистора $R2$, задающего ток $I_{\text{с}}$,

$$R_2 = \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{с}}} = \frac{20}{0,005} = 4000 \text{ Ом}.$$

Выбираем $R_2 = 4,3 \text{ кОм}$.

12. Мощность, рассеиваемая на $R2$,

$$P_{R2} = I_{\text{с}}^2 R_2 = 0,005^2 \cdot 4300 \approx 0,1 \text{ Вт}.$$

13. Напряжение эмиттер — коллектор усилительного транзистора $T3$

$$U_{\text{эк3}} = U_{\text{вых}} - U_{\text{СТ1}} + U_{\text{эб2}} + U_{\text{эб1}} \approx U_{\text{вых}} - U_{\text{СТ1}} = 20 - 10 = 10 \text{ В},$$

где $U_{\text{СТ1}} \leq U_{\text{вых. мин}} - (2 \dots 3) \text{ В} = 19 - 3 = 16 \text{ В}$.

Выбираем в качестве C_{T1} стабилитрон типа Д811 с напряжением стабилизации $U_{C_{T1}} = 10 \dots 12$ В, $I_{C_{T1}} = 5$ мА.

14. Задаемся максимальным коллекторным током усилительного транзистора $I_{к\text{ макс}} = 5$ мА.

15. Максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторе $T3$,

$$P_{к\text{ макс}} = U_{э\text{к}} I_{к\text{ макс}} = 10 \cdot 0,005 = 0,05 \text{ Вт.}$$

16. Выбираем транзистор типа МП13, у которого $P_{к\text{ доп}} = 0,32$ Вт; $U_{э\text{к. доп}} = 15$ В; $I_{к\text{ макс}} = 0,02$ А.

17. Величина сопротивления резистора R_4

$$R_4 = \frac{U_{C_{T2}} - U_{э62} - U_{э61}}{I_{к3} + I_{62}} \approx \frac{U_{C_{T2}}}{I_{к3}} = \frac{12}{0,005} = 2400 \text{ Ом} = 2,4 \text{ кОм,}$$

где $U_{C_{T2}}$ — напряжение дополнительного источника. Выбираем в качестве C_{T2} стабилитрон типа Д811 с $U_{C_{T2}} = 10 \dots 12$ В.

18. Задаемся током делителя $I_{д} = (5 \dots 10)$ мА.

19. Коэффициенты передачи делителя

$$\delta_{\text{макс}} = \frac{U_{C_{T1}\text{ макс}}}{U_{\text{вых. мин}}} = \frac{12}{19} = 0,63;$$

$$\delta_{\text{мин}} = \frac{U_{C_{T1}\text{ мин}}}{U_{\text{вых. макс}}} = \frac{10}{21} \approx 0,48.$$

20. Суммарное сопротивление делителя

$$R_{д} = \frac{U_{\text{вых. мин}}}{I_{д}} = \frac{19}{0,005} = 3800 \text{ Ом.}$$

21. Сопротивление резистора R_7

$$R_7 \leq \delta_{\text{мин}} R_{д} = 0,48 \cdot 3800 = 1820 \text{ Ом.}$$

Выбираем $R_7 = 1,5$ кОм.

22. Сопротивление резистора R_5

$$R_5 \leq (1 - \delta_{\text{макс}}) R_{д} = (1 - 0,63) \cdot 3800 \approx 1400 \text{ Ом.}$$

Выбираем $R_5 = 1,6$ кОм.

23. Переменное сопротивление

$$R_6 \geq R_{д} - R_5 - R_7 = 3800 - 1600 - 1500 = 700 \text{ Ом.}$$

Выбираем $R_6 = 750$ Ом.

24. Коэффициент усиления усилителя на транзисторе $T3$

$$K_{у} = \frac{S_{у} R_{к}}{1 + S_{у} r_{д\text{ } C_{T1}}} = \frac{35 \cdot 3,28}{1 + 35 \cdot 0,015} = 72,$$

где $R_{к} = \frac{R_4 R_{\text{вх. с}}}{R_4 + R_{\text{вх. с}}} = \frac{2400 \cdot 380}{2400 + 380} = 3280 \text{ Ом} = 3,28 \text{ кОм}$; входное сопротивление

составного транзистора $R_{вх.с} = R_{вх T2} + (R_{вх T1} + R_{б\beta_{1\min}}) \beta_{2\min} \frac{1}{n_{\text{пар}}} = 80 + 15 \cdot 20 \times$
 $\times \frac{1}{1} = 380 \text{ Ом}; R_{вх T1} = \frac{R'_{вх} + R''_{вх}}{2} = \left(\frac{\Delta U'_{эб}}{\Delta I_{б}} + \frac{\Delta U''_{эб}}{\Delta I_{б}} \right) \frac{1}{2} = 10 \dots 20 \text{ Ом}$ для
транзистора типа П214; $R_{вх T2} = 60 \dots 100 \text{ Ом}$ — для транзисторов типа
ГТ403А; $n_{\text{пар}}$ — число регулирующих транзисторов, включенных параллельно;
 S_y — крутизна усилительного транзистора $S_y = \frac{\Delta I_{к.у}}{\Delta U_{бэ}}$ при $U_{к.у} = \text{const}$. Для
транзисторов типа МП13 $S_y = 20 \dots 50 \text{ мА/В}$; $r_{д CТ1}$ — динамическое сопрот-
ивление стабилитрона (для Д811 $r_{д} = 15 \text{ Ом}$).

25. Коэффициент стабилизации стабилизатора

$$K_u = \mu_p K_y \delta n_{\text{посл}} \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 125 \cdot 72 \cdot 0,55 \cdot \frac{20}{23,6} = 4200,$$

где $\mu_p = \frac{\mu_1 \mu_2}{\mu_1 + \mu_2} \approx \mu_1$ — коэффициент усиления составного регулирующего
транзистора; μ_1, μ_2 — коэффициенты усиления по напряжению транзисторов Т1,
Т2; для транзистора типа П214 $\mu_1 = 100 \dots 150$; $n_{\text{посл}}$ — число регулирую-
щих транзисторов, включенных последовательно; $\delta = \frac{U_{CТ1}}{U_{\text{вых}}} = \frac{11}{20} = 0,55$ — коэф-
фициент передачи делителя.

26. Внутреннее сопротивление стабилизатора

$$R_{i \text{ ст}} = \frac{1}{S_p K_y \delta n_{\text{пар}}} = \frac{1}{2 \cdot 72 \cdot 0,55 \cdot 1} = 0,125 \text{ Ом},$$

где $S_p = \frac{S_i}{1 + S_i R_{б}}$ — крутизна составного регулирующего транзистора; S_i —
крутизна транзистора Т1; при $R_{б} = 0$ крутизна $S_p = S_i$ (для транзистора типа
П214 $S_p = 1,5 \dots 2,5 \text{ А/В}$).

27. Амплитуда пульсаций выходного напряжения

$$U_m = \frac{U_{\sim \text{вх}} U_{\text{вых}}}{K_u U_{\text{вх}}} = \frac{2,15 \cdot 20}{4200 \cdot 23,6} \approx 0,45 \cdot 10^{-3} \text{ В}.$$

28. Минимальный и номинальный КПД стабилизатора

$$\eta_{\text{мин}} = \frac{U_{\text{вых. мин}}}{U_{\text{вх. макс}}} = \frac{19}{30} = 0,645;$$

$$\eta_{\text{ном}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх. ном}}} = \frac{20}{27,2} \approx 0,735.$$

29. Величина выходной емкости, необходимой для исключения самовоз-
буждения стабилизатора,

$$C_{\text{вых}} \geq \frac{0,23 \beta_1}{R_{i \text{ ст}} 2\pi f a_1} = \frac{0,23 \cdot 30 \cdot 10^6}{12,5 \cdot 10^{-3} 2\pi \cdot 10^5} = 1760 \text{ мкФ}.$$

Выбираем конденсатор типа КЭ емкостью 500 мкФ с рабочим напряжением 30 В. Для обеспечения требуемой величины емкости выходного конденсатора включаем 4 конденсатора параллельно.

30. Величина корректирующей емкости конденсатора C_I , включенного для устойчивости стабилизатора, $C_I = (0,01 \dots 0,1)$ мкФ. Выбираем конденсатор типа МБМ емкостью 0,05 мкФ.

31. Величина сопротивления резистора R_3

$$R_3 = \frac{U_{\text{вых}} - U_{C_{T1}}}{I_{C_{T1}}} = \frac{20 - 11}{5 \cdot 10^{-3}} = 1800 \text{ Ом} = 1,8 \text{ кОм.}$$

Глава 23

ИНВЕРТОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Инвертирование — это процесс преобразования постоянного тока в переменный. В преобразовательных установках инверторный режим очень часто чередуется с выпрямительным, например, в электроприводах постоянного тока. В двигательном режиме преобразовательная установка выполняет функции выпрямителя, передавая мощность двигателю постоянного тока. При переходе электродвигателя в генераторный режим (движение под уклон, спуск груза, торможение и т. д.) преобразователь работает в инверторном режиме, отдавая энергию, генерируемую машиной постоянного тока, в сеть переменного тока. Таким образом, при инвертировании источник постоянного напряжения работает как генератор электрической энергии, характеризующийся тем, что направления его ЭДС и тока совпадают, а нагрузка переменного тока — как потребитель, у которого направления ЭДС и тока встречны.

Различают два типа инверторов: ведомые сетью (зависимые), у которых потребителем является сеть переменного тока с генераторами переменного напряжения, и автономные, у которых потребителем является нагрузка переменного тока, не имеющая никаких других источников переменного напряжения.

В инверторах, ведомых сетью, ток с одного вентиля на другой коммутируется напряжением сети переменного тока, а частота инвертируемого тока равна частоте сети.

В автономных инверторах ток вентиляей коммутируется специальным коммутирующим устройством, а частота инвертированного тока определяется частотой импульсов управления.

Преобразователи частоты — это устройства, преобразующие переменный ток одной частоты в переменный ток другой частоты.

2. ИНВЕРТОРЫ, ВЕДОМЫЕ СЕТЬЮ

Принцип работы инвертора, ведомого сетью, можно рассмотреть на примере работы простейшего однофазного инвертора, показанного на рис. 23.1, *а*. Цепь содержит источник постоянной, инвертируемой ЭДС, U , последовательно с которым включен тиристор B , дроссель L и выходной трансформатор Tr . Первичная обмотка Tr

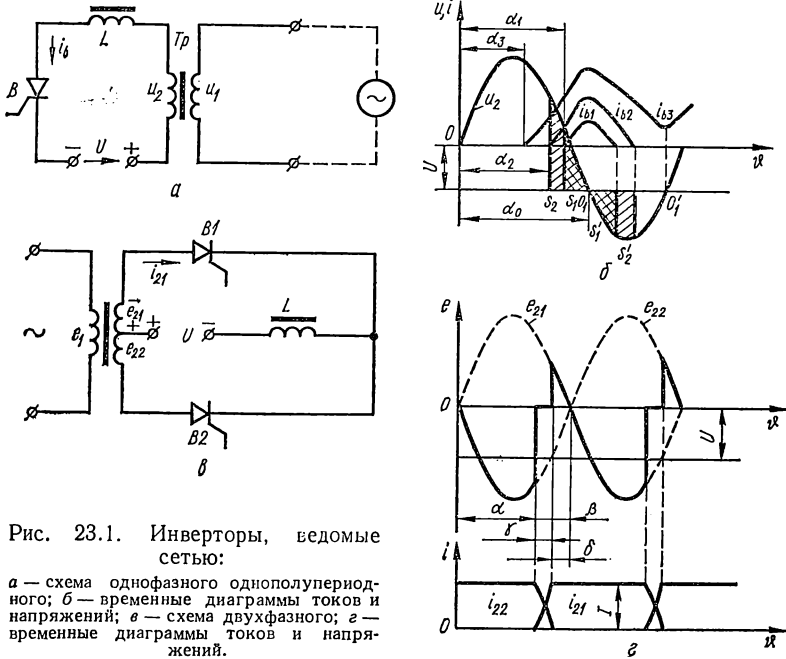


Рис. 23.1. Инверторы, ведомые сетью:

а — схема однофазного однополупериодного; *б* — временные диаграммы токов и напряжений; *в* — схема двухфазного; *г* — временные диаграммы токов и напряжений.

подключена к сети переменного тока, создающей на вторичной обмотке напряжение u_2 . По отношению к тиристор B это напряжение периодически меняет знак — в одну часть периода это напряжение складывается с напряжением U , в другую — вычитается из него. По отношению к инвертируемому напряжению тиристор B всегда включен в проводящем направлении.

Энергия передается от инвертора в сеть переменного тока тогда, когда направления инвертированного тока i_b и переменного напряжения u_2 противоположны, т. е. когда u_2 и U — встречны.

Процесс инвертирования возможен, если $U_{2\text{макс}} > U$, т. е. для инвертирования необходимо отпирать тиристор до момента O_1 ,

когда напряжение на его аноде будет еще больше нуля. Это имеет место для всех углов регулирования $\alpha_{гр} < \alpha < \alpha_0$.

Пренебрегая потерями в схеме,

$$U - u_2 = x \frac{di_B}{dv},$$

где x — реактивное сопротивление контура.

Отсюда следует, что скорость изменения тока i_B будет прямо пропорциональна разности $U - u_2$. Если $U - u_2 > 0$, $\frac{di_B}{dv} > 0$, ток i_B возрастает (рис. 23.1, б). При $U - u_2 = 0$ i_B достигает максимума, а при $U - u_2 < 0$ i_B уменьшается за счет энергии, накопленной в индуктивности дросселя L . Продолжительность работы тиристора после точки O_1 определяется временем, в течение которого эта энергия будет рассеяна. Величина накопленной энергии пропорциональна площадям S_1 , S_2 , а рассеянной — площадям S'_1 и S'_2 . Поэтому прерывание тока в цепи инвертора определяется моментом, когда при заданном угле регулирования обе площади (S_1 и S'_1 или S_2 и S'_2) становятся равными.

При уменьшении угла регулирования площадь S_1 возрастает, следовательно, должна возрастать и площадь S'_1 . Однако рост этой площади при заданных значениях $U_{2\max}$ и U ограничен участком синусоиды $O_1 - O'_1$. Как только израсходуется весь резерв этой площади, тиристор, раз включившись, выключиться не сможет. Начиная с точки O'_1 , ток через тиристор снова возрастает под действием напряжения $U - u_2 > 0$, и инвертор переходит в режим короткого замыкания. Точка O'_1 , которая определяет границу устойчивой работы инвертора, называется граничной, а угол α , при котором достигается предельный режим работы инвертора, — граничным углом регулирования ($\alpha_{гр}$).

Потеря устойчивости (опрокидывание) в реальных инверторах наступает раньше, чем это определяется точкой O'_1 , так как для восстановления запирающих свойств тиристора после его выключения необходим некоторый промежуток времени (δ) для рассасывания электрических зарядов в p - n -переходах. Следовательно, в реальной схеме инвертора тиристор должен выключаться раньше точки O'_1 на угол δ , причем это опережение должно всегда соответствовать наиболее тяжелому режиму работы тиристора, при котором $\delta = \delta_{\max}$.

Аналогичную картину можно получить и при $\alpha = \text{const}$, а $U = \text{var}$.

Рассмотренная схема содержит те же элементы, что и управляемый выпрямитель, работающий на противоЭДС. Однако роль противоЭДС в инверторном режиме выполняет не U , а напряжение

сети переменного тока. При переходе от выпрямительного режима к инверторному необходимо изменить знак U и увеличить угол регулирования за пределы граничного. Соотношения между основными параметрами схемы при этом не изменяются, и следовательно, рабочий режим инвертора будет описываться теми же уравнениями, что и рабочий режим управляемого выпрямителя. В этом случае источник U выступает не как потребитель, а как генератор активной мощности. За счет этого источника и покрываются все потери в инверторе. Таким образом, обозначив собственную ЭДС инвертора в режиме холостого хода через $U_{\text{ср. х. х}}$, получим

$$U = U_{\text{ср. х. х}} + \Delta U_{\text{ср. х}} + \Delta U_{\text{ср. а}},$$

где $\Delta U_{\text{ср. х}}$ и $\Delta U_{\text{ср. а}}$ — потери напряжения, вызванные коммутацией и рассеянием энергии на элементах.

В инверторе, ведомом сетью, $\Delta U_{\text{ср. х}} \gg \Delta U_{\text{ср. а}}$. Простейший однофазный инвертор, ведомый сетью, характеризуется низкими энергетическими показателями из-за плохого использования выходного трансформатора и значительного искажения формы токов как на стороне переменного, так и на стороне постоянного напряжений. По этой причине инверторы, ведомые сетью, как правило, выполняются многофазными.

На рис. 23.1, *а*, *б* показана двухфазная схема инвертора и временные диаграммы токов и напряжений, поясняющие его работу. Выбор требуемых участков рабочего напряжения, при которых обеспечивается поочередный пропуск тока тиристорами $B1$ и $B2$ в пределах каждого из полупериодов переменного напряжения, достигается выбором момента отпирания тиристоров при помощи импульсов управления. При подаче импульса управления на тиристор $B1$ незадолго до того, как ЭДС e_{21} становится отрицательной, этот тиристор отпирается и пропускает ток преимущественно при отрицательном значении e_{21} .

Встречное направление ЭДС e_{21} по отношению к анодному току i_{21} свидетельствует о приеме данной фазой энергии от источника постоянного тока. Эта мощность в процессе трансформации тока передается через вторичную и первичную обмотки трансформатора в сеть однофазного тока. Такая же передача мощности происходит в следующий полупериод через фазу ЭДС e_{22} вторичной обмотки. Переход (коммутация) тока с тиристора $B1$ на тиристор $B2$ происходит так же, как и при выпрямительном режиме, в течение времени, называемого углом коммутации γ .

Роль тиристоров при инвертировании тока сводится к роли переключателей, попеременно замыкающих цепь источника постоянного тока на одну из вторичных обмоток, а именно на ту, которая обеспечивает в данную часть периода наиболее отрицательное

напряжение. Для того, чтобы происходила коммутация тока, очередной тиристор должен отпираться с некоторым опережением по отношению к моменту начала отрицательного полупериода. Это опережение в угловом измерении называется углом опережения β .

Угол опережения должен быть достаточен не только для того, чтобы могла совершиться естественная коммутация токов тиристор (угол γ), но и для того, чтобы после коммутации тока до появления положительного напряжения оставался достаточный по величине угол δ , в течение которого закончивший свою работу тиристор должен восстановить запирающие свойства. Если послекоммутационный угол δ меньше, чем требуется для восстановления запирающих свойств тиристора, то с появлением положительного напряжения на аноде тиристора, закончившего работу, он вновь отпирается и ток продолжает протекать при положительном полупериоде переменного напряжения, что приводит к опрокидыванию инвертора. Таким образом, для нормальной работы инвертора необходимо, чтобы $\beta \geq \gamma + \omega t_{\text{вос}}$ или $\beta - \gamma = \delta \geq \omega t_{\text{вос}}$. Здесь β отсчитывается от точки пересечения фазовых напряжений в сторону опережения; $t_{\text{вос}}$ — время восстановления управляющих свойств тиристора.

Соотношение между токами и напряжениями для зависимого инвертора можно получить из соотношений для аналогичной схемы управляемого выпрямителя, в которых вместо α подставлено значение $(\pi - \beta)$,

$$I_{\text{ср}\beta} = (\sqrt{2}E_2/x_a) \sin(\pi/m_2) [\cos(\beta - \gamma) - \cos\beta]. \quad (23-1)$$

Среднее значение входного напряжения инвертора (собственная противоЭДС) суммируется с напряжением холостого хода и приращением напряжения в период коммутации

$$U_{\text{ср}\beta} = U_{\text{ср. х. х}\beta} + \Delta U_{\text{ср}\beta}. \quad (23-2)$$

Напряжение холостого хода

$$U_{\text{ср. х. х}\beta} = [V\sqrt{2}E_2 \sin(\pi/m_2)/(\pi/m_2)] \cos\beta. \quad (23-3)$$

Приращение напряжения, обусловленное явлением коммутации,

$$\Delta U_{\text{ср}\beta} = [V\sqrt{2}E_2 \sin(\pi/m_2)/(\pi/m_2)] [\cos(\beta - \gamma) - \cos\beta]/2, \quad (23-4)$$

или в функции входного тока

$$\Delta U_{\text{ср}\beta} = (m_2 x_a / 2\pi) I_{\text{ср}\beta}. \quad (23-5)$$

Из выражений (23-3) и (23-5) получаем выражение входной характеристики инвертора

$$\begin{aligned} U_{\text{ср}\beta} &= [V\sqrt{2}E_2 m_2 \sin(\pi/m_2) \cos\beta]/\pi + (m_2 x_a / 2\pi) I_{\text{ср}\beta} = \\ &= U_{\text{ср. х. х}\beta} + (m_2 x_a / 2\pi) I_{\text{ср}\beta}. \end{aligned} \quad (23-6)$$

В отличие от внешней характеристики выпрямителя у инвертора второе слагаемое определяет подъем входной характеристики. Повышение входного напряжения $U_{срв}$ с ростом входного тока $I_{срв}$ объясняется добавлением напряжения, обусловленного коммутационной площадкой к синусоидальному выходному напряжению холостого хода.

Зависимый инвертор может быть выполнен и на основе трехфазной мостовой схемы. В этом случае инвертор рассчитывается по выражениям (23-1)—(23-6), где $m_2 = 6$.

3. КЛАССИФИКАЦИЯ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ

Автономные инверторы можно классифицировать по следующим основным признакам: по схеме преобразования; по способу коммутации (запираания); по способу управления; по характеру протекания электромагнитных процессов.

Различают схемы преобразования: одновентильную (схема прерывателя); однофазную с нулевым выводом; однофазную с нулевым выводом источника питания; однофазную мостовую; трехфазную мостовую; трехфазную с нулевым выводом.

Все остальные схемы являются производными перечисленных групп. В преобразовательной технике наиболее распространены мостовые схемы.

По способу коммутации автономные инверторы можно разделить на несколько групп.

1. Инверторы с индивидуальной коммутацией. Коммутирующее устройство служит для запираания одного тиристора (вентильного плеча) инвертора. К данному типу относятся и инверторы на полностью управляемых вентилях — двухоперационных тиристорах и силовых транзисторах.

2. Инверторы с пофазной коммутацией. Коммутирующее устройство служит для попеременного запираания тиристоров двух вентильных плеч, относящихся к одной фазе инвертора.

3. Инверторы с групповой коммутацией. В таких инверторах для запираания всех вентильных плеч одной группы (анодной или катодной) служит отдельное коммутирующее устройство.

4. Инверторы с общей коммутацией. Коммутирующее устройство, содержащее один коммутирующий конденсатор, является общим для всех вентильных плеч инвертора.

5. Инверторы с межфазовой коммутацией. В таких инверторах запираание каждого рабочего тиристора происходит при отпирании следующего по порядку работы тиристора другой фазы, но этой же группы.

По способу управления различают инверторы с самовозбуждением и с внешним (независимым) возбуждением.

В инверторах с самовозбуждением управляющие импульсы, подаваемые на тиристоры, формируются из выходного напряжения инвертора. Частота выходного напряжения определяется параметрами нагрузки.

В инверторах с независимым возбуждением управляющие импульсы формируются внешним генератором, который и задает частоту выходного напряжения. Ввиду того, что частота выходного

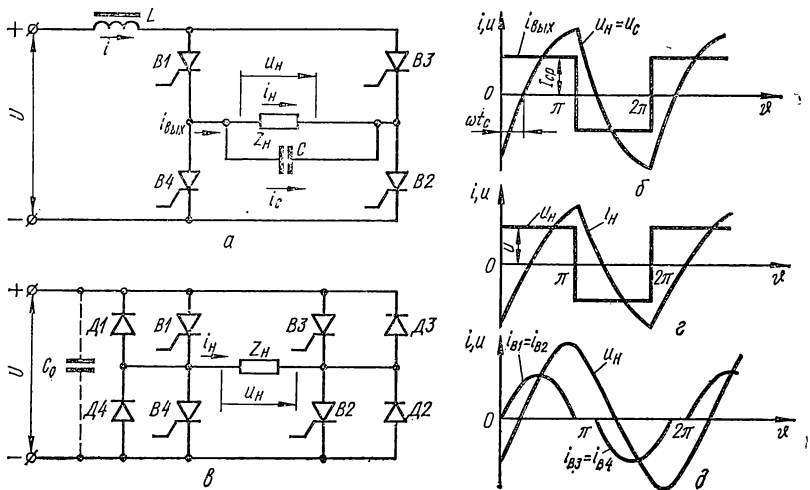


Рис. 23.2. Однофазная мостовая схема инвертора тока (а) и инвертора напряжения (в); временные диаграммы тока и напряжения на выходе инвертора тока (б), инвертора напряжения (г) и резонансного инвертора (д) при активно-индуктивной нагрузке.

напряжения не зависит от параметров нагрузки, данный тип инверторов получил наиболее широкое распространение в преобразовательной технике.

В зависимости от особенностей протекания электромагнитных процессов автономные инверторы могут быть разделены на три основных типа: инверторы тока (рис. 23.2, а, б); инверторы напряжения (рис. 23.2, в, г); резонансные инверторы (рис. 23.2, д).

Для инверторов тока характерно то, что они формируют в нагрузке ток ($i_{\text{ввых}}$), а форма и фаза напряжения зависят от параметров нагрузки.

Источник постоянного тока работает в режиме генератора тока, для чего во входной цепи включен дроссель L с большой индуктив-

ностью. Дроссель L выполняет также функции фильтра высших гармонических напряжения, так как к нему в любой момент времени прикладывается разность между неизменным напряжением источника питания и пульсирующим напряжением на входе инвертора, кроме того, дроссель препятствует разряду конденсатора на источник питания во время коммутации тока в тиристорах и обеспечивает апериодический режим работы инвертора, характерный малыми пульсациями входного тока. При питании инвертора от источников с характеристиками, близкими к источнику тока, дроссель L может отсутствовать.

Инвертор тока должен обеспечивать режим работы, при котором между анодом и катодом закрывшегося тиристора в течение некоторого времени поддерживается отрицательное напряжение, необходимое для восстановления запирающих свойств тиристора (t_c на рис. 23.2, б).

При активно-индуктивном характере потребителя баланс реактивной мощности обеспечивается коммутирующими и компенсирующими конденсаторами. Конденсаторы по отношению к нагрузке могут быть включены параллельно, последовательно, последовательно-параллельно.

Для инверторов тока характерен энергообмен между коммутирующими и компенсирующими конденсаторами, включенными в цепи переменного тока, реактивностями цепи нагрузки и дросселем L в цепи входного тока. В режиме холостого хода инвертор тока неработоспособен вследствие роста амплитуды обратных и прямых напряжений на тиристорах. При перегрузках его работа затруднена из-за недостаточного времени для восстановления запирающих свойств тиристоров. Инверторы тока имеют близкую к синусоидальной кривую выходного напряжения, относительно малые пульсации входного тока, возможность реверса направления потока мощности без изменения направления тока (при переходе в выпрямительный режим). Внешняя характеристика инвертора тока «мягкая».

Инверторы напряжения (рис. 23.2, в) формируют в нагрузке напряжение, а форма и фаза тока зависят от характера нагрузки (рис. 23.2, г). Источник питания работает в режиме генератора напряжения. Если инвертор питается от выпрямителя, то на его входе ставится конденсатор достаточно большой емкости для обеспечения проводимости источника постоянного напряжения в обратном направлении. Это необходимо, когда в составе нагрузки имеются реактивные элементы любого типа. Через обратный выпрямитель $D1 \dots D4$ осуществляется энергообмен между накопителями, имеющимися в составе нагрузки, и источником питания или конденсатором C_0 , а в многофазных инверторах — также и энергообмен между фазами нагрузки. Конденсатор C_0 выполняет

функции фильтра высших гармонических тока. Инвертор напряжения может работать в режиме холостого хода. Работоспособность инвертора в режиме, близком к короткому замыканию, определяется коммутационными свойствами полностью управляемых вентилях или принятым способом коммутации и параметрами коммутирующих элементов обычных тиристоров. Инверторы напряжения сохраняют работоспособность, имеют малые изменения формы кривой и величины выходного напряжения при изменении выходной частоты в широких пределах. Коммутационные процессы в них мало влияют на форму кривой выходного напряжения, а установленная мощность коммутирующих элементов сравнительно небольшая. Внешняя характеристика инвертора напряжения «жесткая».

Инверторы тока и напряжения применяются в стабилизированных по выходным параметрам преобразователях частоты; во вторичных источниках питания переменного тока; в установках частотно-регулируемого электропривода.

В резонансных инверторах нагрузка, имеющая, как правило, значительную индуктивность, образует с реактивными элементами схемы колебательный контур с резонансом напряжений. Выключаются тиристоры инвертора благодаря плавному спаданию до нуля анодного тока тиристора (тока колебательного контура) на каждом полупериоде (рис. 23.2, д). Собственная частота контура должна быть выше или равна рабочей частоте инвертора. Конденсаторы, входящие в состав колебательного контура, могут быть включены последовательно с нагрузкой, параллельно ей или последовательно-параллельно, а дроссели — в цепи входного тока, в анодных цепях вентилях или последовательно с нагрузкой.

Для резонансных инверторов при работе характерен интенсивный энергообмен между накопителями, входящими в состав схемы. Резонансные инверторы могут питаться от источников, работающих в режиме генератора ЭДС или тока. Инверторы, питающиеся от генератора ЭДС, называются инверторами с открытым входом, а питающиеся от генератора тока — с закрытым входом.

Резонансные инверторы имеют близкие к синусоидальным кривые напряжения и тока в нагрузке, плавное нарастание (в большинстве схем без обратных диодов) и спад тока через вентили, что обеспечивает малые коммутационные потери мощности в последних. Данный тип инверторов целесообразно применять при повышенных частотах выходного напряжения.

Конкретные схемы автономных инверторов обладают одновременно признаками разных классификационных групп в зависимости от соотношения параметров, режима работы и т. д.

4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ

Для питания автономных радиоэлектронных устройств, электропривода некоторых машин и механизмов, различного рода средств автоматики обычно используются первичные источники питания в виде аккумуляторов электрической энергии и вторичные источники, преобразующие постоянное напряжение аккумуляторов в другие виды напряжения. В настоящее время в качестве вторичных источников электропитания используют полупроводниковые

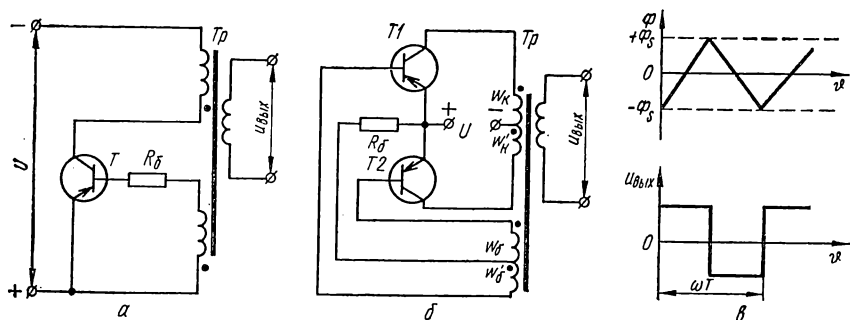


Рис. 23.3. Схемы однотактного (а) и двухтактного (б) транзисторных преобразователей и временные диаграммы изменения тока в магнитопроводе трансформатора и выходного напряжения (в) в двухтактном преобразователе.

преобразователи, состоящие из прерывателя постоянного тока и трансформатора, сердечник которого выполняют из материала с прямоугольной петлей гистерезиса.

В зависимости от вида выходного напряжения различают: транзисторные преобразователи постоянного напряжения в переменное; транзисторные преобразователи постоянного напряжения одной величины в постоянное напряжение другой величины. Различие между ними заключается в том, что последние содержат, кроме прерывателя тока и трансформатора, схему выпрямления и сглаживающий фильтр. Преобразователи постоянного напряжения могут выполняться со стабилизацией выходного напряжения и без нее. Основными схемами преобразователей постоянного напряжения являются однотактные, двухтактные, мостовые и полумостовые. В соответствии с тремя возможными схемами включения транзистора каждая из схем может быть выполнена с транзисторами, включенными по схеме ОЭ, ОК и ОБ.

Наиболее широко в преобразователях постоянного напряжения применяется схема включения транзисторов с ОЭ. Вследствие того, что корпус большинства транзисторов соединен с коллектором,

из конструктивных соображений иногда отдают предпочтение схемам с ОК.

На рис. 23.3, 23.4 изображены основные схемы преобразователей напряжения постоянного тока. Простейшей из них является схема однотактного транзисторного преобразователя (рис. 23.3, а), которая представляет собой релаксатор с электромагнитной связью.

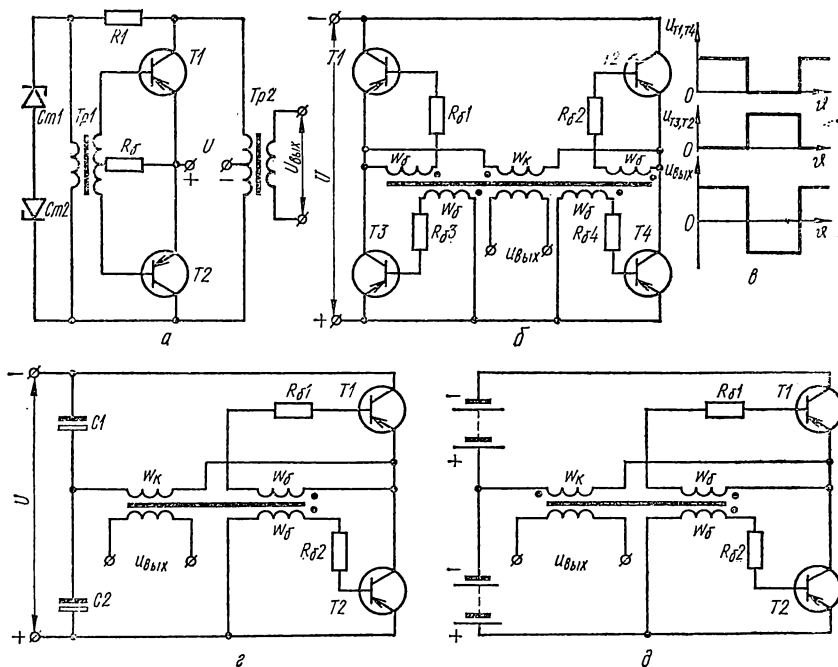


Рис. 23.4. Схемы транзисторных преобразователей:

а — с дополнительным трансформатором и стабилизацией частоты; б — мостового; в — временные диаграммы мостового преобразователя; г — полумостового с емкостным делителем; д — полумостового с выводом средней точки источника питания.

В режиме насыщения транзистора происходит трансформация энергии в нагрузку и накопление ее в магнитном поле трансформатора. За время пребывания транзистора в режиме отсечки энергия магнитного поля трансформатора передается нагрузке. В однотактной схеме преобразователя существует постоянное подмагничивание сердечника трансформатора, что значительно снижает КПД преобразователя. Поэтому такая схема имеет ограниченное применение и используется лишь для преобразования мощности не более 1—2 Вт.

Наиболее широко распространены двухтактные и мостовые схемы преобразователей напряжения (рис. 23.3, б и 23.4, б).

При подключении двухтактного транзисторного преобразователя напряжения (рис. 23.3, б) к источнику постоянного напряжения вследствие неидентичности параметров транзисторов ток, протекающий по одной из обмоток коллекторных цепей, будет превышать ток, протекающий по второй полуобмотке. В результате под действием большего по величине тока произойдет изменение магнитного потока в сердечнике трансформатора. Это изменение потока вызовет появление ЭДС на обмотках трансформатора, в том числе и на базовых, что приведет к включению транзистора с большим неуправляемым током. Процесс протекает лавинообразно до тех пор, пока один из транзисторов полностью не откроется, а другой — не закроется. После открытия транзистора почти все напряжение первичного источника оказывается приложенным к коллекторной полуобмотке трансформатора и дальнейшее изменение магнитного потока в сердечнике происходит по линейному закону, причём ЭДС, наводимые во всех обмотках, неизменны по амплитуде (рис. 23.3, в).

Регенерация схемы происходит вследствие выхода из режима насыщения открытого транзистора. При достижении индукции в сердечнике величины, близкой к индукции насыщения, происходит резкое увеличение намагничивающего тока, который и выводит открытый транзистор из режима насыщения. Уменьшение напряжения на коллекторной полуобмотке трансформатора вызывает изменение полярности наводимых в обмотках трансформатора ЭДС. К базе открытого транзистора прикладывается запирающий сигнал, а к базе закрытого — открывающий сигнал. В результате схема регенерирует. Под действием приложенного ко второй коллекторной полуобмотке трансформатора напряжения питания магнитный поток в сердечнике изменяется от величины потока насыщения одного направления до величины потока насыщения противоположного направления. При достижении величины потока насыщения схема вновь регенерирует и процесс повторяется.

Основное расчетное соотношение для числа витков коллекторной полуобмотки трансформатора преобразователя

$$\omega_k = [U/(4fSB_S K_{\text{зап}})] \cdot 10^4,$$

где S — площадь сечения магнитопровода сердечника; B_S — индукция насыщения материала магнитопровода трансформатора; $K_{\text{зап}}$ — коэффициент заполнения магнитопровода; f — частота генерации схемы; U — напряжение источника питания.

В двухтактной схеме транзисторного преобразователя постоянного напряжения на коллекторе запертого транзистора напряже-

ние равно удвоенному напряжению питания. Поэтому такие схемы используются при малых напряжениях источника питания.

Частота преобразователя зависит от напряжения источника питания. В некоторых случаях для питания синхронных двигателей и нагрузок, критичных к определенному диапазону частот, частоту преобразователей стабилизируют. Известны четыре схемных решения стабилизации частоты преобразования:

1. За счет стабилизации напряжения, питающего преобразователь или его задающую часть. Так как частота генерации преобразователя прямо пропорциональна напряжению источника питания, то при неизменных параметрах элементов схемы стабильность частоты определяется стабильностью напряжения. Схемные решения по этому методу обеспечивают стабильность частоты $\pm(2-3)\%$.

2. За счет стабилизации напряжения, прикладываемого к первичной обмотке насыщающегося частотно-задающего трансформатора. На рис. 23.4, а изображена схема двухтактного преобразователя с промежуточным трансформатором *Tr1*. Частота преобразователя стабилизируется с помощью двух встречно-последовательно включенных стабилитронов, которые подключены параллельно первичной обмотке трансформатора *Tr1*. Аналогично стабилизация может быть осуществлена и в мостовой схеме преобразователя. Этот метод обеспечивает стабильность частоты $\pm(1-2)\%$.

3. При помощи частотно-зависимых цепей, т. е. в схеме преобразователя предусматривается цепь, содержащая резонансный контур или *RC*-цепочку, которые и определяют частоту генерации. Этот метод дает стабильность частоты $\pm(0,1-0,8)\%$.

4. За счет синхронизации сигналами генератора стабильной частоты, которые подаются на базы переключающих транзисторов либо на отдельную обмотку трансформатора преобразователя. Такие решения дают наиболее высокую точность стабилизации, так как в качестве генератора стабильной частоты может быть применен кварцевый генератор.

Схема мостового преобразователя напряжения и его временные диаграммы показаны на рис. 23.4, б, в. Процесс генерации мостовой схемы протекает аналогично процессам в двухтактной схеме. Отличие заключается в том, что последовательно с первичной обмоткой трансформатора включены два транзистора. Мостовые преобразователи могут работать от источника питания с большим напряжением, чем двухтактные. Это объясняется тем, что к транзисторам мостовых преобразователей в запертом состоянии прикладывается напряжение, равное напряжению источника питания. Мостовые схемы являются основными при преобразовании больших мощностей. К их недостаткам следует отнести вдвое большее по сравнению с двухтактными схемами число транзисторов.

Полумостовые преобразователи образуются заменой двух транзисторов мостовой схемы емкостным делителем (рис. 23.4, з). Емкость конденсатора должна быть достаточно большой и выбираться из условия допустимой величины спада напряжения за полупериод генерации.

При наличии в источнике питания вывода средней точки используют полумостовую схему, изображенную на рис. 23.4, д.

5. ИНВЕРТОРЫ НА ПОЛНОСТЬЮ УПРАВЛЯЕМЫХ ВЕНТИЛЯХ

При анализе схем инверторов будем полагать, что вентили (двухоперационные тиристоры и транзисторы) являются идеальными ключами; время переключения вентилях равно нулю; внутреннее сопротивление источника равно нулю и источник обладает двухсторонней проводимостью; активное и индуктивное сопротивление подводящих проводов равно нулю.

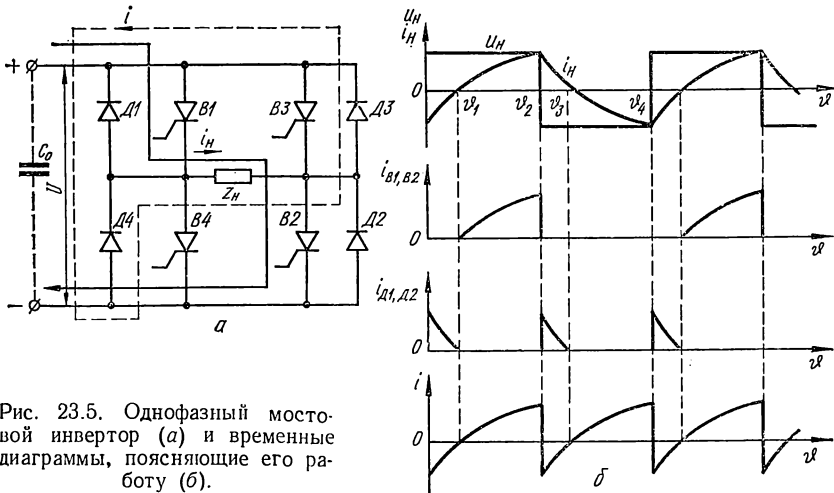


Рис. 23.5. Однофазный мостовой инвертор (а) и временные диаграммы, поясняющие его работу (б).

Рассмотрим схему однофазного мостового инвертора (рис. 23.5, а) с активно-индуктивной нагрузкой. Предположим, что в первом полупериоде ($0 \leq \vartheta \leq \vartheta_2$) (рис. 23.5, б) вентили $V1$ и $V2$ открыты и нагрузка подключена к источнику питания (путь тока на рис. 23.5, а показан сплошной линией). В момент времени $\vartheta = \vartheta_2$ вентили $V1, V2, V3, V4$ переключаются. Так как нагрузка имеет активно-индуктивный характер, в первый момент после переключения ($\vartheta_2 \leq \vartheta < \vartheta_3$) за счет ЭДС самоиндукции ток в нагрузке сохраняет свое прежнее направление, а ток в цепи источника питания

изменяет знак. Запасенная в нагрузке энергия возвращается в источник питания. Из рис. 23.5, б видно, что на интервале $\vartheta_2 \leq \vartheta \leq \vartheta_3$ (штриховая линия на рис. 23.5, а) ток нагрузки протекает через обратные диоды ДЗ и Д4. Если в качестве рабочих вентилях использованы транзисторы, то ток протекает через диоды ДЗ и Д4 в прямом направлении, а через полностью управляемые вентили ВЗ и В4 в обратном направлении — от коллектора к эмиттеру. Обратные диоды при этом обеспечивают работу транзисторов в области насыщения при обратных токах, превышающих $I_k = VI_6/(2\dots 5)$, так как коэффициент усиления транзисторов в обратном (инверсном) направлении меньше, чем в прямом, примерно, в 2—5 раз.

Ток в цепи нагрузки

$$i_n(t) = U \{ 1 - [2e^{-(R_n/L_n)t}/(1 + e^{-(R_n/L_n)(T/2)})] \} / R_n \quad (23-7)$$

или

$$i_n(\vartheta) = I_0 \{ 1 - [2e^{-k\vartheta}/(1 + e^{-k\pi})] \} = I_0 [1 - 2e^{-k\vartheta}/(1 + a^3)],$$

где $I_0 = U/R_n$ — базисный ток; $k = R_n/\omega L_n$ — параметр цепи нагрузки; $\vartheta = \omega t$ — переменный временной угол; $a = e^{-k\pi/3}$.

Основные характеристики цепи нагрузки, цепи источника питания, а также приборов, входящих в инвертор, целесообразно определять при различных параметрах цепи нагрузки k .

Действующее значение напряжения на нагрузке $U_n = U$.

Действующее (эффективное) значение тока нагрузки

$$I_n = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_n^2(\vartheta) d\vartheta} = I_0 \sqrt{1 + 2(a^3 - 1)/[k\pi(a^3 + 1)]}.$$

Максимальное значение тока нагрузки можно определить из (23-7), если подставить $\vartheta = \pi$: $I_{\text{макс}} = I_0 (1 - a^3)/(1 + a^3)$.

Для определения средних и действующих значений токов вентилей необходимо найти момент прохождение тока нагрузки через нуль (точка $\vartheta_1 = \sigma$ на рис. 23.5, б). Из выражения (23-7), приравняв нулю $i_n(\vartheta)$, находим $\sigma = (1/k) \ln [2/(1 + a^3)]$.

Среднее и действующее значения токов обратных диодов на интервале $0 \leq \vartheta \leq \sigma$

$$I_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\sigma} i_n(\vartheta) d\vartheta = I_0 [(1 - a^3)/k(1 + a^3) - \sigma/2\pi];$$

$$I_{a, \text{эф}} = I_0 \sqrt{[(1 + 2a^3 - 3a^6)/2k(1 + a^3)]^2/2\pi}.$$

Среднее и действующее значения токов тиристорov на интервале $\sigma \leq \vartheta \leq \pi$

$$I_a = I_0 [\pi - \sigma - (1 - a^3)/k(1 + a^3)]/2\pi;$$

$$I_{a, \text{эф}} = I_0 \sqrt{[\pi - \sigma - (3 - 2a^3 - a^6)/2k(1 + a^3)^2]/2\pi}.$$

Среднее значение тока источника питания

$$I_{\text{ср}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_n(\vartheta) d\vartheta = I_0 [1 + 2(a^3 - 1)/k\pi(a^3 + 1)].$$

Активная мощность нагрузки определяется мощностью, потребляемой от источника питания

$$P = UI_{\text{ср}} = UI_0 [1 + 2(a^3 - 1)/k\pi(a^3 + 1)].$$

Полная мощность нагрузки

$$S = S_n I_n = UI_0 \sqrt{1 + 2(a^3 - 1)/(a^3 + 1)k\pi}.$$

При анализе процессов в нагрузке гармонический состав выходного напряжения можно определить из выражения

$$u_n(\vartheta) = \frac{2U}{\pi} \sum_{q=1}^{\infty} [1 - (1)^q] \sin q\vartheta/q.$$

В связи с тем, что в качестве источника постоянного напряжения инвертора обычно используется выпрямитель, обладающий односторонней проводимостью, ко входным зажимам инвертора подключается конденсатор C_0 . Через конденсатор замыкается ток, обусловленный запасенной в нагрузке электромагнитной энергией, что позволяет избежать возможные перенапряжения на тиристорах.

Необходимая величина емкости конденсатора определяется из выражения

$$C_0 = (U\tau/R_n \Delta U_C) \{ (1 - e^{-T/2\tau}) / (1 + e^{-T/2\tau}) - \ln [2 / (1 + e^{-T/2\tau})] \},$$

где τ — постоянная времени цепи нагрузки; ΔU_C — повышение напряжения на конденсаторе (обычно принимают $\Delta U_C \leq 0,1U$).

В преобразовательной технике широко распространены трехфазные автономные инверторы, выполненные по мостовой схеме Ларионова или собранные из трех однофазных мостовых инверторов.

Электромагнитные процессы в трехфазных инверторах зависят от целого ряда факторов: характера нагрузки, способа соединения

обмоток трансформатора, способа управления инвертором, типа источника питания, схемы инвертора.

Нагрузку инвертора, состоящего из трех однофазных инверторов, можно подключать через три разделительных однофазных трансформатора или непосредственно (в этом случае все 6 концов нагрузки должны быть выведены отдельно). Вторичные обмотки

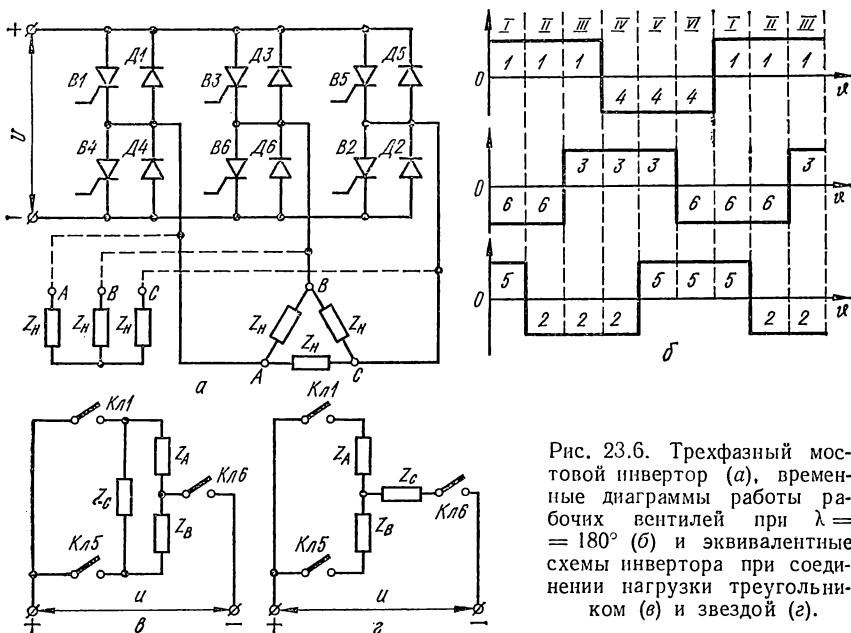


Рис. 23.6. Трехфазный мостовой инвертор (а), временные диаграммы работы рабочих вентилях при $\lambda = 180^\circ$ (б) и эквивалентные схемы инвертора при соединении нагрузки треугольником (в) и звездой (г).

трансформатора такого инвертора соединяются звездой, так как при соединении треугольником будут протекать токи гармоник, кратных трем, что приводит к увеличению мощности трансформатора и дополнительному нагреву обмоток. Нагрузка может соединяться как треугольником, так и звездой.

Нагрузку инвертора, собранного по схеме Ларионова, также можно соединять как треугольником, так и звездой и подключать через разделительный трансформатор или без него.

В инверторе, собранном по схеме Ларионова (рис. 23.6, а), продолжительность открытого состояния тиристоров может быть различной. Рассмотрим случай, когда продолжительность открытого состояния рабочих вентилях соответствует половине периода ($\lambda = 180^\circ$) (на рис. 23.6, б арабские цифры обозначают открытые состояния соответствующих рабочих вентилях инвертора). Как

видно из диаграммы, возможны 6 независимых сочетаний открытых и закрытых состояний рабочих вентилях, причем, всегда одновременно открыты три рабочих вентиля. Каждому сочетанию соответствует своя эквивалентная схема (рис. 23.6, в, г). Из эквивалентных схем видно, что при соединении нагрузки треугольником

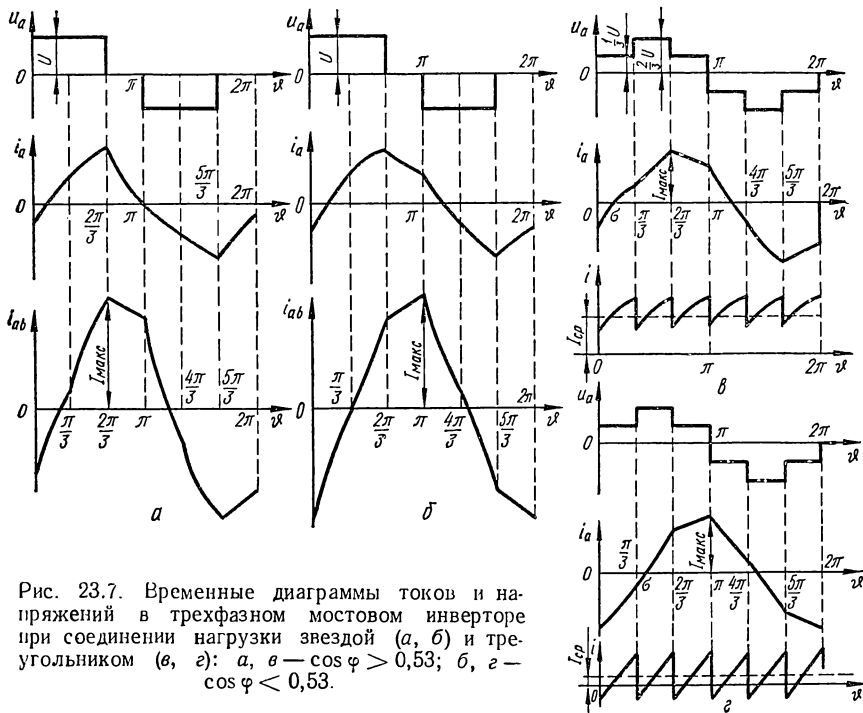


Рис. 23.7. Временные диаграммы токов и напряжений в трехфазном мостовом инверторе при соединении нагрузки звездой (а, б) и треугольником (в, г): а, в — $\cos \varphi > 0,53$; б, г — $\cos \varphi < 0,53$.

к каждой фазе либо прикладывается напряжение источника питания, либо в течение 60° фаза оказывается замкнутой сама на себя, т. е. фазное напряжение имеет прямоугольную форму с определенной скважностью (рис. 23.7, а, б).

При соединении нагрузки в звезду каждая фаза либо включена параллельно другой фазе и последовательно с третьей, либо последовательно с двумя другими фазами, соединенными параллельно (рис. 23.6, г). Поэтому к каждой фазе прикладывается напряжение, равное $U/3$ или $2U/3$ (при равных сопротивлениях фаз), и фазное напряжение на нагрузке имеет двухступенчатую форму (рис. 23.7, в, г).

Рассмотрим основные соотношения трехфазного мостового инвертора при соединении нагрузки в звезду.

Действующее значение фазного напряжения

$$U_{\Phi} = \sqrt{2}U/3.$$

Мгновенные значения тока фазы A

$$i_a(\vartheta) = (U/3R_n) \{ 1 - [(1+a)(2-a)/(1+a^3)] e^{-k\vartheta} \}, \quad 0 \leq \vartheta \leq \pi/3; \quad (23-8)$$

$$i_a(\vartheta) = (U/3R_n) \{ 2 - [(1+a)^2/(1+a^3)] e^{-k\vartheta} \}, \quad \pi/3 \leq \vartheta \leq 2\pi/3; \quad (23-9)$$

$$i_a(\vartheta) = (U/3R_n) \{ 1 + [(1+a)(1-2a)/(1+a^3)] e^{-k\vartheta} \}, \quad 2\pi/3 \leq \vartheta \leq \pi. \quad (23-10)$$

По известным мгновенным значениям токов можно определить действующее значение тока нагрузки, а также среднее значение тока источника питания, полную и активную мощности нагрузки, коэффициент мощности нагрузки.

Действующее значение тока нагрузки

$$I_{\Phi} = I_n = \sqrt{2}I_0 \sqrt{1 - (3/2\pi k)(1-a^2)/(1-a+a^2)}/3.$$

Так как в течение каждого интервала, равного $\pi/3$, соответствующая фаза включена последовательно с источником питания, то мгновенное значение тока в цепи источника питания определяется выражением (23-9).

Среднее значение тока в цепи источника питания

$$I_{cp} = \frac{6}{2\pi} \int_0^{\pi/3} i(\vartheta) d\vartheta = \frac{2}{3} I_0 \left(1 - \frac{3}{2\pi k} \frac{1-a^2}{1-a+a^2} \right).$$

Активная мощность нагрузки

$$P = UI_{cp} = 2UI_0 [1 - (3/2k\pi)(1-a^2)/(1-a+a^2)]/3.$$

Полная мощность нагрузки

$$S = 3UI_{cp} = 2UI_0 \sqrt{1 - (3/2k\pi)(1-a^2)/(1-a+a^2)}/3.$$

Коэффициент мощности нагрузки

$$\cos \varphi = P/S = \sqrt{1 - [(3/2\pi k)(1-a^2)/(1-a+a^2)]}.$$

В первый момент после переключения (рассматриваем момент выключения вентиля $B4$ и включения вентиля $B1$) ток i_a , поддерживаемый ЭДС самоиндукции этой фазы, сохраняет свое прежнее

направление, замыкаясь через вентили $B1$, $B5$ и фазу C . Таким образом, реактивный ток фазы A составляет часть тока фазы C , и от источника потребляется ток, меньший на величину этого реактивного тока. При этом, если реактивный ток переключаемой фазы A (ток i_a) больше, чем ток в фазе C (i_c), то в момент коммутации ток источника питания меняет знак. В случае, если инвертор питается от выпрямителя, на его входе ставится конденсатор C_0 , принимающий реактивную энергию нагрузки и снимающий возможные перенапряжения.

При $0,53 \leq \cos \varphi \leq 1,0$ реактивный ток переключаемой фазы не возвращается в источник питания, а полностью обменивается между фазами. При $0 \leq \cos \varphi \leq 0,53$ ток в цепи источника питания меняет направление, при этом лишь часть реактивного тока переключаемой фазы ответвляется в другую фазу, остальная часть проходит через источник питания. Величина емкости конденсатора C_0 , включенного на входе инвертора,

$$C_{0 \text{ макс}} = U\tau (1 - 2 \ln 2)/(3R_n \Delta U_C).$$

Максимальное значение тока через рабочие вентили при $0,53 \leq \cos \varphi \leq 1,0$ определяется значением тока, например, $i_a(\vartheta)$ из (23-9) при $\vartheta = \pi/3$ (см. рис. 23.7, *в*)

$$I_{\text{макс}} = U(2 - a)(1 - a^2)/[3R_n(1 + a^3)].$$

При $0 \leq \cos \varphi \leq 0,53$ максимальное значение тока определяется из (23-10) при $\vartheta = \pi/3$ (см. рис. 23.7, *г*)

$$I_{\text{макс}} = U(1 + a)(1 - a^2)/[3R_n(1 + a^3)].$$

При соединении нагрузки в треугольник действующее значение напряжения на нагрузке

$$U_\phi = U_n = \sqrt{2/3}U.$$

Мгновенные значения фазных токов (см. рис. 23.7, *а*, *б*)

$$i_a(\vartheta) = U \{ 1 - [(1 + a)/(1 + a^3)] e^{-k\vartheta} \} / R_n, \quad 0 \leq \vartheta \leq 2\pi/3;$$

$$i_a(\vartheta) = U [(1 - a)^2 e^{-k\vartheta} / (1 + a^3)] / R_n, \quad 2\pi/3 \leq \vartheta \leq \pi.$$

Аналогично определяются фазные токи $i_b(\vartheta)$ и $i_c(\vartheta)$ с учетом угла сдвига по фазе $\vartheta = 2\pi/3$.

Суммируя соответствующие фазные токи, получаем линейный ток, протекающий через вентили. Значения линейных токов при соединении нагрузки в треугольник и звезду различаются только коэффициентом $1/3$, т. е. $i_{AY}(\vartheta) = i_{A\Delta}(\vartheta)/3$.

6. ИНВЕРТОРЫ НА НЕПОЛНОСТЬЮ УПРАВЛЯЕМЫХ ВЕНТИЛЯХ (ОДНООПЕРАЦИОННЫХ ТИРИСТОРАХ)

Инверторы тока. На рис. 23.8, *a* показана принципиальная схема однофазного параллельного инвертора тока с нулевым выводом. На управляющие электроды тиристоров *B1* и *B2* от системы управления *СУ* поступают импульсы управления соответствующей

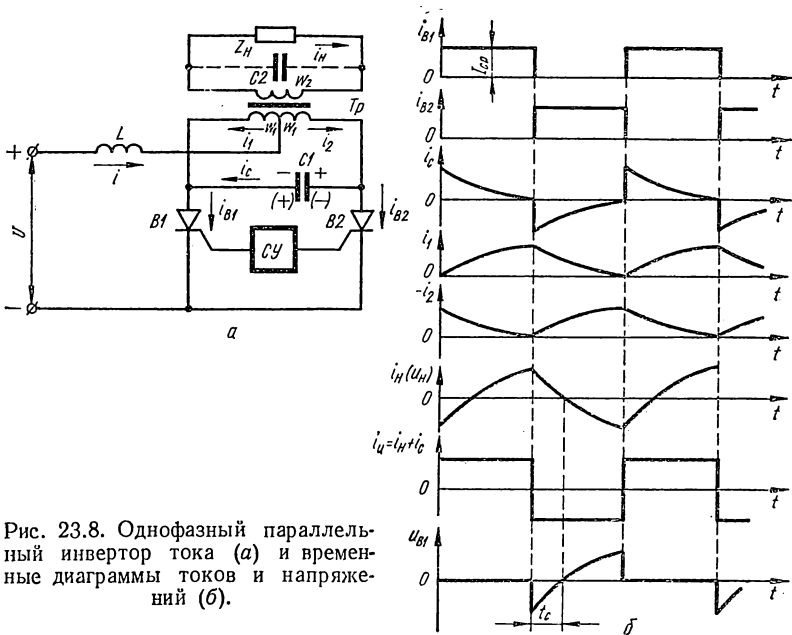


Рис. 23.8. Однофазный параллельный инвертор тока (*a*) и временные диаграммы токов и напряжений (*b*).

амплитуды и частоты с относительным сдвигом фаз в 180° . В цепь источника питания введен дроссель L , индуктивность которого достаточно велика (в пределе $L = \infty$), благодаря чему входной ток i идеально сглажен, а ток через тиристоры имеет прямоугольную форму. При отпирании, например, тиристора $B1$ в его анодной цепи начинает протекать ток, определяемый током заряда конденсатора $C1$ и током в одной из полуобмоток трансформатора Tr . Вследствие явления взаимоиндукции при прохождении тока (i_1) в одной из полуобмоток выходного трансформатора в другой полуобмотке возникает равная по величине, но противоположная по знаку ЭДС. Конденсатор $C1$ к концу полупериода оказывается заряженным до напряжения u_c (полярность указана без скобок). При отпирании тиристора $B2$ создается контур для разряда конденсатора $C1$ через

тиристор $B1$. Под действием разрядного тока конденсатора, направленного встречно с анодным током тиристора $B1$, последний запирается. Коммутация тока происходит практически мгновенно, так как индуктивности рассеяния обмоток трансформатора находятся вне контура коммутации. Конденсатор $C1$ через тиристор $B2$ начинает перезаряжаться, приобретая противоположную полярность (полярность указана в скобках). В результате через вторичную обмотку трансформатора проходит переменный ток. Следует отметить, что при отпирании очередного тиристора, одновременно с разрядом конденсатора по контуру двух открытых тиристорov происходит также его разряд на первичную обмотку трансформатора и, следовательно, на нагрузку. При этом часть энергии конденсатора переходит в энергию индуктивностей контура, а часть рассеивается в его активных сопротивлениях.

При отпирании тиристора $B1$ весь процесс повторяется. К запертому тиристорy оказывается приложенным напряжение перезаряжающегося конденсатора, который в течение времени t_c поддерживает на тиристоре отрицательное напряжение.

Если $t_c \geq t_{\text{вос}}$, то с восстановлением положительного анодного напряжения тиристор $B1$ ($B2$) останется запертым вплоть до прихода следующего импульса управления. Если же этого времени окажется недостаточно, то тиристор $B1$ ($B2$) опять отпирется и произойдет срыв инвертирования.

Коммутирующий конденсатор может быть включен параллельно первичной или вторичной обмотке трансформатора.

При активной нагрузке мгновенное напряжение (в относительных единицах) на нагрузке определяется выражением

$$u_n(t)/U = (1 + e^{-\pi/k} - 2e^{-\vartheta/k}) / [(1 + e^{-\pi/k}) - (2k/\pi)(1 - e^{-\pi/k})], \quad (23-11)$$

где

$$Y = 2\pi fC; \quad k = 4Y R_n = 4\pi fC_1 R_n; \quad \vartheta = \omega t = 2\pi f t.$$

Из (23-11) видно, что напряжение на нагрузке изменяется по экспоненциальному закону (рис. 23.8, б). С уменьшением нагрузки кривая тока конденсатора i_c приближается к прямоугольной форме, а напряжение на конденсаторе и нагрузке — к треугольной, так как $\frac{du_c}{dt} = I_{cp}/C = \text{const}$. Сдвиг между i_c и u_n (угол $\beta = \omega t_c$) приближается к 90° . В пределе получаем, что при $R_n \rightarrow \infty$ напряжение на нагрузке $U_n \rightarrow \infty$. При увеличении нагрузки напряжение на ней и конденсаторе падает, так как при этом уменьшается зарядный ток конденсатора и увеличивается его разрядный ток на нагрузку.

Коммутационная способность конденсатора снижается вследствие уменьшения запасаемой в конденсаторе энергии. Форма выходного напряжения приближается к прямоугольной.

Из рис. 23.8, б видно, что момент коммутации, т. е. момент прохождения инвертируемого тока $i_n + i_C$ через нуль, опережает напряжение на нагрузке на время t_C , необходимое тиристорам для восстановления управляемости. В течение этого времени — времени запираания, к тиристорам, ранее проводившему ток, прикладывается отрицательное напряжение. Угол запираания можно определить из (23-11), приравняв его нулю,

$$\beta = \omega t_C = k \ln [2/(1 + e^{-\pi/k})].$$

Рассматривая параллельное соединение коммутирующего конденсатора $C1$ и сопротивления R_n как нагрузку инвертора, нетрудно увидеть, что инвертор может работать лишь на общую емкостную нагрузку. При работе инвертора на активно-индуктивную внешнюю нагрузку последняя должна быть скомпенсирована емкостью конденсатора, включаемого параллельно нагрузке или коммутирующего, так, чтобы общая реакция цепи была емкостной. Коммутирующий конденсатор при этом выбирают из условия компенсации реактивной мощности нагрузки и обеспечения устойчивой коммутации тока.

Часто при анализе инверторов, особенно многофазных, ограничиваются учетом основной гармоники токов и напряжений, что позволяет значительно упростить расчет.

Характеристики, полученные методом основной гармоники, пригодны для инженерных расчетов, так как мало отличаются от характеристик, полученных путем решения дифференциальных уравнений (расхождение менее 10—15%).

Действующее значение первой гармоники тока вторичной обмотки трансформатора

$$I_{(1)} = 2\sqrt{2}In/\pi, \quad (23-12)$$

где $n = \omega_2/\omega_1$ — коэффициент трансформации трансформатора.

Действующее значение напряжения на нагрузке

$$U_n = Una/\cos \beta, \quad (23-13)$$

где $a = \pi/2\sqrt{2}$ — коэффициент схемы.

Угол запираания β зависит от соотношения реактивной и активной мощности инвертора

$$\operatorname{tg} \beta = (I_C - I_n \sin \varphi)/(I_n \cos \varphi). \quad (23-14)$$

Внешняя характеристика параллельного инвертора тока

$$U_n/Una = 1/\cos \beta = \sqrt{[(1 - B \sin \varphi)/B \cos \varphi]^2 + 1}, \quad (23-15)$$

где $B = S_n/Q_C = x_C/Z_n = n^2/\omega C_1 Z_n$ — коэффициент нагрузки инвертора.

Особенностью внешних характеристик является крутой спад в области малых значений B . Рост напряжения U_n при уменьшении B объясняется тем, что при холостом ходе и идеальных элементах схемы инвертора в нем не расходуется энергия. При каждой коммутации тиристором от источника питания потребляется дополнительная энергия, идущая на перезаряд конденсатора. Эта дополнительная энергия накапливается в магнитном поле дросселя L и электрическом поле коммутирующего конденсатора $C1$. Так как между дросселем L и конденсатором $C1$ происходит непрерывный обмен энергией, амплитуда напряжения на конденсаторе, а следовательно, и на тиристорах все время возрастает, что приводит к пробое тиристором и срыву инвертирования.

При возрастании B , т. е. уменьшении Z_n , уменьшается время разряда конденсатора на нагрузку, снижается напряжение на нагрузке и уменьшается угол запираания.

Таким образом, параллельный инвертор тока нормально работает только в определенном диапазоне изменения коэффициента нагрузки B : при малых значениях B возникает опасность появления перенапряжений, при больших значениях B угол запираания становится недостаточным и происходит срыв инвертирования.

Амплитуда прямого напряжения на тиристоре

$$U_{\text{пр. макс}} = GU/\cos \beta, \quad (23-16)$$

где G — коэффициент, зависящий от схемы инвертора. Коэффициент G имеет те же значения, что и коэффициент обратного напряжения для соответствующих схем выпрямления.

Параллельный инвертор тока может быть выполнен и по трехфазной мостовой схеме. Рассчитывается инвертор по выражениям (23-12)—(23-16), где значение коэффициента $a = \pi/3 \sqrt{6}$.

Резонансные инверторы. На рис. 23.9, а показана одноконтурная схема последовательного резонансного инвертора. При подаче управляющего сигнала на тиристор $B1$ последний отпирается и конденсатор C начинает заряжаться от источника постоянного напряжения таким образом, что его верхняя обкладка получает положительный потенциал. В следующий полупериод отпирается тиристор $B2$ и конденсатор C разряжается через цепь $R_n L2$. Таким образом, через нагрузку протекает переменный ток.

Параметры элементов схемы обычно подбираются таким образом, чтобы ток тиристора в течение всего межкоммутационного промежутка изменялся по колебательному закону, т. е. в момент

коммутации напряжение на дросселе было бы больше напряжения источника питания ($u_L > U$). Если данное неравенство не будет выполняться, то при отпирании очередного тиристора ранее проводивший ток тиристор не запрется и источник питания окажется замкнутым накоротко. Указанное неравенство должно сохраняться в течение некоторого времени, достаточного для восстановления управляемости тиристоров.

В зависимости от соотношения собственной частоты инвертора f_0 и рабочей частоты f возможны три режима работы последовательного инвертора: $f_0 = f$ — граничный режим (рис. 23.9, в). В этом

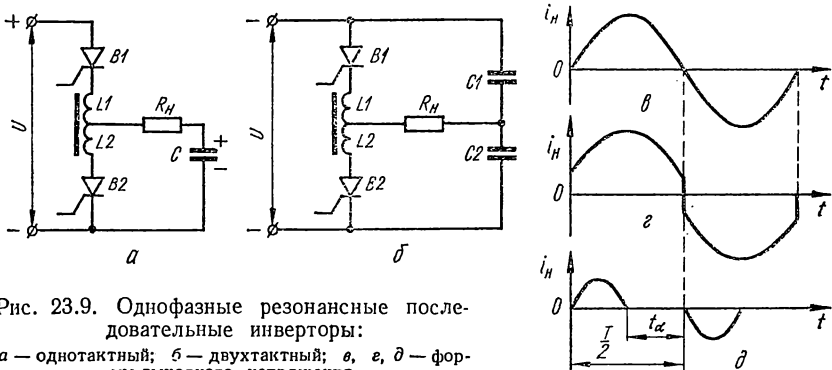


Рис. 23.9. Однофазные резонансные последовательные инверторы:
 а — однотактный; б — двухтактный; в, г, д — формы выходного напряжения.

режиме ток тиристора падает до нуля в момент отпирания очередного тиристора; $f_0 < f$ — режим принудительной коммутации (рис. 23.9, г). В этом режиме ток тиристора в момент коммутации отличен от нуля и напряжение на нагрузке имеет форму, близкую к прямоугольной; $f_0 > f$ — режим естественного запаривания тиристоров (рис. 23.9, д). В этом режиме ток тиристора падает до нуля раньше, чем отпирается очередной тиристор.

Напряжение на полуобмотках дросселя при активной нагрузке инвертора определяется выражением

$$u_{L1} = u_{L2} = L \frac{di}{dt} = [Ue^{-\lambda\omega_0 t} / (1 - e^{-\lambda\pi})] \sqrt{1 + \lambda^2} \cos(\omega_0 t + \varphi),$$

где $\lambda = \delta/\omega_0$; $\delta = R_n/2L$; $\omega_0 = \sqrt{4L/C - R^2/2L}$ — собственная круговая частота контура; $L = L_1 = L_2$; $\varphi = \arctg \lambda$.

В случае, если коэффициент связи между половинами катушки дросселя равен единице, напряжение между анодом и катодом тиристора

$$u_B = U - 2u_L = U \{ 1 - [2e^{-\lambda\omega_0 t} / (1 - e^{-\lambda\pi})] \sqrt{1 + \lambda^2} \cos(\omega_0 t + \varphi) \}. \quad (23-17)$$

Время запираания можно определить из (23-17), приравняв его нулю в момент времени $t = t_c$,

$$1 = [2e^{-\lambda\omega_0 t_c} / (1 - e^{-\lambda\pi})] \sqrt{1 + \lambda^2} \cos(\omega_0 t_c + \varphi). \quad (23-18)$$

Внешнюю характеристику последовательного резонансного инвертора рассмотрим для двух режимов работы:

а) в граничном режиме ($f_0 = f$) действующее значение выходного напряжения

$$U_{н. гр} = R_n \sqrt{\omega_0 / \pi \int_0^{\omega_0 / \pi} i^2 dt} = (U / \pi) \sqrt{[(1 + e^{-\lambda\pi}) / (1 - e^{-\lambda\pi})] \lambda \pi}; \quad (23-19)$$

б) в режиме естественной коммутации ($f_0 > f$) действующее значение выходного напряжения

$$U_n = (U / \pi) \sqrt{f / f_0} \sqrt{[(1 + e^{-\lambda\pi}) / (1 - e^{-\lambda\pi})] \lambda \pi} = U_{н. гр} \sqrt{m}, \quad (23-20)$$

где $m = f / f_0$.

Из выражения (23-19) и (23-20) видно, что выходное напряжение слабо зависит от величины сопротивления нагрузки, т. е. внешняя характеристика инвертора «жесткая» и для поддержания выходного напряжения при изменении сопротивления нагрузки необходимо изменять частоту импульсов управления.

При расчете последовательного резонансного инвертора на активно-индуктивную нагрузку можно использовать все приведенные ранее зависимости с учетом того, что вместо индуктивности L следует подставлять сумму $L_n + L_1$. При этом необходимо учитывать, что собственная круговая частота (ω_0) определяется суммарной индуктивностью $L = L_n + L_1$, а напряжение на дросселе распределяется между L_1 и L_n прямо пропорционально этим индуктивностям. Напряжение между анодом и катодом тиристора определяется с учетом напряжения только на индуктивности коммутирующего дросселя

$$u_B = U - 2u_k = U - 2u_L L_1 / (L_n + L_1). \quad (23-21)$$

Время запираания находим из выражения (23-21) с учетом выражения (23-18):

$$1 = [2L_1 e^{-\lambda\omega_0 t_c} / (L_n + L_1) (1 - e^{-\lambda\pi})] \sqrt{1 + \lambda^2} \cos(\omega_0 t_c + \varphi).$$

С учетом того, что $Z_n = R_n / \cos \varphi$, внешнюю характеристику инвертора при активно-индуктивной нагрузке можно представить в виде

$$U_{н(\varphi)} = U_{н. гр} \sqrt{m} / \cos \varphi,$$

т. е. выходное напряжение возрастает с уменьшением $\cos \varphi$.

Последовательные инверторы могут выполняться также и по многофазным схемам.

Преимуществом последовательного резонансного инвертора перед параллельным инвертором тока является то, что его внешняя характеристика при $\cos \varphi = \text{const}$ «жесткая», однако при малых нагрузках инвертор выпадает из режима. Для устранения этого недостатка параллельно нагрузке присоединяется конденсатор и последовательный резонансный инвертор превращается в последовательно-параллельный (рис. 23.10, а). Инвертор может работать при малых токах нагрузки; при возрастании тока нагрузки

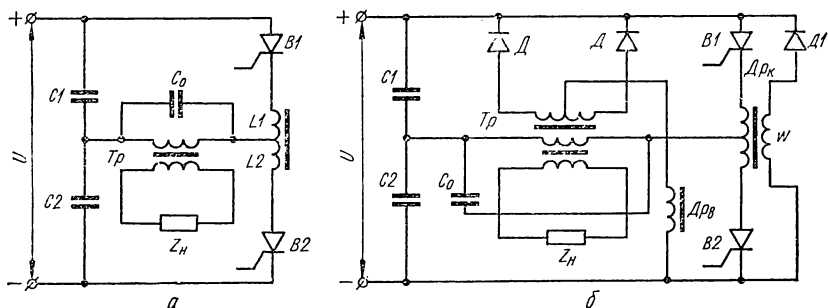


Рис. 23.10. Последовательно-параллельные резонансные инверторы:
а — двухтактный; б — двухтактный с выпрямителем обратного тока.

выходное напряжение изменяется незначительно; параллельно включенный конденсатор улучшает форму выходного напряжения, приближая ее к синусоидальной.

Из выражений (23-17) и (23-20) видно, что при изменении частоты задающего генератора, собственной частоты контура и коэффициента мощности нагрузки изменяется выходное напряжение, а с ростом тока нагрузки повышается напряжение на тиристорах, конденсаторах и дросселях схемы. Это является недостатком последовательных и последовательно-параллельных инверторов. Для частичного устранения указанных недостатков может применяться устройство «сброса» избыточного напряжения с помощью обратных диодов (рис. 23.10, б).

Выпрямитель D применен для стабилизации выходного напряжения и при повышении напряжения инвертора (при «сбросах» нагрузки или изменении коэффициента мощности нагрузки) возвращает часть энергии обратно источнику постоянного тока. Диод $D1$ и дополнительная обмотка на коммутирующем дросселе ω служат для ограничения перенапряжений на тиристорах при перегрузках инвертора. Выпрямитель D и диод $D1$ включаются автоматически

при достижении напряжением на обмотках трансформатора и дросселя определенной величины. При нормальной работе инвертора устройства «сброса» не работают с целью устранения лишних потерь мощности.

Инверторы напряжения. Расчет инверторов напряжения, построенных на неполностью управляемых вентилях (однооперационных тиристорах), значительно упрощается, если рабочие и коммутационные процессы рассматривать раздельно. Это возможно в том случае, если период коммутации по сравнению с периодом выходной частоты очень мал. Так как время восстановления управляющих

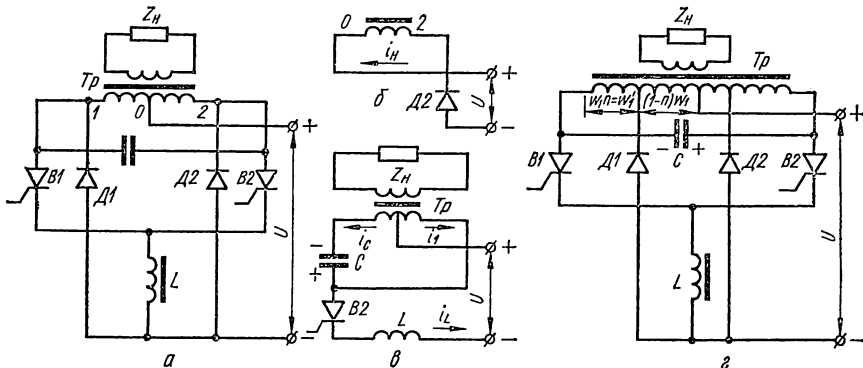


Рис. 23.11. Однофазный инвертор напряжения с нулевым выводом:

a — схема; *б* — контур коммутации; *в* — контур возврата реактивной энергии; *е* — схема с автотрансформаторным возвратом реактивной энергии.

свойств современных тиристоров незначительно, такое предположение справедливо даже для сравнительно высоких частот. Поэтому рабочие процессы рассчитываются так же, как и для инверторов, построенных на полностью управляемых вентилях, для которых необходимые соотношения были получены выше. Анализ коммутационных процессов сводится к нахождению соотношений между параметрами нагрузки, напряжением источника питания, величинами коммутирующих индуктивностей и емкостей и временем восстановления управляющих свойств тиристоров.

При анализе коммутационных процессов примем следующие допущения: ток нагрузки постоянен и равен I_H в течение всего периода коммутации (нагрузка активно-индуктивная и индуктивность нагрузки достаточно велика); тиристоры, диоды и трансформатор идеальные; источник постоянного тока обладает нулевым внутренним сопротивлением.

Принцип действия однофазного инвертора напряжения с межфазовой коммутацией (рис. 23.11, *a*) ничем не отличается от прин-

ципа действия однофазного инвертора тока (см. рис. 23.8, а). Переменное напряжение в нагрузке возникает в результате работы тиристоров $B1$ и $B2$, которые поочередно подключают полуобмотки ($0-1$ и $0-2$) выходного трансформатора Tr через дроссель L к источнику постоянного тока. Через обратные диоды $D1$ и $D2$ осуществляется возврат реактивной мощности в источник постоянного тока. При включении очередного тиристора обе полуобмотки трансформатора оказываются включенными через тиристоры $B1$ и $B2$ встречно по отношению к источнику питания и не оказывают сопротивления току. Поэтому применение дросселя L является обязательным, так как он предотвращает опрокидывание инвертора, а также препятствует быстрому нарастанию тока через коммутирующий конденсатор C .

Предположим, что в момент времени $t = 0$ открыт тиристор $B1$ (рис. 23.12). При этом напряжение на нагрузке равно $+U$ (коэффициент трансформации трансформатора примем равным единице), конденсатор заряжен до напряжения $+2U$. В момент времени $t = t_1$ открывается тиристор $B2$ (ток нагрузки при этом равен I_H) и ток нагрузки из цепи тиристора $B1$ переходит в цепь $C-B2$. Тиристор $B1$ запирается и к нему прикладывается напряжение в непроводящем направлении. Обратные диоды $D2$ и $D1$ не проводят ток, так как к первому приложено обратное напряжение, равное $2U$, а на втором напряжение равно нулю. В дальнейшем обратное напряжение на диоде $D2$ уменьшается, а на диоде $D1$ увеличивается. Начиная с момента времени t_1 конденсатор перезаряжается (рис. 23.12 период коммутации непропорционально увеличен), что приводит к изменению напряжения на нагрузке. В момент времени t_2 напряжение на конденсаторе, нагрузке и тиристоре $B1$ становится равным нулю и изменяет полярность. При $t = t_3$ напряжение на конденсаторе становится равным $-2U$, на нагрузке $-U$, на

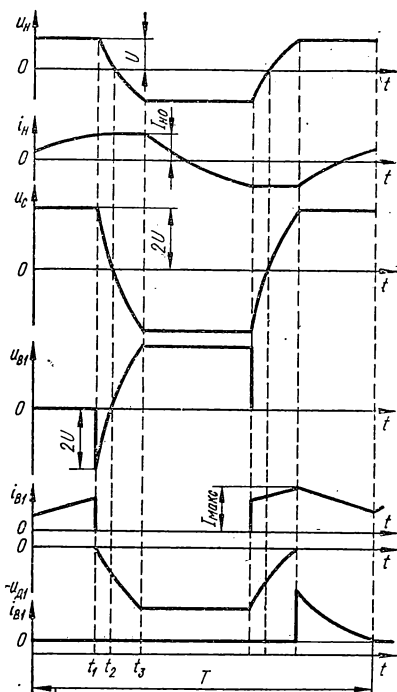


Рис. 23.12. Временные диаграммы токов и напряжений в однофазном инверторе напряжения.

тиристоре $B1+2U$, на диоде $D2$ напряжение равно нулю, а ток через конденсатор скачком уменьшается до нуля. Ток в полуобмотке $0-1$ исчезает, а в полуобмотке $0-2$ становится равным $-I_H$, и суммарные намагничивающие силы трансформатора остаются теми же. Начиная с момента времени t_3 , ток нагрузки замыкается через обратный диод $D2$ (рис. 23.11, б) и под действием встречного напряжения источника питания начинает спадать. При этом энергия, запасенная в индуктивности нагрузки, частично возвращается в источник питания, а частично рассеивается в сопротивлении нагрузки. Спадая до нуля и меняя знак, ток нагрузки переходит на тиристор $B2$, который в этот момент должен быть открыт.

Угол запираания определяется из анализа электромагнитных процессов в контуре коммутации (рис. 23.11, в)

$$\beta = \omega_0 t_c = \arcsin [\rho^* / \sqrt{1 + (\rho^*)^2}] - \arcsin [\rho^* / 2 \sqrt{1 + (\rho^*)^2}], \quad (23-22)$$

где $\omega_0 = 1/(2\sqrt{LC})$; $\rho^* = 2U/(I_H \sqrt{LC})$ — относительное коммутационное сопротивление нагрузки. В момент времени $t = t_3$ ток коммутирующего дросселя L достигает максимума

$$I_{L \text{ макс}}/I_H = 2 \sqrt{1 + (\rho^*)^2} - 1.$$

Приведенная схема на идеальных элементах оказывается неработоспособной. Это объясняется тем, что в коммутационном периоде ток в дросселе L несколько возрастает. В начале коммутации (время t_1) коммутирующий дроссель обладает запасом энергии $\epsilon_1 = LI_H^2/2$, а в конце коммутации (время t_3) — $\epsilon_3 = LI_{L \text{ макс}}^2/2$. Так как $I_{L \text{ макс}} > I_H$, то для того, чтобы схема была работоспособной, избыточную энергию $\Delta\epsilon = \epsilon_3 - \epsilon_1$ необходимо либо рассеивать в активном сопротивлении, либо возвращать в источник постоянного тока. В противном случае от коммутации к коммутации ток в дросселе будет возрастать, что приведет к уменьшению коммутационного сопротивления нагрузки

$$(\rho^*)' = 2U/(I_{L \text{ макс}} \sqrt{LC}) < 2U/(I_H \sqrt{LC}).$$

При этом уменьшится время, в течение которого к выходящему из работы тиристоры приложено обратное напряжение. Такой процесс будет продолжаться до тех пор, пока инвертор не опрокинется.

После того, как ток через конденсатор i_C спадет до нуля, ток дросселя $i_L = I_{L \text{ макс}}$ начнет циркулировать в контуре $L-D2-B2-L$ (при идеальных элементах он не затухает). Возврат энергии, накопленной в коммутирующем дросселе в период перезаряда конденсатора, может быть осуществлен через обратные диоды, подключенные к отпайкам выходного трансформатора (рис. 23.11, г). Таким образом, в контур $L-D2-B2-L$ вводится противоЭДС,

равная $n^*U/(1-n^*)$, где $n^* = \omega'_1/\omega_1$. Оптимальный коэффициент трансформации $n^* = 0,1..0,2$, причем большие значения n^* следует брать при меньших напряжениях источника питания и большей рабочей частоте.

Уравнение (23-22) справедливо и для схемы рис. 23.11, *г*, так как в течение периода коммутации тока в тиристорах обратные диоды, а следовательно, и устройства возврата не работают. Однако время полного перезаряда конденсатора несколько возрастает.

Коммутирующие элементы L и C рассчитывают из условий минимума реактивной энергии, запасаемой в дросселе L в длительном режиме работы инвертора. При этом относительное коммутационное сопротивление нагрузки ρ^* необходимо выбирать примерно равным единице. Тогда

$$C = tcI'_{н. макс}/1,7U_{ср}; \quad L = tcU/0,425I'_{н. макс},$$

где $I'_{н. макс}$ — наибольшее значение тока нагрузки в момент коммутации, приведенное к первичной полуобмотке трансформатора.

В связи с тем, что изменение напряжения источника питания и тока нагрузки оказывает влияние на устойчивость коммутации в схеме [см. выражение (23-22)], рассмотренный инвертор нецелесообразно использовать для широкодиапазонного регулирования выходных параметров.

Инверторы напряжения с межфазовой коммутацией могут быть выполнены и по трехфазным схемам. На рис. 23.13, *а* показана схема инвертора, состоящего из тиристоров $B1-B6$, обратных диодов $D1-D6$, отсекающих диодов $D1'-D6'$, коммутирующих конденсаторов $C1-C6$ и дросселей $L1$ и $L2$. Длительность открытого состояния тиристоров инвертора $\lambda = 2\pi/3$, а порядок переключения их $B1-B6-B3-B2-B5-B4-B1$. Коммутация тока тиристоров происходит следующим образом. Предположим, что тиристоры $B1$ и $B6$ открыты, а конденсаторы $C1$ и $C6$ заряжены с полярностью, указанной на рис. 23.13, *а*. Для запираания тиристора $B1$ отпирается тиристор $B3$ и образуется контур $B1-B3$ для разряда конденсатора $C1$, в результате чего тиристор $B1$ запирается и на нем поддерживается отрицательное напряжение в течение времени разряда конденсатора $C1$ до нуля. В связи с тем, что в схеме остается открытым тиристор другой фазы, образуется контур перезаряда коммутирующих конденсаторов через этот тиристор. Например, при отпирании тиристора $B3$ и запираании $B1$, кроме контура $B3-C1-D1'-D1-L1-B3$, образуется контур $U-L1-B3-C3-D5'-D6'-B6-L2-U$.

Коммутирующие дроссели могут быть вынесены из цепи постоянного тока и включены последовательно с коммутирующими конденсаторами.

Отсекающие диоды $D1'—D6'$ препятствуют разряду коммутирующих конденсаторов на сопротивление нагрузки, в результате чего емкость коммутирующих конденсаторов может быть уменьшена.

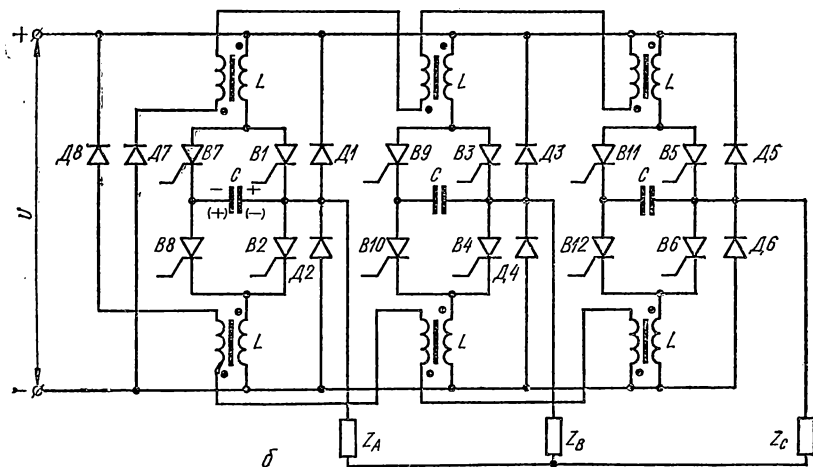
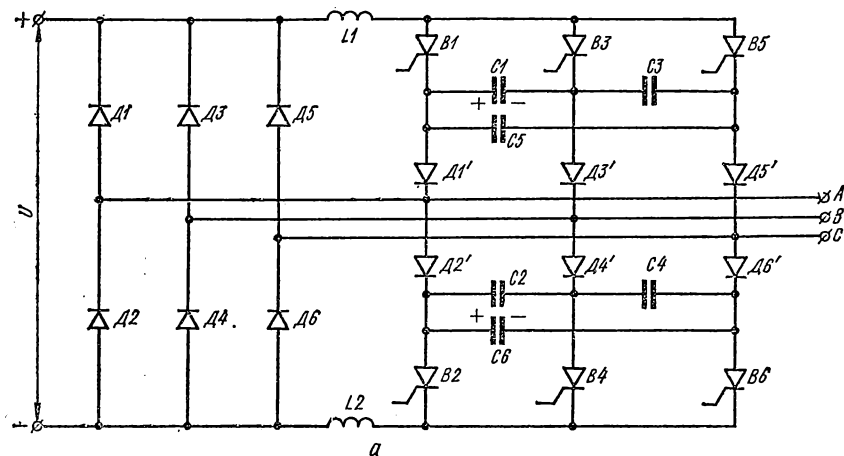


Рис. 23.13. Схемы трехфазных инверторов напряжения с коммутацией: a — межфазовой одноступенчатой; b — пофазной двухступенчатой.

На рис. 23.13, b показана схема трехфазного инвертора с пофазной коммутацией, которая используется в преобразователях частоты для регулируемых электроприводов. Для коммутации рабо-

чих тиристоров $B1—B6$ применены вспомогательные (коммутирующие) тиристоры $B7—B12$. Благодаря вспомогательным тиристорам возможно запираение каждого рабочего тиристора в отдельности в любой момент времени, поэтому схема с двухступенчатой емкостной коммутацией близка по принципу действия к схеме, построенной на полностью управляемых вентилях. Схема может работать при двух законах переключения рабочих тиристоров.

1. Время включенного состояния рабочих тиристоров равно половине периода выходной частоты (если пренебречь временем восстановления управляющих свойств тиристора). При этом импульсы управления подаются одновременно на один рабочий и один вспомогательный тиристор. Например, для запираения тиристора $B1$ импульсы управления подается на вспомогательный тиристор $B7$ и одновременно на рабочий тиристор $B2$. При этом тиристор $B1$ выключается, а коммутирующий конденсатор C разряжается по контуру $C—D1—L—B7—C$.

2. Время включенного состояния рабочих тиристоров меньше половины периода выходной частоты: $\lambda = \pi(1 - t_3/T)$, где t_3 — время задержки импульса, подаваемого на рабочий тиристор. Это время должно быть выбрано не меньше времени перезаряда конденсатора в колебательном контуре ($t_3 \approx \pi \sqrt{LC}$). Процесс коммутации в схеме рассмотрим только для вентилей фазы A . Процессы в других группах вентилей аналогичны.

Предположим, что отперт рабочий тиристор $B1$, конденсатор C заряжен с полярностью, указанной на рисунке без скобок. Для запираения тиристора $B1$ отпирается тиристор $B7$ и под действием разрядного тока конденсатора C тиристор $B1$ запирается, ток нагрузки переходит в цепь $B7—C$, а на тиристоре $B1$ поддерживается отрицательное напряжение в течение времени разряда конденсатора по контуру $C—D1—L—B7—C$. При этом напряжение на фазе A сохраняет свою величину и полярность, так как через обратный диод $D1$ сопротивление Z_A подключено к источнику U . В конце перезаряда ($i_C = 0$) конденсатор C будет иметь полярность, указанную на рисунке в скобках, и тиристор $B7$ запрется. Ток фазы A будет замыкаться через обратный диод $D2$, спадая до нуля и при реверсе переходит в тиристор $B2$.

Так же, как и в предыдущих схемах инверторов напряжения, в данной схеме при снижении напряжения U и увеличении тока I_n устойчивость коммутации падает. Однако здесь можно обеспечить независимость напряжения на коммутирующем конденсаторе от напряжения питания путем: подзаряда конденсатора от постоянных источников через тиристоры подзаряда после окончания коммутации тока в основных тиристорах или от источников, входящих

непосредственно в контур коммутации; применения в цепи возврата реактивной мощности коммутации тиристоров в регулируемом моментом включения.

Приведенная схема инвертора находит применение в преобразователях частоты с широтно-импульсным и амплитудным регулированием выходного напряжения.

В связи с тем, что перезаряд конденсатора происходит через дроссели L , обладающие начальным запасом энергии, напряжение на конденсаторе превышает напряжение источника питания. Так как в определенные моменты времени в схеме создается короткозамкнутый контур коммутирующего дросселя [например, при заперении тиристора $B1$ создается короткозамкнутый контур нижнего коммутирующего дросселя L ($L-D2-B2$)], то при высоких частотах необходимо применять один из видов энергопоглотителей. Это необходимо для того, чтобы не происходило накопление электромагнитной энергии в контуре коммутации. В схеме на рис. 23.13, б энергопоглотитель состоит из дополнительной обмотки на коммутирующей индуктивности и диодов $D7$, $D8$. Такой энергопоглотитель обеспечивает возврат энергии коммутирующих дросселей в источник питания. Коэффициент трансформации $n^* = U/\Delta U = \omega_p/\omega_b$ (где ΔU — сумма падений напряжения на рабочем тиристоре и обратном диоде; ω_p и ω_b — соответственно число витков рабочей обмотки и обмотки возврата). Так как в отдельные моменты времени на коммутирующем дросселе может быть напряжение $U/2$, то вследствие большого коэффициента трансформации к диодам $D7$ и $D8$ могут прикладываться значительные обратные напряжения. Поэтому энергопоглотитель можно применять для схем с относительно низким напряжением питания ($U \approx 50 \dots 100$ В).

Угол запираения

$$\beta = \omega_0 t_c = \operatorname{arctg} \rho^* (1 + n^*), \text{ где } \rho^* = U/I_n \sqrt{L/C}; \omega_0 = 1/\sqrt{LC}.$$

Инверторы напряжения с индивидуальной коммутацией (рис. 23.14, а) по своим свойствам наиболее близки к инверторам на полностью управляемых вентилях. Особенностью схемы является то, что каждый рабочий тиристор $B1-B4$ имеет специальное коммутирующее устройство, состоящее из дросселя $L1$, конденсатора C , тиристоров $B5-B8$ и диодов $D5-D8$.

Схема работает следующим образом. Для запираения, например, рабочего тиристора $B1$ отпирается тиристор $B5$, и под действием разрядного тока конденсатора C тиристор $B1$ запирается. Ток нагрузки переходит на тиристор $B5$ и конденсатор перезарядается по контуру $C-B5-D1'-L2-D1-C$. После того, как конденсатор зарядится до напряжения, равного напряжению источника питания (полярность указана в скобках), тиристор $B5$ запирается,

а ток нагрузки переходит на диод $D4$. Энергия, запасенная в дросселе $L2$ в момент коммутации, возвращается через диоды $D4$ и $D1$ в источник питания. Поэтому в данной схеме необходимость в энергопоглотителе отпадает. Диоды $D1'$ — $D4'$ предотвращают разряд конденсаторов на нагрузку.

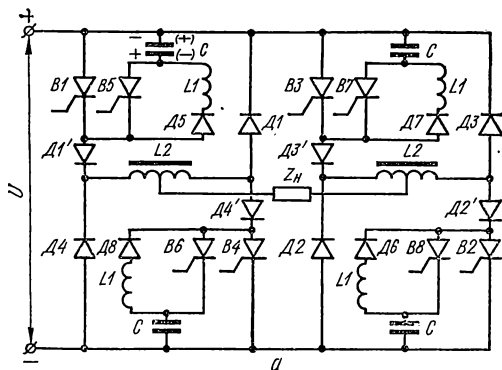
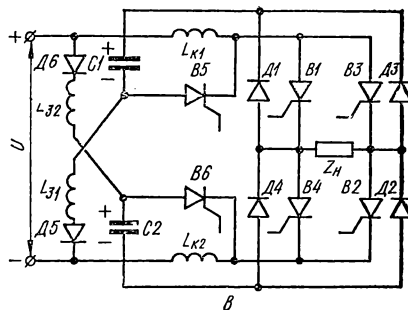
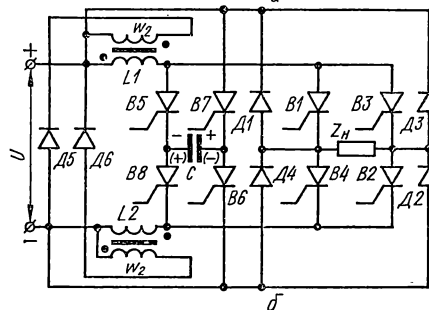


Рис. 23.14. Однофазные инверторы с двухступенчатой коммутацией:

a — индивидуальной; b — общей; $в$ — групповой.



Угол запираения $\beta = \omega_0 t_c = \text{arctg } \rho^*$, где $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$; $\rho^* = U/(2I_n \sqrt{2L/C})$; L — индуктивность полуобмотки коммутирующего дросселя.

Как видно из рис. 23.14, a , после коммутации полярность на конденсаторе (в скобках) такова, что следующая коммутация тока в тиристоре $B1$ не может быть осуществлена. Изменение полярности на конденсаторе происходит таким образом. При включении рабочего тиристора $B1$ образуется контур $C-B1-D5-L1-C$. Так как активное сопротивление контура мало, то происходит колебательный процесс, в результате которого конденсатор перезаряжается (полярность указана без скобок). Напряжение, до которого зарядится конденсатор, зависит от добротности контура и приблизительно равно первоначальному напряжению.

С помощью описанной схемы можно выключать любой рабочий тиристор в любой момент времени, что позволяет использовать инвертор в преобразователях частоты с широко-импульсным регулированием выходного напряжения. Однако для нормальной работы схемы требуется предварительная подготовка ее к пуску, т. е. вначале необходимо зарядить коммутирующие конденсаторы.

В инверторах напряжения с общим коммутирующим устройством (рис. 23.14, б) коммутация рабочих тиристоров производится с помощью специального коммутирующего устройства, представляющего собой своеобразный выключатель постоянного тока и состоящего из дросселей $L1$ и $L2$, тиристоров $B5—B8$ и коммутирующего конденсатора C . Схема работает следующим образом. Предположим, что открыты рабочие тиристоры $B1$ и $B2$. Для запираания рабочего тиристора $B1$ отпираются тиристоры $B5$ и $B6$ и конденсатор C начинает разряжаться по контуру $B6—D4—B1—B5$. После запираания тиристора $B1$ конденсатор начинает перезаряжаться от источника питания по контуру $L1—B5—C—B6$. Перезаряд коммутирующего конденсатора будет происходить от напряжения $+U_{C0}$ до напряжения, превышающего $-U_{C0}$, так как в контур входит источник питания и дроссель, обладающий перед началом коммутации энергией $LI_{н}^2/2$. Эта энергия переходит в конденсатор, т. е. имеет место процесс накопления энергии в контуре коммутации. Для устранения накопления энергии в дросселях $L1$ и $L2$ применяется устройство «сброса», состоящее из дополнительных обмоток w_2 и диодов $D5$ и $D6$. Устройство «сброса» фиксирует напряжение на конденсаторе, отдавая избыточную энергию дросселя в источник постоянного тока. Напряжение на конденсаторе U_{C0} всегда больше напряжения U , что необходимо учитывать при рассмотрении принципа работы устройства «сброса». При перезарядке конденсатора до напряжения $-U_{C0}$ ток в контуре коммутации поддерживается только за счет дросселя $L1$. Максимальное напряжение на коммутирующем конденсаторе

$$U_{C0} = U(1 + n^*),$$

где $n^* = \omega_1/\omega_2$ — коэффициент трансформации между рабочей и дополнительной обмотками.

При открывании диода $D5$ ($D6$) напряжение на рабочей обмотке дросселя $L1$ не может превысить значение Un^* , а на конденсаторе — значение $U(1 + n^*)$ и ток i_L переходит из рабочей обмотки в магнитно-связанную с ней дополнительную обмотку (обмотку возврата). При этом тиристоры $B5$ и $B6$ запираются. Ток при запираании тиристоров $B5$ и $B6$ под действием противоЭДС источника питания начинает спадать, замыкаясь через диод $D6$.

Угол запираания

$$\beta = \omega_0 t_C = \arcsin \frac{\rho^*}{\sqrt{\left(\frac{1}{2+n^*}\right)^2 + (\rho^*)^2}} - \arcsin \frac{\rho^*}{2+n^*} / \sqrt{\left(\frac{1}{2+n^*}\right)^2 + (\rho^*)^2}$$

Для запираания рабочего тиристора $B2$ отпираются тиристоры $B8$ и $B7$, и процесс повторяется.

Для рассматриваемого типа инверторов характерным является многократный заряд и разряд конденсатора C за один период (для однофазной схемы — четырехкратный, для трехфазной — шестикратный). В связи с этим такие инверторы применяются на низких частотах. Ксмутирующий конденсатор C в данной схеме используется эффективно. В приведенной схеме коммутирующее устройство используется для одновременной коммутации тока во всех тиристорах анодной или катодной группы m -фазного инвертора.

Для повышения коммутационной устойчивости инвертора при уменьшении напряжений источника питания и увеличении тока нагрузки в схеме так же, как и у инвертора с пофазной двухступенчатой коммутацией, можно обеспечить независимость напряжения на коммутирующем конденсаторе от напряжения питания. Благодаря этому инвертор может быть использован в преобразователе частоты с амплитудным регулированием выходного напряжения для питания глубокорегулируемого электропривода.

В инверторах напряжения с групповой коммутацией (рис. 23.14, в) анодная ($B1$, $B3$) и катодная ($B2$, $B4$) группы рабочих тиристоров имеют свой отдельный групповой коммутирующий узел: $C1$, $L_{к1}$, $B5$ и $C2$, $L_{к2}$, $B6$. Диоды $D5$, $D6$ и дроссели $L_{з1}$, $L_{з2}$ предназначены для заряда коммутирующих конденсаторов $C1$ и $C2$. Для нормальной работы схемы необходимо, чтобы зарядные дроссели имели индуктивность, намного превышающую индуктивность коммутирующих дросселей, т. е. $L_3 \gg L_k$.

Для запираания анодной группы тиристоров отпирается коммутирующий тиристор $B5$ и к коммутирующему дросселю $L_{к1}$ прикладывается импульс напряжения при перезаряде конденсатора $C1$, а к тиристорам $B1$, $B3$ — импульс обратного напряжения, запирающий отпертый тиристор. Аналогично происходит запираание рабочих тиристоров катодной группы. Контур перезаряда коммутирующих конденсаторов на интервале коммутации отделен от цепи нагрузки запертым рабочим тиристором и ток нагрузки не участвует в перезаряде конденсатора.

Угол запираания

$$\beta = \omega_0 t_C = \arctg [(\varepsilon \sqrt{\varepsilon^2 + \chi^2 - 1} - \chi) / (\chi \sqrt{\varepsilon^2 + \chi^2 - 1} + \varepsilon)],$$

где $\chi = \rho I_n / U$; $\rho = \sqrt{L/C}$; $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$; $\varepsilon = (U_{C0} + U)/U$.

7. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ С НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Различают два типа преобразователей частоты: с промежуточным звеном постоянного тока и с непосредственной связью питающей сети и цепи нагрузки.

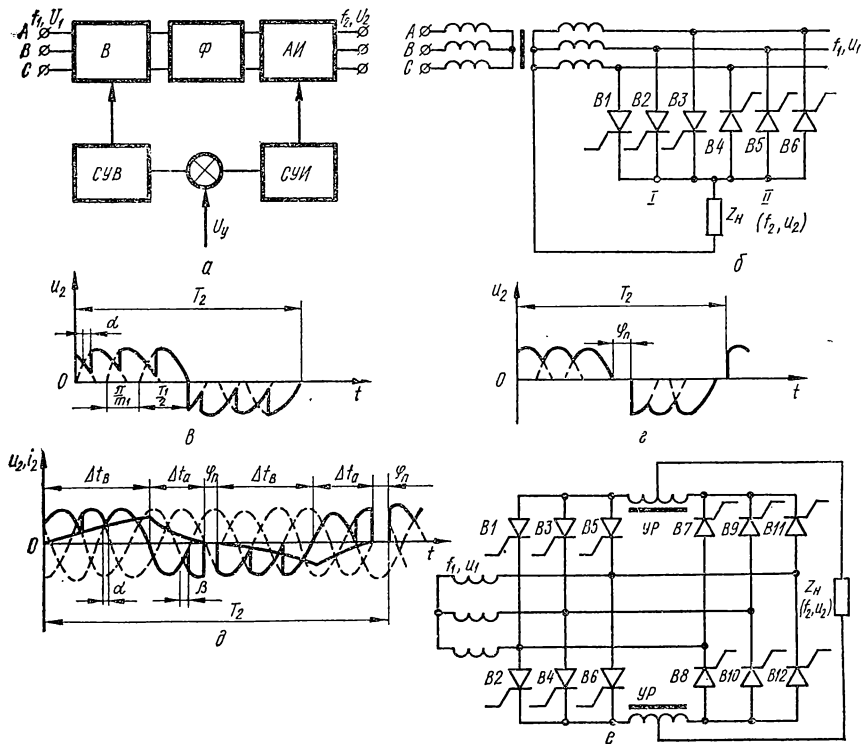


Рис. 23.15. Преобразователи частоты:

a — структурная схема преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока; *б* — с непосредственной связью и естественной коммутацией по схеме с нулевым выводом; *в*, *г*, *д* — временные диаграммы выходного напряжения и тока; *е* — непосредственный преобразователь с естественной коммутацией по мостовой схеме

В преобразователе частоты с промежуточным звеном постоянного тока (рис. 23.15, *a*) переменное напряжение питающей сети выпрямляется с помощью управляемого выпрямителя *B*, фильтруется *LC*-фильтром *Ф* и подается на автономный инвертор *АИ*. Функции регулирования частоты выходного напряжения осуществляет инвертор, а регулирование напряжения — выпрямитель.

Иногда обе функции выполняет инвертор, а выпрямитель является неуправляемым.

Преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного тока позволяют регулировать выходную частоту с помощью системы управления инвертора *СУИ* в широком диапазоне как вверх, так и вниз от частоты питающей сети. В качестве автономного инвертора может быть использована одна из ранее рассмотренных схем инверторов. Данный тип преобразователей частоты проще, чем преобразователи с непосредственной связью.

Недостатком преобразователей частоты с промежуточным звеном постоянного тока является двойное преобразование энергии, что приводит к уменьшению КПД, а также увеличению установленной мощности и веса преобразователя.

Преобразователи частоты с непосредственной связью могут выполняться с естественной и искусственной коммутацией.

На рис. 23.15, б показана схема преобразователя с естественной коммутацией, осуществляющая преобразование трехфазного тока с частотой f_1 в однофазный ток с частотой f_2 . Преобразователь состоит из двух трехфазных схем выпрямления, одна из них присоединена к фазам трансформатора анодами (I), а вторая — катодами (II). Работу схемы рассмотрим при следующих допущениях: нагрузка активная, потери в вентилях и трансформаторе отсутствуют. Положительный полупериод выходного напряжения формируется при поочередной подаче отпирающих импульсов на тиристоры группы I (*B1—B3*), отрицательный — при поочередной подаче отпирающих импульсов на тиристоры группы II (*B4—B6*). Открывая поочередно вентили групп I и II, получаем на выходе переменное напряжение с частотой f_2 (рис. 23.15, в). Выходное напряжение на нагрузке

$$U_2 = \frac{m_1}{\pi} \sqrt{2} U_{1\phi} \sin \frac{\pi}{m_1} \cos \alpha,$$

где m_1 — число фаз первичной сети; α — угол регулирования выпрямителя.

Из рис. 23.15, в видно, что частота выходного напряжения ниже, чем частота питающей сети f_1 и что $T_2/2 = T_1/2 + nT_1/m_1 = T_1 \times (1/2 + n/m_1)$, где $n = 0, 1, 2, 3 \dots$

Так как $f_1/f_2 = T_2/T_1 = (2n + m_1)/m_1$, то

$$f_2 = f_1 m_1 / (2n + m_1). \quad (23-23)$$

Из выражения (23-23) видно, что частота f_2 при $\varphi_n = 0$ зависит от частоты f_1 , числа фаз m_1 первичной сети и числа полуволн первичного напряжения $(n + 1)$. Регулирование частоты происходит дискретно. Для получения плавного регулирования частоты данного преобразователя необходимо вводить паузу между выключением

и включением групп I и II тиристоров (рис. 23.15, *е*). При этом выходная частота

$$f_2 = f_1 m_1 \pi / [\pi (2n + m_1) + \varphi_n m_1].$$

При работе преобразователя на активно-индуктивную нагрузку энергия, накопленная в магнитном поле нагрузки, может быть возвращена обратно в первичную сеть. Для этого тиристоры групп I и II переводятся в инверторный режим: первые — при отрицательном, вторые — при положительном напряжении (рис. 23.15, *д*). Перевод групп из выпрямительного режима в инверторный осуществляется системой управления при увеличении угла регулирования α до значений, больших 90° .

Непосредственное преобразование трехфазного тока с частотой f_1 в однофазный с частотой f_2 может быть выполнено и мостовой схемой (рис. 23.15, *е*). Преобразователь имеет две группы тиристоров: I ($B1-B6$) и II ($B7-B12$), включенных встречно-параллельно через уравнильные реакторы $УР$, которые предназначены для ограничения уравнильного тока во внутреннем контуре преобразователя. Уравнильный ток возникает вследствие того, что при согласованном управлении обеими группами тиристоров мгновенные значения ЭДС выпрямителя и инвертора не равны между собой, хотя их средние значения равны.

При активной нагрузке в течение одного полупериода выходной частоты открыты тиристоры группы I, а в течение другого — тиристоры группы II. При этом напряжение на нагрузке в два раза больше, чем в схеме рис. 23.15, *б*.

Для получения многофазного непосредственного преобразователя частоты необходимо взять m_2 схем, показанных на рис. 23.15, *б*, *е*. При этом импульсы управления соответствующих групп тиристоров должны быть сдвинуты на угол $2\pi/m_2$.

Недостатком рассмотренных схем непосредственных преобразователей частоты является низкий коэффициент мощности вследствие изменения угла регулирования и несинусоидальная форма кривой выходного напряжения, для улучшения которой должен быть применен фильтр, увеличивающий установленную мощность всего преобразователя. Данный тип преобразователя применяется в тех случаях, когда требуется низкая выходная частота напряжения (при $f_2 < f_1$), т. е. когда преобразователи с промежуточным звеном постоянного тока имеют значительные габаритные размеры.

На рис. 23.16, *а* показана схема преобразователя частоты с непосредственной связью, позволяющая получить выходную частоту f_2 как выше, так и ниже частоты питающей сети f_1 . Схема состоит из шести однофазных мостов, в диагональ которых включены транзисторы. Включение транзистора в диагональ диодного моста

эквивалентно ключу с двухсторонней проводимостью. Использование транзисторов в преобразователе частоты с непосредственной связью для получения частоты $f_2 > f_1$ позволило исключить сложные схемы искусственной коммутации, необходимые в случае применения в качестве ключей однооперационных или симметричных тиристоров.

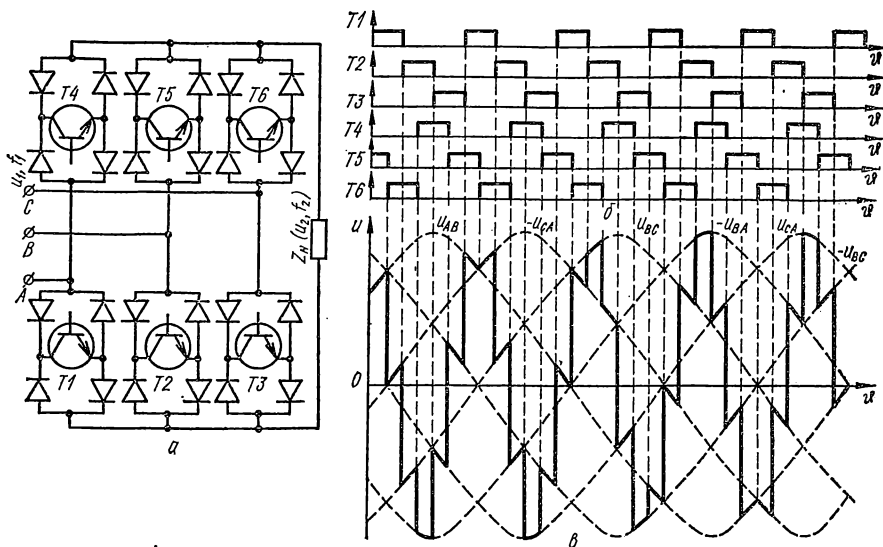


Рис. 23.16. Преобразователь с непосредственной связью и искусственной коммутацией (а); импульсы управления транзисторов (б) и кривые выходного напряжения преобразователя (в).

Импульсы управления (рис. 23.16, б) поступают на транзисторы таким образом, чтобы циклически подключать линейные напряжения к нагрузке. При этом на нагрузке формируется напряжение сложной формы (рис. 23.16, в) с частотой f_2 , превышающей f_1 .

Частоту f_1 в частоту f_2 можно преобразовать и при помощи автономных инверторов. При этом инверторы в преобразователе включаются встречно-параллельно, т. е. один работает при положительном, а второй — при отрицательном питающем напряжении.

8. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ АВТОНОМНЫМИ ИНВЕРТОРАМИ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ЧАСТОТЫ

Работа автономного инвертора и преобразователя частоты с искусственной коммутацией во многом определяется системой управления, вырабатывающей управляющие импульсы на включение вентилей с частотой, равной выходной частоте схемы.

Рассмотрим типовые системы управления параллельного инвертора с отсекающими диодами (см. рис. 23.13, а). Структурная схема системы (рис. 23.17, а) состоит из задающего генератора ЗГ, формирователя Φ , распределителя импульсов РИ и выходных усилителей У1—У6.

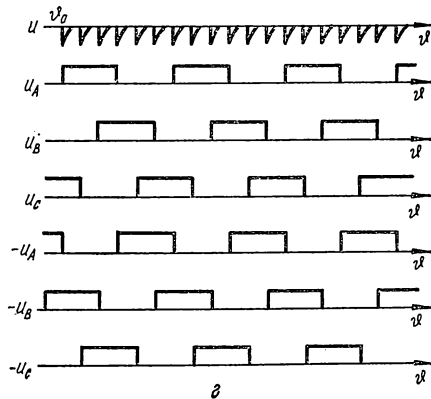
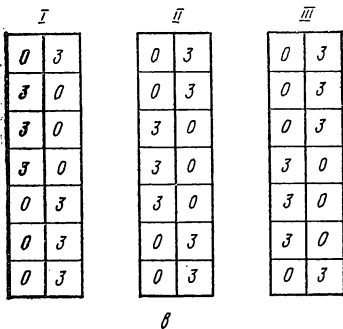
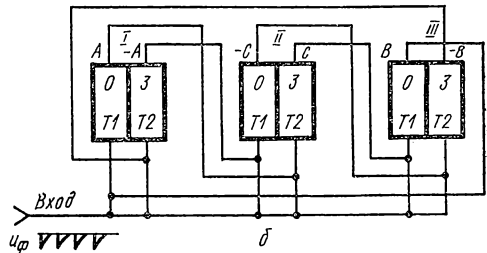
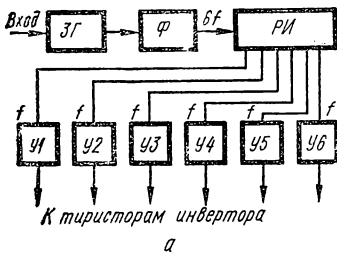


Рис. 23.17. Структурная схема системы управления трехфазного инвертора (а); распределитель импульсов на триггерах (б); таблица состояний триггеров (в) и временные диаграммы напряжений на коллекторах транзисторов триггеров распределителя импульсов (г).

Задающий генератор выполняется либо с нерегулируемой, либо с регулируемой частотой. В качестве ЗГ можно использовать однофазные RC- или LC-генераторы синусоидальных колебаний, многофазные RC-генераторы, мультивибраторы, блокинг-генераторы, генераторы на однопереходных транзисторах, кварцевые генераторы.

Применение того или другого типа задающего генератора зависит от диапазона изменения выходной частоты и ее стабильности. В настоящее время большое распространение получили задающие генераторы на однопереходных транзисторах.

Формирователь Φ формирует из синусоидального напряжения $3I$ прямоугольные импульсы. В качестве формирователя используются различные типы усилителей-ограничителей. Если в качестве $3I$ применяются генераторы прямоугольных импульсов, то формирователь отсутствует. Задающий генератор и формирователь, как правило, представляют собой одноканальную систему. Для работы трехфазного мостового инвертора требуется шесть одинаковых последовательностей импульсов, сдвинутых между собой во времени на угол $\pi/3$. Поэтому $3I$ вырабатывает напряжение с частотой, превышающей частоту выходного напряжения инвертора в 6 раз.

Распределитель импульсов PI распределяет поступающие на него импульсы с частотой $6f$ по шести каналам, так что на выходе каждого канала получаем частоту f , а сдвиг по фазе между каналами составляет $\pi/3$. В качестве распределителя импульсов используются кольцевые пересчетные схемы, выполненные на триггерах, на феррит-транзисторных или феррит-диодных ячейках, на однопереходных транзисторах, на динисторах или тиристорах, на магнитных элементах, на двухтактных автогенераторах и т. п. Принцип действия всех пересчетных схем одинаков и заключается в том, что они делят входную частоту в число раз, равное числу каналов управления.

Рассмотрим работу распределителя импульсов, состоящего из триггеров I , II , III (рис. 23.17, б).

Предположим, что в исходном состоянии (момент времени ϑ_0) левые транзисторы ($T1$) всех триггеров открыты (O), а правые ($T2$) — закрыты ($З$). При подаче на общий вход распределителя импульсов отрицательного (положительного) импульса от формирователя импульсов (u_Φ) произойдет переборс триггера I из первого состояния во второе, т. е. транзистор $T1$ закроется, а транзистор $T2$ откроется. Триггеры II и III останутся в прежнем состоянии ввиду того, что смещение на базе транзистора $T2$ триггера I оказывается больше по абсолютной величине, чем на других базах закрытых транзисторов триггеров II и III . Это происходит потому, что база транзистора $T2$ триггера I соединена с коллектором закрытого транзистора $T1$ триггера III , в то время, как базы остальных транзисторов соединены с коллектором открытых транзисторов.

После переборса триггера I напряжение на коллекторе транзистора $T2$ упадет практически до нуля, а напряжение на коллекторе $T1$ возрастет до напряжения источника питания. При этом отрицательное смещение на базе транзистора $T2$ триггера II увеличится по абсолютной величине по сравнению со всеми закрытыми транзисторами. Поэтому следующий импульс перебросит триггер II в противоположное состояние. Аналогично произойдет переборс триг-

гера III. В результате в выходных каналах $A, B, C, -A, -B, -C$ будут формироваться импульсы напряжения, сдвинутые по фазе.

На рис. 23.17, *в, г* показаны соответственно таблицы переброса триггеров и временные диаграммы напряжений на коллекторах отдельных транзисторов триггеров распределителя импульсов. Из диаграмм видно, что выходные напряжения u_A, u_B, u_C распределителя импульсов имеют прямоугольную форму и сдвинуты относительно друг друга на 120° , а напряжения $-u_A, -u_B, -u_C$ сдвинуты по отношению к указанным выше напряжениям соответственно на 180° .

Распределители импульсов с кольцевыми пересчетными схемами позволяют создать многофазную систему импульсов и четко фиксировать управляющие импульсы во времени.

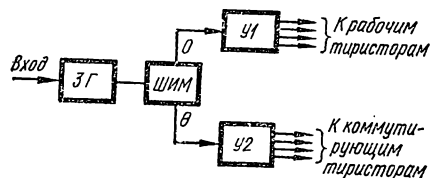


Рис. 23.18. Структурная схема системы управления однофазного мостового инвертора с широтно-импульсным регулированием выходного напряжения.

Многофазную систему импульсов можно получить и при помощи фазосдвигающих цепей, в которых используются различные реактивные элементы. Однако в этих случаях трудно обеспечить высокую симметрию управляющих импульсов, а следовательно, и выходных напряжений вентильного преобразователя. Кроме того, элементы

фазосдвигающих цепей нуждаются в индивидуальной настройке.

В случае, если выходное напряжение инвертора регулируется широтно-импульсным способом, в схему управления вводится широтно-импульсный модулятор (ШИМ). В качестве примера рассмотрим структурную схему системы управления однофазного мостового инвертора с широтно-импульсным регулированием выходного напряжения (рис. 23.18).

При таком регулировании выходного напряжения инвертора необходимо иметь две системы импульсов управления, сдвинутые на угол θ : одну для рабочих тиристоров, а другую — для коммутующих. Относительный сдвиг импульсов управления осуществляется с помощью ШИМ, представляющего собой фазосдвигающее устройство, выполненное на управляемых мультивибраторах с резистивно-емкостными или магнитными связями, на магнитных усилителях, на генераторах, использующих вертикальный или горизонтальный метод управления, на многоустойчивых фазоимпульсных элементах, на управляемых блокинг-генераторах, на однопереходных транзисторах и др.

Пример 1. Рассчитать преобразователь с самовозбуждением. Исходные данные: напряжение источника питания $U = 12,6$ В; напряжение на выходной обмотке преобразователя $U_{\text{вых}} = 20$ В; ток выходной обмотки преобразователя $I_{\text{вых}} = 1$ А; частота преобразования $f = 500$ Гц.

1. Так как напряжение источника питания низкое — до 25—30 В, а мощность мала — до 30—50 Вт, то выбираем двухтактную схему преобразователя напряжения (рис. 23.19).

2. Ток коллектора открытого транзистора

$$I_{\text{к. макс}} = \frac{U_{\text{вых}} I_{\text{вых}}}{\eta_{\text{п}} U} = \frac{20 \cdot 0,1}{0,85 \cdot 12,6} = 1,87 \text{ А,}$$

где $\eta_{\text{п}}$ — ориентировочное значение КПД преобразователя (при работе на выпрямитель $\eta_{\text{п}} = 0,75 \dots 0,85$; при работе на активную нагрузку $\eta_{\text{п}} = 0,85 \dots 0,95$). Величина КПД преобразователя уточняется в процессе расчета.

3. Амплитуда напряжения между эмиттером и коллектором транзисторов преобразователя

$$U_{\text{эк}} = 2,4 U_{\text{вых}} = 2,4 \cdot 20 = 48 \text{ В.}$$

4. По полученным значениям $I_{\text{к. макс}}$ и $U_{\text{эк}}$ выбираем транзистор типа П210Ш с параметрами: $I_{\text{к. доп}} = 9$ А; $U_{\text{эк. макс}} = 60$ В; $B_{\text{ст. мин}} = 25$; $B_{\text{ст. макс}} = 46$.

5. Ток коллектора открытого транзистора с учетом падения напряжения на транзисторе в состоянии насыщения

$$I_{\text{мако}} = \frac{U_{\text{вых}} I_{\text{вых}}}{\eta_{\text{п}} (U - \Delta U_{\text{эк}})} = \frac{20 \cdot 1}{0,85 (12,6 - 0,5)} = 1,95 \text{ А,}$$

для германиевых транзисторов $\Delta U_{\text{эк}} = 0,5$ В; для кремниевых транзисторов $\Delta U_{\text{эк}} = 1$ В.

6. Проверяем максимальную величину тока коллектора транзистора в момент переключения

$$I'_{\text{к. макс}} = I_{\text{к. макс}} K_{\text{I}} \delta_{\text{мин}} \frac{B_{\text{ст. макс}}}{B_{\text{ст. мин}}} = 1,95 \cdot 1,25 \cdot 1,5 \frac{46}{25} = 6,75 \text{ А,}$$

где $K_{\text{I}} \approx \frac{1}{(1 - 0,03 \sqrt{U})^2} = \frac{1}{(1 - 0,03 \sqrt{12,6})^2} = 1,25$ — коэффициент, учитывающий влияние инерционных свойств транзистора и величины коллекторного напряжения на амплитудное значение тока коллектора; $\delta_{\text{мин}} = \frac{I_{\text{б}} B_{\text{ст. мин}}}{I_{\text{к. макс}}}$ — минимальное значение коэффициента насыщения (обычно выбирается $\delta_{\text{мин}} =$

$= 1,3 \dots 1,5$).

Так как $I'_{\text{к. макс}} < I_{\text{к. доп}}$, то транзистор выбран правильно.

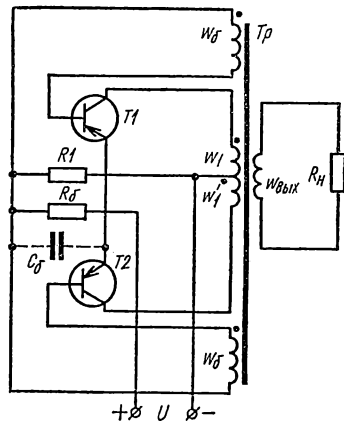


Рис. 23.19. Схема двухтактного преобразователя на транзисторах.

7. Выбираем для сердечника трансформатора пермаллой типа 34НКМП с толщиной ленты 0,1 мм. Для этого материала $B_m = 1,5$ Т. Магнитопровод трансформатора тороидальный.

8. Определяем типоразмер сердечника трансформатора

$$Q_{ст}Q_{ок} = \frac{P_{габ}}{2fB_mk_mk_{ст}\Delta_n\eta_{тр}} = \frac{1,3 \cdot 20 \cdot 1 \cdot 10^2}{2 \cdot 500 \cdot 1,5 \cdot 0,12 \cdot 0,88 \cdot 4 \cdot 0,85} = 4,8 \text{ см}^4,$$

где $Q_{ст}$, $Q_{ок}$ — сечение магнитопровода и площадь окна соответственно; $P_{габ}$ — габаритная мощность трансформатора; B_m — максимальное значение индукции в сердечнике; $k_m = 0,12$, $k_{ст} = 0,88$ — коэффициенты заполнения соответственно окна сердечника проводом и сердечника магнитопровода сталью (значения коэффициентов k_m и $k_{ст}$ берутся из табл. 23.1, 23.2); $\Delta_n = 4,0$ А/мм² — плотность тока в обмотках трансформатора; $\eta_{тр} = 0,75 \dots 0,95$ — КПД трансформатора.

Таблица 23.1

Толщина ленты магнитопровода, мм	0,02	0,05	0,08	0,1
Коэффициент заполнения $k_{ст}$	0,8	0,83	0,86	0,88

Таблица 23.2

Параметр	Суммарная мощность, снимаемая во вторичных обмоток, Вт			
	15	15—20	50—150	Свыше 150
Коэффициент заполнения k_m	0,1—0,12	0,14—0,16	0,16—0,18	0,2
Плотность тока в обмотках трансформатора, А/мм ²	5,0—4,5	4,5—3,0	3,0—2,5	2,5—2,0

Если выходная обмотка преобразователя нагружена на активное сопротивление или мостовой выпрямитель, то

$$P_{габ} = 1,3U_{вых}I_{вых}$$

Если нагрузкой преобразователя является двухполупериодный выпрямитель со средней точкой, то

$$P_{габ} = 2,1U_{вых}I_{вых}$$

По справочным таблицам выбираем ближайший больший магнитопровод ОЛП24/45 — 12,5 с площадью поперечного сечения $Q_{ст} = 1,31$ см².

9. Число витков половины коллекторной обмотки трансформатора преобразователя

$$\omega_1 = \frac{(U - \Delta U_{\text{ЭК}}) \cdot 10^4}{4fB_m Q_{\text{ст}} k_{\text{ст}}} = \frac{(12,6 - 0,5) \cdot 10^4}{4 \cdot 500 \cdot 1,5 \cdot 1,31 \cdot 0,88} \approx 35 \text{ витков.}$$

10. Число витков вторичной (выходной) обмотки

$$\omega_2 = \omega_{\text{вых}} = \frac{\omega_1 U_{\text{вых}}}{U - \Delta U_{\text{ЭК}}} = \frac{35 \cdot 20}{12,6 - 0,5} \approx 58 \text{ витков.}$$

11. Число витков базовой обмотки

$$\omega_6 = \frac{\omega_1 U_6}{U - \Delta U_{\text{ЭК}}} = \frac{35 \cdot 2,5}{12,6 - 0,5} \approx 7 \text{ витков,}$$

где $U_6 = 1,5 \dots 2,5$ В — напряжение на базовой обмотке.

12. Действующее значение токов обмоток трансформатора: коллекторной

$$I_{\text{к}} = \frac{I_{\text{к. макс}}}{\sqrt{2}} = \frac{1,95}{\sqrt{2}} \approx 1,4 \text{ А,}$$

базовой

$$I_6 = \frac{I_{\text{б. макс}}}{\sqrt{2}} = \frac{I_{\text{к. макс}} \delta_{\text{мин}}}{\sqrt{2} B_{\text{ст. мин}}} = \frac{1,95 \cdot 1,5}{\sqrt{2} \cdot 25} \approx 0,66 \text{ А.}$$

13. Диаметр провода обмоток трансформатора

$$\text{коллекторной } d_1 = 1,13 \sqrt{\frac{I_{\text{к}}}{\Delta_n}} = 1,13 \sqrt{\frac{1,4}{4}} = 0,67 \text{ мм;}$$

$$\text{базовой } d_6 = 1,13 \sqrt{\frac{I_6}{\Delta_n}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,66}{4}} = 0,138 \text{ мм;}$$

$$\text{выходной } d_{\text{вых}} = 1,13 \sqrt{\frac{I_{\text{вых}}}{\Delta_n}} = 1,13 \sqrt{\frac{1}{4}} = 0,565 \text{ мм.}$$

14. Величина сопротивления дополнительного резистора в базовых цепях транзисторов преобразователя

$$R_6 = \frac{(U_6 - U_{\text{эб}}) B_{\text{ст. мин}}}{I_{\text{к. макс}} \delta_{\text{мин}}} = \frac{(2,5 - 0,4) 25}{1,95 \cdot 1,5} = 18 \text{ Ом,}$$

где $U_{\text{эб}}$ — напряжение между эмиттером и базой транзистора.

15. Величина сопротивления делителя

$$R_1 = R_6 \frac{U_{\text{ср. мин}} - U_{\text{эб}}}{U_{R6}} = 18 \frac{12,6 - 0,4}{0,3} = 730 \text{ Ом,}$$

где $U_{R6} = 0,3$ В — напряжение смещения, равное падению напряжения на резисторе R_6 от тока делителя.

Для обеспечения надежного запуска преобразователя шунтируем резистор $R1$ делителя конденсатором (емкость конденсатора от единицы до десятков микрофарад).

16. Потери мощности в транзисторах преобразователя. Для транзисторов П210Ш $f_{\beta} = 5$ кГц. Тогда

$$\tau_{\beta} = \frac{1}{2\pi f_{\beta}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 5 \cdot 10^3} = 32 \cdot 10^{-6} \text{ с,}$$

где τ_{β} — время жизни неосновных носителей в базовой области транзистора.

Среднее значение мощности потерь в транзисторе при условии, что $P_{отс} \approx 0$,

$$\begin{aligned} P_{к} &= \frac{1}{2} I_{к. \text{ макс}} \Delta U_{\text{эк}} + U_{\text{макс}} I_{к. \text{ макс}} \tau_{\beta} f \gamma = \\ &= \frac{1}{2} \cdot 1,95 \cdot 0,5 + 12,6 \cdot 1,95 \cdot 32 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5 \cdot 10^3 \cdot 1,16 = \\ &= 0,94 \text{ Вт,} \end{aligned}$$

где $\gamma \approx 1 + \frac{0,2}{K_i} = 1 + \frac{0,2}{1,25} = 1,16$ — коэффициент, зависящий от схемы преобразователя и режима работы транзисторов.

По вычисленной рассеиваемой мощности рассчитываем необходимую поверхность теплоотводящего радиатора.

Пример 2. Рассчитать трехфазный транзисторный инвертор с независимым возбуждением.

Исходные данные: полная мощность нагрузки по первой гармонике $S_{(1)н} = 100$ ВА; линейное напряжение первой гармоники на нагрузке $U_{(1)2л} = 40$ В; коэффициент мощности нагрузки $\cos \varphi_{(1)} = 0,3$; напряжение источника питания $U = 27$ В; частота первой гармоники выходного напряжения $f = 500$ Гц; трансформатор инвертора выполнен по схеме λ/λ .

1. Действующее значение фазного синусоидального напряжения на нагрузке

$$U_{(1)2ф} = \frac{U_{(1)2л}}{\sqrt{3}} = \frac{40}{\sqrt{3}} = 23,1 \text{ В.}$$

2. Действующее значение фазного синусоидального тока нагрузки

$$I_{(1)2} = \frac{S_{(1)н}}{3U_{(1)2ф}} = \frac{100}{3 \cdot 23,1} \approx 1,45 \text{ А.}$$

3. Действующее значение фазного первичного напряжения (первой гармоники)

$$U_{(1)ф} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U = \frac{\sqrt{2}}{\pi} 27 = 12,1 \text{ В.}$$

4. Коэффициент трансформации инверторного трансформатора

$$n = \frac{U_{(1)2ф}}{U_{(1)ф}} = \frac{23,1}{12,1} = 1,91.$$

5. Действующее значение синусоидального первичного тока

$$I_{(1)1} = I_{(1)2} n = 1,45 \cdot 1,91 = 2,77 \text{ А.}$$

6. Значения $\cos \varphi$ и fT_H находим из графика рис. 23.20:

$$\cos \varphi = 0,28; \quad fT_H = 0,5.$$

7. Значение параметра нагрузки

$$k = \frac{1}{2fT_H \pi} = \frac{1}{2 \cdot 0,5 \cdot \pi} = 0,314.$$

8. Максимальное значение тока через транзисторы при $\cos \varphi \leq 0,53$

$$\begin{aligned} I_{\max} &= I_{(1)} \cdot 0,74 \frac{1 - a^2}{\cos \varphi_{(1)} (1 - a + a^2)} = \\ &= 2,77 \cdot 0,74 \frac{1 - 0,517}{0,3 (1 - 0,718 + 0,517)} \approx 4 \text{ A}, \end{aligned}$$

$$\text{где } a = e^{-\frac{0,314\pi}{3}} = 0,718; \quad a^2 = 0,517.$$

9. Действующее значение несинусоидального первичного фазного тока

$$\begin{aligned} I_{1\phi} &= 1,05 I_{(1)} \frac{\cos \varphi}{\cos \varphi_{(1)}} = \\ &= 1,05 \cdot 2,77 \cdot \frac{0,28}{0,3} = 2,7 \text{ A}. \end{aligned}$$

10. Действующее значение несинусоидального фазного тока нагрузки

$$I_{2\phi} = I_{1\phi} / n = 2,7 / 1,91 = 1,4 \text{ A}.$$

11. Среднее значение тока источника питания

$$I_{\text{ср}} = 1,48 I_{(1)} \frac{\cos^2 \varphi}{\cos \varphi_{(1)}} = 1,48 \cdot 2,77 \frac{0,28^2}{0,3} = 1,07 \text{ A}.$$

12. Действующее значение фазного несинусоидального первичного напряжения

$$U_{1\phi} = \frac{\sqrt{2}}{3} U_{\phi} = \frac{\sqrt{2}}{3} 27 = 12,7 \text{ В}.$$

13. Действующее значение фазного несинусоидального напряжения на нагрузке

$$U_{2\phi} = U_{1\phi} n = 12,7 \cdot 1,91 = 24,2 \text{ В}.$$

14. Выходная мощность несинусоидального тока и напряжения

$$S_2 = 3 U_{2\phi} I_{2\phi} = 3 \cdot 24,2 \cdot 1,4 \approx 102 \text{ Вт}.$$

15. Мощность несинусоидального тока и напряжения на первичной стороне трансформатора

$$S_1 = 3 U_{1\phi} I_{1\phi} = 3 \cdot 12,7 \cdot 2,7 \approx 102 \text{ Вт}.$$

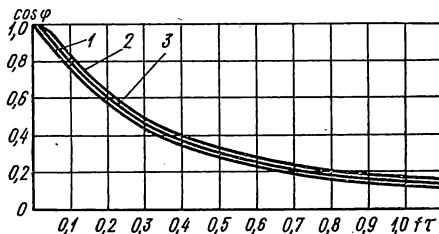


Рис. 23.20. Кривые зависимости $\cos \varphi = F(fT_H)$:

1 — для однофазного инвертора; 2 — для синусоидального напряжения; 3 — для трехфазного инвертора.

16. Типовая мощность трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{102 + 102}{2} = 102 \text{ Вт.}$$

17. Активное сопротивление фазы нагрузки

$$R_H = \frac{U_{(1) 2\phi}}{I_{(1) 2\phi}} \cos \varphi_{(1)} = \frac{23,1}{1,45} \cdot 0,3 = 4,8 \text{ Ом.}$$

18. Приведенное сопротивление фазы нагрузки (активное)

$$R'_H = R_H/n^2 = 4,8/1,91^2 = 1,32 \text{ Ом.}$$

19. Базисный ток

$$I_0 = U/3R'_H = 27/3 \cdot 1,32 = 6,8 \text{ А.}$$

20. Среднее значение тока обратных диодов

$$I_{\text{а. д}} = I_0 I/I_m = 6,8 \cdot 0,1 = 0,68 \text{ А,}$$

где I/I_m для $\cos \varphi = 0; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 1,0$ соответственно составляют 0,14; 0,11; 0,08; 0,05; 0,02; 0[28].

На основании расчета выбираем для инвертора: транзисторы типа КТ803А ($I_{\text{к. макс}} = 10 \text{ А; } U_{\text{эк. макс}} = 80 \text{ В}$); диоды типа КД202Б ($I_{\text{а. доп}} = 1,0 \text{ А; } U_{\text{обр. доп}} = 50 \text{ В}$).

Трансформатор и источник питания рассчитываются известными методами.

21. Емкость конденсатора на входе инвертора

$$\begin{aligned} C_0 &= \frac{U\tau}{3R'_H \Delta U_C} \left[2 \ln \frac{(1+a)^2}{(1+a^3)} + \frac{(1-2a)(1-a^2)}{(1+a^3)} \right] = \\ &= \frac{27 \cdot 1000 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 1,32 \cdot 2,7} \left[2 \ln \frac{(1+0,718)^2}{1+0,37} + \frac{(1-2 \cdot 0,718)(1-0,517)}{1+0,37} \right] = \\ &= 3500 \text{ мкФ,} \end{aligned}$$

где $\tau = \frac{fT_H}{f} = \frac{0,5}{500} = 1000 \text{ мкс; } \Delta U_C \leq 0,1U = 2,7 \text{ В.}$

Пример 3. Рассчитать однофазный инвертор тока. Исходные данные: напряжение на нагрузке $U_H = 150 \text{ В}$; ток нагрузки $I_H = 5 \text{ А}$; диапазон изменения нагрузки (2—7) А; выходная частота $f = 50 \text{ Гц}$; коэффициент мощности нагрузки $\cos \varphi = 0,5$.

1. Выбираем однофазную мостовую схему инвертора тока, для которой коэффициент $a = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$ (рис. 23.2, а).

2. Максимальная активная мощность на выходе инвертора

$$P_H = \frac{U_H I_H \cos \varphi}{\eta_H} = \frac{150 \cdot 7 \cdot 0,5}{1} = 525 \text{ Вт,}$$

где η_H — КПД инверторного трансформатора (обычно его значение находится в пределах 0,8—0,9). Выбираем бестрансформаторный вариант инвертора, т. е. $\eta_H = 1,0$.

3. Пренебрегая потерями в инверторе, имеем

$$P_{\text{ср}} = P_H = 525 \text{ Вт.}$$

На основании требуемой активной мощности $P_{\text{ср}}$ рассчитывается выпрямитель, питающий инвертор.

4. Необходимый угол запаривания

$$\beta = 360^\circ \frac{t_C}{I(f=50 \text{ Гц})} = 360 \frac{30}{2000} \approx 0,54^\circ,$$

где время t_C должно быть не менее времени восстановления для тиристорov.

Обычно выбирают $t_C = (1,5 \dots 20) t_{\text{вос}}$.

Принимаем $t_C = 30$ мкс; $\beta = 2^\circ$.

5. Напряжение на входе инвертора

$$U = \frac{U_n \cos \beta n}{a} = \frac{150 \cdot 1 \cdot 1 \cdot 2 \sqrt{2}}{\pi} = 135 \text{ В},$$

где n — коэффициент трансформации инверторного трансформатора. Так как инвертор не имеет трансформатора, то $n = 1$.

6. Ток коммутирующего конденсатора

$$I_C = I_n \sin \varphi + I_n \cos \varphi \operatorname{tg} \beta = 7 \cdot 0,866 + 7 \cdot 0,5 \cdot 0,035 \approx 6,2 \text{ А}.$$

7. Входной ток инвертора

$$I_{\text{ср}} = \frac{P_{\text{ср}}}{U} = \frac{I_n \cos \varphi a n}{\cos \beta} = \frac{525}{135} \approx 3,9 \text{ А}.$$

8. Средний ток тиристорov инвертора

$$I_a = I_{\text{ср}}/2 = 3,9/2 = 1,45 \text{ А}.$$

9. Максимальное напряжение на тиристорах и коммутирующем конденсаторе

$$U_{B \text{ макс}} = U_{C \text{ макс}} \approx 2U = 2 \cdot 135 = 270 \text{ В}.$$

10. Выбор тиристорov. Средний ток

$$I'_a = K_{з.т} I_a = 2 \cdot 1,45 = 3,9 \text{ А},$$

где $K_{з.т} = (1,8 \dots 2,0)$ — коэффициент запаса по току.

Максимальное прямое напряжение

$$U'_{\text{пр. макс}} \approx U_{\text{пр. макс}} K_{з.н} = 1,5 \cdot 270 = 405 \text{ В},$$

где $K_{з.н} = (1,3 \dots 1,5)$ — коэффициент запаса по напряжению. Выбираем тиристор ТЧ-10-5.

11. Мощность конденсаторной батареи

$$Q_C = P_{\text{ср}} (\operatorname{tg} \varphi + \operatorname{tg} \beta) = 525 (1,732 + 0,035) = 925 \text{ вар}.$$

12. Емкость коммутирующего конденсатора

$$C = \frac{Q_C}{U_n^2 \omega} = \frac{I}{\omega U_n} = \frac{925}{150^2 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50} \approx 130 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 130 \text{ мкФ}.$$

Выбираем конденсаторы типа МБГЧ с рабочим напряжением 500 В. Для обеспечения требуемой емкости коммутирующего конденсатора включаем 33 конденсатора емкостью 4 мкФ параллельно.

13. Действующее напряжение на дросселе

$$U_L = \sqrt{U_n^2 - U^2} = U \sqrt{\frac{1,23}{\cos^2 \beta}} = \sqrt{150^2 - 135^2} \approx 65 \text{ В}.$$

14. Типовая мощность дросселя

$$S_L = 0,5I_{cp}U_L = 0,5I_{cp}U \sqrt{\frac{1,23}{\cos^2 \beta}} = 0,5 \cdot 3,9 \cdot 65 = 127 \text{ В} \cdot \text{А},$$

где коэффициент 0,5 введен по той причине, что расчет дросселей производится по формулам для расчета трансформаторов.

15. Индуктивность дросселя

$$\begin{aligned} L &\approx \frac{2,22U}{\omega q I_{cp} \cos \beta} \sqrt{0,095 - 0,072 \cos^2 \beta} = \\ &= \frac{2,22 \cdot 135}{2\pi \cdot 50 \cdot 0,2 \cdot 3,91} \sqrt{0,095 - 0,072 \cdot 1^2} = 0,185 \text{ Г}, \end{aligned}$$

где $q = 0,2$ — коэффициент пульсаций входного тока.

Пример 4. Рассчитать однофазный резонансный последовательный инвертор.

Исходные данные: выходная мощность $S_n = 900 \text{ В} \cdot \text{А}$; пределы изменения выходной мощности (75—110) %; выходное напряжение $U_n = 127 \text{ В}$; коэффициент мощности нагрузки $\cos \varphi = 0,7$; выходная частота $f = 500 \text{ Гц}$.

1. Выбираем схему инвертора (рис. 23.9, б).

2. Номинальный ток нагрузки

$$I_n = \frac{S_n}{U_n} = \frac{900}{127} = 7,1 \text{ А}.$$

3. Полное активное и реактивное сопротивления нагрузки

$$\begin{aligned} Z_n &= U_n / I_n = 127 / 7,1 \approx 18 \text{ Ом}; \\ R_n &= Z_n \cos \varphi = 18 \cdot 0,7 = 12,6 \text{ Ом}; \\ X_n &= Z_n \sin \varphi = 18 \cdot 0,71 = 12,8 \text{ Ом}. \end{aligned}$$

4. Принимаем при номинальной нагрузке инвертора режим естественной коммутации $\omega/\omega_0 = 0,9$, тогда

$$\omega_0 = \omega / 0,9 = 2\pi f / 0,9 = 2\pi \cdot 500 / 0,9 = 3490.$$

5. Принимаем добротность контура при номинальной нагрузке $Q = 2$ ($Q = 2 \dots 5$, большему значению Q соответствует большее схемное время записания $t_{в.сх}$ и большая установленная мощность элементов схемы), тогда общая индуктивность инвертора

$$L_{общ} = L_n + L_i = \frac{QR_n}{\omega_0} = \frac{2 \cdot 18 \cdot 10^3}{3490} = 10,3 \text{ мГ}.$$

6. Индуктивность нагрузки

$$L_n = \frac{X_n}{\omega} = \frac{12,8 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 500} \approx 4,1 \text{ мГ}.$$

7. Индуктивность коммутирующего дросселя

$$L = L_i = L_2 = L_{общ} - L_n = 10,3 - 4,1 = 6,2 \text{ мГ}.$$

8. Емкость конденсатора

$$C = \frac{10^6}{L_{\text{общ}} \left(\omega_0^2 + \frac{R_H^2}{4L_{\text{общ}}^2} \right)} = \frac{10^6}{10,3 \cdot 10^{-3} \left(3490^2 + \frac{12,6^2}{4 \cdot 10,3^2 \cdot 10^{-6}} \right)} \approx$$

$$\approx 8 \text{ мкФ.}$$

Емкость каждого конденсатора в схеме рис. 23,9, б

$$C_1 = C_2 = \frac{C}{2} = 4 \text{ мкФ.}$$

9. Время и угол задержки

$$t_\alpha = \frac{\pi}{\omega} - \frac{\pi}{\omega_0} = \frac{\pi}{3140} - \frac{\pi}{3490} = 100 \text{ мкс;}$$

$$\beta_\alpha = \omega t_\alpha \frac{180^\circ}{\pi} = 3140 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \frac{180^\circ}{\pi} = 18^\circ.$$

10. Примем схемное время запирання $t_{\text{в. сж}} = (1,5 \dots 2,0) t_{\text{вос}}$, т. е. $t_{\text{в. сж}} = 60 \text{ мкс}$. Тогда угол восстановления

$$\beta_{\text{в}} = \omega t_{\text{в. сж}} \frac{180^\circ}{\pi} = 3140 \cdot 60 \cdot 10^{-6} \frac{180^\circ}{\pi} = 10,8^\circ.$$

Так как угол задержки β_α значительно превышает угол восстановления $\beta_{\text{в}}$, то определение собственного угла отключения β_x (угол, в течение которого на тиристоре поддерживается отрицательное напряжение, при отпирании очередного тиристора) для номинального режима не требуется.

11. При снижении нагрузки величины R_H и X_H возрастают, собственная частота падает, наступает граничный режим, а при дальнейшем снижении нагрузки — режим принудительной коммутации. В табл. 23.3 приведены результаты расчета ω/ω_0 для номинального режима, а также для $I_H = 110, 75$ и 50% от $I_{\text{н. ном}}$.

Таблица 23.3

$I_H, \text{ А}$	$Z_H, \text{ Ом}$	$R_H, \text{ Ом}$	$L_H, \text{ мГ}$	ω_0	$f_0, \text{ Гц}$	ω/ω_0	Характер режима коммутации
7,1	18	12,6	4,1	3490	560	0,9	Естественная
7,8	16,4	11,5	3,72	3560	570	0,885	»
5,35	24	16,8	5,5	3280	522	0,96	»
3,55	36	25,2	8,2	3080	492	1,02	Принудительная

12. Ток нагрузки, при котором угол отключения равен углу восстановления,

$$I_{\text{н. мин}} = \frac{\text{tg } \beta_x U_H \cos \varphi + U_H \sin \varphi}{X_C} =$$

$$= \frac{(0,19 \cdot 127 \cdot 0,7 + 127 \cdot 0,71) 8 \cdot 3140}{10^6} = 2,68 \text{ А.}$$

Так как при $I_H = 50\%$ ток $I_{H, \text{ном}} = 3,55$ А больше, чем $I_{H, \text{мин}}$, то коммутация в схеме инвертора при всех режимах работы будет надежной.

13. Напряжение на входе инвертора

$$U = \frac{1}{2\sqrt{2}} U_H \sqrt{\omega_0/\omega} \cos \varphi.$$

Значения U приведены в табл. 23.4.

14. Входной ток инвертора $I_a =$

$$= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_H \sqrt{\omega/\omega_0}.$$

Значения $I_{\text{ср}}$ приведены в табл. 23.4.

15. Средний ток тиристорov $I_a =$

$$= I_{\text{ср}} = 6,6 \text{ А}.$$

Таблица 23.4

$I_H, \text{ А}$	$\sqrt{\omega_0/\omega}$	$\sqrt{\omega/\omega_0}$	$U, \text{ В}$	$I_{\text{ср}}, \text{ А}$
7,1	1,05	0,95	130	6,07
7,8	1,06	0,94	132	6,6
5,35	1,02	0,98	126	4,72

16. Максимальные значения обратного и прямого напряжения определяем для режима наибольшей нагрузки ($I_H = 7,8$ А). Для данного режима $\omega_0 = 3560$; $L_H = 3,72$ мГ; $L_{\text{общ}} = L + L_H = 6,2 + 3,72 = 9,92$ мГ; $R_H = 11,5$ Ом;

$$Q = \frac{\omega_0 L_{\text{общ}}}{R_H} = \frac{3560 \cdot 9,92 \cdot 10^{-3}}{11,5} = 3,07;$$

$$\rho = \frac{1}{1 - e^{-\frac{\pi}{2Q}}} = \frac{1}{1 - e^{-\frac{\pi}{2 \cdot 3,07}}} = 2,5;$$

$$U_{\text{обр. макс}} = U \left(2\rho \frac{L}{L + L_H} - 1 \right) = 132 \left(2 \cdot 2,5 \frac{6,2}{9,92} - 1 \right) = 280 \text{ В};$$

$$U_{\text{пр. макс}} = 2U\rho \frac{L}{L + L_H} = 132 \cdot 2 \cdot 2,5 \cdot \frac{6,2}{9,92} = 413 \text{ В}.$$

17. Выбор тиристорov. Средний ток

$$I'_a = K_{\text{з. т}} I_a = 2 \cdot 6,6 = 13,2 \text{ А}.$$

Максимальное прямое напряжение $U'_{\text{пр. макс}} = 1,5 \cdot 413 = 620$ В. Выбираем тиристор ТЧ-25-7.

18. Максимальное напряжение на коммутирующих конденсаторах

$$U_{C \text{ макс}} = QU_H = 3,07 \cdot 127 = 390 \text{ В}.$$

В связи с тем, что допустимое рабочее напряжение конденсаторов типа МБГЧ на частоте 500 Гц должно быть снижено на 50% по сравнению с допустимым рабочим напряжением на частоте 50 Гц, для коммутирующих конденсаторов $C_1 = C_2 = \frac{C}{2} = 4$ мкФ, выбираем конденсаторы МБГЧ с рабочим напряжением 1000 В и емкостью 1 мкФ. Для обеспечения требуемой емкости коммутирующего конденсатора соединяем 4 конденсатора параллельно.

19. Действующее значение тока через обмотки дросселя

$$I_L = I_{\text{ам}}/2 = 20,8/2 = 10,4 \text{ А},$$

где $I_{\text{ам}} = \pi I_{\text{ср}} = \pi \cdot 6,6 = 20,8$ А — амплитуда анодного тока тиристора.

Пример 5. Рассчитать однофазный инвертор напряжения.

Исходные данные: полная мощность нагрузки по первой гармонике $S_{(1)н} = 400$ В А; действующее значение напряжения первой гармоники на нагрузке $U_{(1)н} = 40$ В; коэффициент мощности нагрузки $\cos \varphi_{(1)} = 0,3$; напряжение источника питания $U = 100$ В; частота первой гармоники выходного напряжения $f = 500$ Гц.

1. Выбираем схему инвертора (рис. 23.11, а).

2. Действующее значение синусоидального тока нагрузки

$$I_{(1)н} = S_{(1)н}/U_{(1)н} = 400/40 = 10 \text{ А.}$$

3. Действующее значение напряжения на первичной обмотке трансформатора (первой гармоники)

$$U_{(1)1} = 2\sqrt{2}U/\pi = 2\sqrt{2} \cdot 100/\pi = 90 \text{ В.}$$

4. Коэффициент трансформации инверторного трансформатора

$$n = U_{(1)н}/U_{(1)1} = 40/90 = 0,445.$$

5. Действующее значение синусоидального тока первичной обмотки

$$I_{(1)1} = I_{(1)н}n/\sqrt{2} = 10 \cdot 0,445/\sqrt{2} = 3,16 \text{ А.}$$

6. Значение $\cos \varphi$ и fT_n находим из графика рис. 23.20. Для $\cos \varphi_{(1)} = 0,3$ $\cos \varphi = 0,25$; $fT_n = 0,5$.

7. Значение параметра нагрузки

$$k = 1/(2fT_n\pi) = 1/(2 \cdot 0,5\pi) = 0,314.$$

8. Максимальное значение тока нагрузки, приведенное к первичной обмотке трансформатора,

$$I'_{н. макс} = I'_{н0} = 1,11I_{(1)1} \frac{1 - a^3}{\cos \varphi_{(1)} (1 + a^3)} = \\ = 1,11 \cdot 3,16 \frac{1 - 0,37}{(1 + 0,37) 0,3} \approx 5,4 \text{ А,}$$

где $a = e^{-\frac{0,314\pi}{3}} = 0,718$; $a^3 = 0,37$.

9. Среднее значение тока источника питания

$$I_{ср} = 1,11I_{(1)1} \frac{\cos^2 \varphi}{\cos \varphi_{(1)}} = 1,11 \cdot 3,16 \frac{0,25^2}{0,3} = 0,73 \text{ А.}$$

10. Действующее значение несинусоидального первичного напряжения $U_1 = U = 100$ В.

11. Действующее значение несинусоидального напряжения на нагрузке $U_2 = U_1 n = 100 \cdot 0,445 = 44,5$ В.

12. Действующее значение несинусоидального тока нагрузки

$$I_2 = 1,11I_{(1)н} \frac{\cos \varphi}{\cos \varphi_{(1)}} = 1,11 \cdot 10 \frac{0,25}{0,3} = 9,25 \text{ А.}$$

13. Действующее значение несинусоидального тока первичной обмотки трансформатора

$$I_1 = I_2 n/\sqrt{2} = 9,25 \cdot 0,445/\sqrt{2} = 2,92 \text{ А.}$$

14. Выходная мощность несинусоидального тока и напряжения

$$S_2 = U_2 I_2 = 44,5 \cdot 9,25 = 411 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

15. Расчетная мощность первичной обмотки трансформатора

$$S_1 = 2U_1 I_1 = 2 \cdot 100 \cdot 2,92 = 594 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

16. Типовая мощность инверторного трансформатора

$$S_T = (S_1 + S_2)/2 = (594 + 411)/2 = 502,5 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

17. Активное сопротивление нагрузки

$$R_H = \frac{U_{(1)H}}{I_{(1)H}} \cos \varphi_{(1)} = \frac{40}{10} \cdot 0,3 = 1,2 \text{ Ом}.$$

18. Приведенное сопротивление нагрузки (активное)

$$R'_H = R_H/n^2 = 1,2/0,445^2 = 6,05 \text{ Ом}.$$

19. Базисный ток

$$I_0 = U/R'_H = 100/6,05 = 16,6 \text{ А}.$$

20. Среднее значение тока тиристорov

$$I_a = \frac{I_0}{2\pi} \left[\pi - \sigma - \frac{1 - a^3}{k(1 + a^3)} \right] = \frac{16,6}{2 \cdot 3,14} \left[\pi - 1,21 - \frac{1 - 0,37}{0,314(1 + 0,37)} \right] = 1,13 \text{ А},$$

где $\sigma = \frac{1}{k} \ln \frac{2}{1 + a^3} = \frac{1}{0,314} \ln \frac{2}{1 + 0,37} = 1,21.$

21. Среднее значение тока обратных диодов

$$I_a = \frac{I_0}{2\pi} \left[\frac{1 - a^3}{k(1 + a^3)} - \sigma \right] = \frac{16,6}{2 \cdot 3,14} \left[\frac{1 - 0,37}{0,314(1 + 0,37)} - 1,21 \right] = 0,66 \text{ А}.$$

22. Максимальное обратное напряжение на тиристорах и обратных диодах

$$U_{\text{обр. макс}} = 2U = 2 \cdot 100 = 200 \text{ В}.$$

23. Емкость коммутирующего конденсатора

$$C = \frac{I_{H0}' t_C}{1,7U} = \frac{5,4 \cdot 30 \cdot 10^{-6}}{1,7 \cdot 100} = 0,95 \text{ мкФ},$$

где $t_C = (1,5 \dots 2,0) t_{\text{вос}}$. Примем $t_C = 30 \text{ мкс}$, $C = 1 \text{ мкФ}$.

24. Индуктивность коммутирующего дросселя

$$L = \frac{U t_C}{0,425 I_{H0}'} = \frac{100 \cdot 30 \cdot 10^{-6}}{0,425 \cdot 5,4} = 1,3 \text{ мГ}.$$

25. Амплитуда первой гармоники напряжения на конденсаторе

$$U_{(1)m} = \frac{8U}{\pi} = \frac{8 \cdot 100}{\pi} = 255 \text{ В}.$$

Учитывая, что рабочее напряжение конденсатора при частоте 500 Гц должно быть снижено на 50%, выбираем конденсатор типа МБГЧ емкостью 1 мкФ с рабочим напряжением 750 В.

26. Скорость нарастания прямого напряжения на тиристорах

$$\frac{du}{dt} = 2,35 \frac{U}{t_C} = 2,35 \frac{100}{30 \cdot 10^{-6}} = 7,8 \text{ В/мкс.}$$

27. Скорость нарастания анодного тока при отпирании тиристорov

$$\left. \frac{di}{dt} \right|_{t=0} = \frac{2U}{L} = \frac{2 \cdot 100}{1300 \cdot 10^{-6}} = 0,155 \text{ А/мкс.}$$

28. На основании расчета выбираем: тиристоры типа ТЧ-10-4; диоды типа КД202Л.

29. Емкость конденсатора на входе инвертора

$$C_0 = \frac{UT_H}{R_H' \Delta U_C} \left(\frac{1 - a^3}{1 + a^3} - \ln \frac{2}{1 + a^3} \right) = \\ = \frac{100 \cdot 1000 \cdot 10^6}{6,05 \cdot 10} \left(\frac{1 - 0,37}{1 + 0,37} - \ln \frac{1}{1 + 0,37} \right) \approx 140 \text{ мкФ,}$$

где $T_H = \frac{lT_H}{j} = \frac{0,5}{500} = 0,001 \text{ с} = 1000 \text{ мкс}$; $\Delta U_C \leq 0,1U_{cp} = 10 \text{ В}$.

Пример 6. Рассчитать трехфазный инвертор напряжения с пофазной коммутацией (рис. 23.13, б). Исходные данные: полная мощность нагрузки по первой гармонике $S_{(1)H} = 2 \text{ кВ} \cdot \text{А}$; линейное напряжение первой гармоники на нагрузке $U_{(1)2л} = 380 \text{ В}$; коэффициент мощности нагрузки $\cos \varphi_{(1)} = 0,8$; напряжение источника питания $U_{cp} = 100 \text{ В}$; частота первой гармоники выходного напряжения $f = 50 \text{ Гц}$; трансформатор инвертора выполнен по схеме λ/λ .

1. Действующее значение фазного синусоидального напряжения на нагрузке

$$U_{(1)2ф} = U_{(1)2л} / \sqrt{3} = 380 / \sqrt{3} = 220 \text{ В.}$$

2. Действующее значение фазного синусоидального тока нагрузки

$$I_{(1)2ф} = \frac{S_{(1)H}}{3U_{(1)2ф}} = \frac{2000}{3 \cdot 220} = 30,4 \text{ А.}$$

3. Действующее значение фазного первичного напряжения (первой гармоники)

$$U_{(1)1ф} = \sqrt{2} U_{cp} / \pi = \sqrt{2} \cdot 100 / \pi = 45 \text{ В.}$$

4. Коэффициент трансформации инверторного трансформатора

$$n = U_{(1)2ф} / U_{(1)1ф} = 220 / 45 = 4,8.$$

5. Действующее значение синусоидального первичного тока

$$I_{(1)1} = I_{(1)2л} n = 30,4 \cdot 4,8 = 146 \text{ А.}$$

6. Значение $\cos \varphi$ и fT_H находим из графика рис. 23.20: $\cos \varphi \approx 0,75$; $fT_H = 0,12$.

7. Значение параметра нагрузки

$$k = 1/(2/T_H \pi) = 1/(2 \cdot 0,12\pi) = 1,32.$$

8. Максимальное значение тока через тиристоры

$$I_{\text{макс}} = 0,74 I_{(1)} \frac{(2-a)(1-a)}{\cos \varphi_{(1)}(1-a+a^2)} = 0,74 \cdot 146 \frac{(2-0,252)(1-0,252)}{0,8(1-0,252+0,064)} = 220 \text{ А},$$

$$\text{где } a = e^{-\frac{1,32\pi}{3}} = 0,252; \quad a^2 = 0,064.$$

9. Действующее значение несинусоидального первичного фазного тока

$$I_{1\phi} = 1,05 I_{(1)} \frac{\cos \varphi}{\cos \varphi_{(1)}} = 1,05 \cdot 146 \frac{0,75}{0,8} = 144 \text{ А}.$$

10. Действующее значение несинусоидального фазного тока нагрузки

$$I_{2\phi} = I_{1\phi}/n = 144/4,8 = 30 \text{ А}.$$

11. Среднее значение тока источника питания

$$I_{\text{ср}} = 1,48 I_{(1)} \frac{\cos^2 \varphi}{\cos \varphi_{(1)}} = 1,48 \cdot 146 \frac{0,75^2}{0,8} = 152 \text{ А}.$$

12. Действующее значение фазного несинусоидального первичного напряжения

$$U_{1\phi} = \sqrt{2} U_{\text{ср}}/3 = \sqrt{2} \cdot 100/3 = 47,2 \text{ В}.$$

13. Действующее значение фазного несинусоидального напряжения на нагрузке

$$U_{2\phi} = U_{1\phi} n = 47,2 \cdot 4,8 = 226 \text{ В}.$$

14. Типовая мощность трансформатора

$$S_T = S_1 = S_2 = 3U_{1\phi} I_{1\phi} = 3 \cdot 47,2 \cdot 144 = 2040 \text{ Вт}.$$

15. Начальное напряжение на коммутирующем конденсаторе

$$U_{C0} = 2U_{\text{ср}}(1+n^*) = 2 \cdot 100(1+0,1) = 220 \text{ В},$$

где $n^* = \omega_p/\omega_c = 0,05 \dots 0,25$ — коэффициент трансформации между рабочей обмоткой и обмоткой сброса.

16. Максимальное напряжение на диодах Д7 и Д8

$$U_{D \text{ макс}} = 2U_{\text{ср}} + U_{C0}/n^* = 2 \cdot 100 + 220/0,1 = 2400 \text{ В}.$$

17. Максимальное напряжение на диодах Д1 — Д6

$$U_{D \text{ макс}} = 2U_{\text{ср}} = 2 \cdot 100 = 200 \text{ В}.$$

18. Максимальное обратное и прямое напряжение на рабочих и коммутирующих тиристорах

$$U_{B \text{ макс}} = 2U_{\text{ср}}(1+n^*) = 2 \cdot 100(1+0,1) = 220 \text{ В}.$$

19. Активное сопротивление фазы нагрузки

$$R_H = \frac{U_{(1)2\phi}}{I_{(1)2\phi}} \cos \varphi_{(1)} = \frac{220}{30,4} \cdot 0,8 = 5,8 \text{ Ом}.$$

20. Приведенное сопротивление фазы нагрузки (активное)

$$R'_H = R_H/n^2 = 5,8/4,8^2 = 0,252 \text{ Ом.}$$

21. Базисный ток

$$I_0 = \frac{U_{\text{ср}}}{3R'_H} = \frac{100}{3 \cdot 0,252} = 132 \text{ А.}$$

22. Среднее значение тока обратных диодов

$$I_{\text{а.д}} = I_0 \frac{I}{I_m} = 132 \cdot 0,02 = 2,64 \text{ А,}$$

где I/I_m для $\cos \varphi_{(i)} = 0; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 1,0$ соответственно составляют 0,14; 0,11; 0,08; 0,05; 0,02; 0 [28].

23. Среднее значение тока рабочих тиристоров

$$I_{\text{а.б}} = I_0 I/I_m = 132 \cdot 0,27 = 35,6 \text{ А,}$$

где I/I_m для $\cos \varphi_{(i)} = 0; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 1,0$ соответственно составляют 0,15; 0,18; 0,23; 0,26; 0,27; 0,33.

24. Амплитуда перезарядного тока коммутирующего конденсатора

$$I_{m/I_{\text{макс}}} = \sqrt{1 + 4(\rho^*)^2(1 + n^*)^2} = 1,1 \dots 2$$

для минимального времени записания.

25. Относительное коммутационное сопротивление нагрузки

$$\rho^* = \sqrt{\frac{(I_m/I_{\text{макс}})^2 - 1}{4(1 + n^*)^2}} \sqrt{\frac{1,5^2 - 1}{4(1 + 0,1)^2}} = 0,54.$$

26. Угол запирания

$$\beta = \omega_0 t_C = \arctg 2\rho^*(1 + n^*) = \arctg 2 \cdot 0,54(1 + 0,1) \approx 63^\circ.$$

27. Собственная частота контура коммутации

$$\omega_0 = \frac{\beta}{t_C} = \frac{2\pi \cdot 63 \cdot 10^6}{360 \cdot 30} = 36600,$$

где $t_C = (1,5 \dots 2,0) t_{\text{вос}} = 30 \text{ мкс.}$

28. Волновое сопротивление контура коммутации

$$\rho_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{U_{\text{ср}}}{\rho^* I_{\text{макс}}} = \frac{100}{0,54 \cdot 220} = 0,84 \text{ Ом.}$$

29. Величина емкости коммутирующего конденсатора

$$C = \frac{1}{\omega_0 \rho_0} = \frac{10^6}{36600 \cdot 0,84} \approx 33 \text{ мкФ.}$$

30. Величина индуктивности коммутирующего дросселя

$$L = \frac{\rho_0}{\omega_0} = \frac{0,84}{36600} = 23 \cdot 10^{-6} \text{ Г} = 23 \text{ мкГ.}$$

31. Среднее значение тока коммутирующих тиристоров

$$I_{aB} \approx I_{\max} \frac{2I_C}{T} = 220 \frac{2 \cdot 30}{2000} = 6,6 \text{ А.}$$

32. Среднее значение тока сбрасывающих диодов

$$I_{a.d} \approx (0,1 \dots 0,2) I_{aB \text{ ком}} = 0,15 \cdot 6,6 \approx 1 \text{ А.}$$

33. На основании расчета выбираем: рабочие тиристоры ТЧ-100-3 с $I_{a. \text{ доп}} = 100 \text{ А}$; $U_{\text{обр. доп}} = 300 \text{ В}$; коммутирующие тиристоры ТЧ-16-3 с $I_{a. \text{ доп}} = 16 \text{ А}$; $U_{\text{обр. доп}} = 300 \text{ В}$; обратные диоды КД202Ж с $I_{a. \text{ доп}} = 3 \text{ А}$, $U_{\text{обр. доп}} = 300 \text{ В}$; сбрасывающие диоды КД202Р с $I_{a. \text{ доп}} = 3 \text{ А}$, $U_{\text{обр. доп}} = 600 \text{ В}$ — для обеспечения требуемого обратного напряжения включаем 4 диода последовательно; коммутирующие конденсаторы типа МБГЧ с рабочим напряжением 250 В — для обеспечения требуемой емкости включаем параллельно 3 конденсатора по 10 мкФ, один — 1 мкФ и один — 2 мкФ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Агаханян Т. М. Линейные импульсные усилители. М., «Связь», 1970. 471 с. с ил.
2. Агаханян Т. М. Основы транзисторной электроники. М., «Энергия», 1974. 256 с. с ил.
3. Андреев Ф. Ф. Электронные устройства автоматики и их расчет. М., «Машиностроение», 1971. 348 с. с ил.
4. Блантер С. Г. Промышленная электроника. М., «Недра», 1964. 368 с. с ил.
5. Векслер Г. С., Тетельбаум Я. И. Электропитание радиоустройств. Киев, «Техніка», 1966: 384 с. с ил.
6. Вишневикий А. И., Руденко В. С., Платонов А. П. Силовые ионные и полупроводниковые приборы. М., «Высшая школа», 1975. 386 с. с ил.
7. Гаврилэв С. Н., Никулин С. М. Микроэлектроника. М., «Энергия», 1970. 80 с. с ил.
8. Герасимов С. М., Мигулин И. Н., Яковлев В. Н. Основы теории и расчета транзисторных схем. М., «Сов. радио», 1963. 664 с. с ил.
9. Глазенко Т. А., Гончаренко Р. Б. Полупроводниковые преобразователи частоты в электроприводах. Л., «Энергия», 1969. 184 с. с ил.
10. Глазенко Т. А. Полупроводниковые преобразователи частоты в электроприводах. Л., «Энергия», 1973. 304 с. с ил.
11. Гольденберг Л. М. Импульсные и цифровые устройства. М., «Связь», 1973. 495 с. с ил.
12. Гольденберг Л. М. Теория и расчет импульсных устройств на полупроводниковых приборах. М., «Связь», 1969. 755 с. с ил.
13. Городецкий А. Ф., Кравченко А. Ф. Полупроводниковые приборы. М., «Высшая школа», 1967. 348 с. с ил.
14. Герохов В. А., Щедрин М. Б. Тиристоры в импульсных схемах. М., «Сов. радио», 1972. 304 с. с ил.
15. Грицевский П. М., Мамченко А. Е. Основы импульсной и вычислительной техники. М., «Сов. радио», 1974. 296 с. с ил.
16. Двухбазовые диоды в автоматике. М., «Энергия», 1972. 72 с. с ил. Авт.: А. Е. Ольсевич, В. В. Михайлов, В. И. Беличенко, Г. П. Фоменко.
17. Дзюбин И. И. Тиристоры в электрических схемах. М., «Энергия», 1972. 112 с. с ил.
18. Ерофеева И. А. Импульсные устройства на однопериодных транзисторах. М., «Связь», 1974. 72 с. с ил.

19. Захаров В. К. Электронные элементы автоматики. Л., «Энергия», 1967. 351 с. с ил.
20. Зи С. М. Физика полупроводниковых приборов. Пер. с англ. под ред. А. Ф. Трутко. М., «Энергия», 1973. 656 с. с ил.
21. Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я. Тиристорные и магнитные стабилизаторы напряжения. М., «Энергия», 1968. 112 с. с ил.
22. Исаков Ю. А., Платонов А. П. Тиристорные преобразователи повышенной частоты. Киев, «Техніка», 1976, 132 с. с ил.
23. Исаков Ю. А., Руденко В. С., Сердюк Г. Б. Основы промышленной электроники. К., «Техніка», 1969. 256 с. з ил.
24. Источники электропитания на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. Под ред. С. Д. Додика, Е. И. Гальперина. М., «Сов. радио», 1969. 448 с. с ил.
25. Ицхоки Я. С., Овчинников Н. И. Импульсные и цифровые устройства. М., «Сов. радио», 1972. 591 с. с ил.
26. Каганов И. Л. Промышленная электроника. М., «Высшая школа», 1968. 560 с. с ил.
27. Конев Ю. И. Полупроводниковые триоды в автоматике. М., «Сов. радио», 1960. 448 с. с ил.
28. Коссов О. А., Хасаев О. И. Полностью управляемые тиристоры в устройствах автоматики. М., «Энергия», 1970. 112 с. с ил.
29. Кузьмин В. А. Тиристоры малой и средней мощности. М., «Сов. радио», 1971. 184 с. с ил.
30. Лабунцов В. А., Ривкин Г. А., Шевченко Г. И. Автономные тиристорные инверторы. Л., «Энергия», 1967. 160 с. с ил.
31. Левичев В. Г. Транзисторные усилители. М., Воениздат, 1967. 207 с. с ил.
32. Миллер Е. В. Бесконтактные логические элементы на полупроводниках и их применение. Л., «Энергия», 1964. 82 с. с ил.
33. Мирдель Г. Электрофизика. Пер. с нем. под ред. В. И. Раховского. «Мир», 1972. 608 с. с ил.
34. Наумов Ю. Е. Интегральные логические схемы. М., «Сов. радио», 1970. 160 с. с ил.
35. Недолужко И. Г., Сергиенко Е. Ф. Однопереходные транзисторы. М., «Энергия», 1974. 104 с. с ил.
36. Новые полупроводниковые преобразовательные устройства. Под ред. И. М. Чиженко и В. С. Руденко. Киев, УкрНИИТИ, 1970. 80 с. с ил.
37. Пасынков В. В., Чиркин Л. К., Шинков Л. Д. Полупроводниковые приборы. Изд. 2-е. М., «Высшая школа», 1973. 398 с. с ил.
38. Пауль Р. Транзисторы. Пер. с нем. под ред. И. А. Палехова. М., «Сов. радио», 1973. 504 с. с ил.
39. Полевые транзисторы. Пер. с англ. под ред. С. А. Майорова. М., «Сов. радио», 1971. 376 с. с ил.
40. Подторапавлова Г. С., Удалов Н. П. Фототиристоры. М., «Энергия», 1971. 167 с. с ил.
41. Промышленная электроника. Киев, «Вища школа», 1975. 325 с. с ил. Авт.: Ю. А. Исаков, В. С. Руденко, В. В. Трифонюк, Е. Е. Юдин.
42. Руденко В. С., Денисов А. И. Импульсные преобразователи и стабилизаторы на тиристорах. Киев, «Техніка», 1972. 116 с. с ил.

43. Руденко В. С., Сенько В. И. Статичні перетворювачі на двоопераційних тиристорах. К., «Техніка», 1973. 130 с. з іл.
44. Русаков Е. В. Управляемые тиристорные выпрямители с несимметричными схемами. Саранск, Мордовское книжное издательство, 1973. 170 с. с ил.
45. Свечников Г. М., Сергеев Р. М., Трегуб И. К. Импульсные схемы на полупроводниках и ферритах. Под ред. Н. С. Спиридонова. М., Воениздат, 1972. 272 с. с ил.
46. Севин Л. Полевые транзисторы. Пер. с англ. под ред. Е. З. Мазеля. М., «Сов. радио», 1968. 184 с. с ил.
47. Скаржепа В. А., Морозов А. А. Устройства автоматики на тиристорах. К., «Техніка». 1974. 224 с. с ил.
48. Спиридонов Н. С. Основы теории транзисторов. Киев, «Техніка», 1975. 360 с. с ил.
49. Справочник по импульсной технике. Под ред. В. Н. Яковлева. Киев, «Техніка», 1970. 656 с. с ил. Авт.: В. Н. Яковлев, В. В. Воскресенский, А. А. Генис и др.
50. Справочник по цифровой вычислительной технике. Под ред. Б. Н. Малиновского. Киев, «Техніка», 1974. 512 с. с ил.
51. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Изд. 3-е. М., «Энергия», 1973. 608 с. с ил.
52. Стиоп Я. И. Расчет энергетических показателей тиристорных регуляторов переменного тока. — «Электротехника», 1973, № 5, с. 38—39 с ил.
53. Тиристоры. Технический справочник. Пер. с англ. Изд. 2-е. Под ред. В. А. Лабунцова, С. Г. Обухова, А. Ф. Свиридова. М., «Энергия», 1971. 560 с. с ил.
54. Транзисторные схемы автоматического управления. Проектирование и расчет. Под ред. Ю. И. Конева. М., «Сов. радио», 1967. 280 с. с ил. Авт.: С. Я. Борисов, С. С. Букреев, В. А. Головацкий и др.
55. Туннельные диоды и их применение в схемах переключения и устройствах СВЧ диапазона. Пер. с англ. под ред. А. А. Визеля. М., «Сов. радио», 1965. 184 с. с ил.
56. Управляемые полупроводниковые вентили. Пер. с англ. под ред. В. М. Тучкевича. М., «Мир», 1967. 456 с. с ил. Авт.: Ф. Джентри, Ф. Гутцвиллер, Н. Голоныйяк, Э фон Застров.
57. Федотов Я. А. Основы физики полупроводниковых приборов. Изд. 2-е. М., «Сов. радио», 1969. 592 с. с ил.
58. Филиппов А. Г., Белкин О. С. Проектирование логических узлов ЭВМ. М., «Сов. радио», 1973. 344 с. с ил.
59. Фотиев М. М., Силантьева А. В. Тиристорный блок переменного тока с опережающим коэффициентом мощности. — «Электротехника», 1972, № 11, с. 10—12 с ил.
60. Фролкин В. Т. Импульсные устройства. М., «Машиностроение», 1966. 447 с. с ил.
61. Цыкина А. В. Проектирование транзисторных усилителей. М., «Связь», 1965. 157 с. с ил.
62. Челноков В. Е., Евсеев Ю. А. Физические основы работы силовых полупроводниковых приборов. М., «Энергия», 1973. 280 с. с ил.
63. Чиженко И. М., Руденко В. С., Сенько В. И. Основы преобразовательной техники. М., «Высшая школа», 1974. 430 с. с ил.

64. Шагурин И. И. Транзисторно-транзисторные логические схемы. М., «Сов. радио», 1973. 160 с. с ил.
65. Шалимова К. В. Физика полупроводников. М., «Энергия», 1971. 312 с. с ил.
66. Шубенко В. А., Браславский И. Я. Тиристорный асинхронный электропривод с фазовым управлением. М., «Энергия», 1972. 200 с. с ил.
67. Юдин Е. Е., Спивак В. М., Трифонюк В. В. Авторское свидетельство № 363190. — «Бюллетень изобретений», 1973, № 3.
68. Юдин Е. Е., Трифонюк В. В. Авторское свидетельство № 252404. — «Бюллетень изобретений», 1969, № 29.
69. Юдин Е. Е., Трифонюк В. В. Авторское свидетельство № 258392. — «Бюллетень изобретений», 1969, № 31.
70. Яковлев В. Н. Импульсные генераторы на транзисторах. Киев, «Техніка», 1968. 443 с. с ил.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Автогенераторный режим 238
Алгебра логики 322
Баланс амплитуд 205
— фаз 205
Блокинг-генератор 303
— ждущий 310
— с длиной линии 309
— с общей базой 307
— с общим эмиттером 304
— с однопереходным транзистором 309
— с эмиттерным конденсатором 308
Болометр 116
Варикап 7, 21
Варистор 117
Вентиль силовой 9, 12
Видеоимпульс 228
Выпрямитель 353, 497
— внешняя характеристика 353, 361, 365, 372, 396, 406
— двухполупериодная схема 362, 391, 410
— коэффициент полезного действия 386
— несимметричная мостовая схема 402, 408
— мостовая схема 359, 369, 381, 402, 404, 416
— однополупериодная схема 355
— регулировочная характеристика 353
— системы управления дискретные 421
— — — цифровые 421
— способ управления вертикальный 420
— — — горизонтальный 419
— схемы выпрямления с умножением 373
Выпрямительные столбы 7, 19
Генератор гармонических колебаний:
— квазирезонансная частота 216, 218
— относительная нестабильность частоты 222
— процесс развития автоколебаний 205
— режимы работы 203
— с независимым возбуждением 201
— с самовозбуждением 204
— трехточечная схема автогенератора 209
— условия самовозбуждения 205
— частота колебаний 208, 212
Генератор пилообразного напряжения 313
— на однопереходных транзисторах 320
— на полевых транзисторах 320
— с зарядом конденсатора через резистор 315

- с компенсирующим источником напряжения 318
- с токостабилизирующим транзистором 316
- Датчик ЭДС Холла** 120
- Дешифратор** 344
- Динистор** 69
- Диод** 7
 - выпрямительный 9
 - излучающий 8
 - импульсный 18
 - интегральной схемы 82
 - обратный 485
 - обращенный 8, 24
 - отсекающий 502
 - сверхвысокочастотный 8, 20
 - с накоплением заряда 19
 - туннельный 22
 - универсальный 17
 - Шоттки 19, 81
- Дифференцирующая цепь** 238
- Добротность колебательного контура** 223
- Дрейф нуля УПТ** 179
- Дроссель сглаживающий** 363, 426
- Импульс:**
 - амплитуда 229
 - длительность 229
 - действующее значение 231
 - коэффициент заполнения 230
 - мощность 231
 - период повторения 230
 - скважность 230
 - спад вершины 229
 - среднее значение за период 230
 - — за время длительности импульса 230
 - частота повторения 230
- Импульсные устройства регенеративные** 233
- Инвертор** 471
 - автономный 471, 483
 - ведомый сетью 472
 - напряжения 478, 484, 498
 - опрокидывание 473
 - параллельный 491
 - последовательно - параллельный 497
 - последовательный 494
 - резонансный 479, 494
 - системы управления 511
 - схема двухполупериодная 472, 491, 498
 - — мостовая 477, 484, 487, 502, 505
 - тока 477, 491
 - характеристика внешняя 494, 496
 - — входная 475
- Интегральные схемы** 74
 - — классификация 74
 - — логические 334
 - — основные параметры 72
- Интегрирующая цепь** 242
- Ключи:**
 - идеальный 232
 - на параллельно включенных транзисторах 260
 - на составном транзисторе 264
 - транзисторный 251
 - с диодной фиксацией 258
 - с нелинейной обратной связью 259
 - с ускоряющим конденсатором 257
 - усилитель-ограничитель 267
 - условие насыщения 252
 - — отсечки 252
- Колебательная характеристика** 206
- Коммутация** 362, 384
- Конденсаторы интегральных схем** 85
- Коэффициент:**
 - заполнения импульсов 230
 - искажения 358
 - мощности 358
 - нелинейности пилообразного напряжения 313

- полезного действия выпрямителя 386
- пульсаций 353
- сглаживания 324
- сдвига фазы 358
- температурной нестабильности 146
- усиления 125
- фильтрации 324
- Лазеры** 105
- Линия формирующая** 243
 - — в согласованном режиме 249
 - — короткозамкнутая на конце 248
 - — разомкнутая на конце 245
 - — с распределенными параметрами 244
 - — с сосредоточенными параметрами 244
- Логические схемы** 329
 - — комбинированные 329, 331
- Логические элементы** 326
 - — магнито-полупроводниковые 332
- Модели:**
 - диода 25
 - тирстора 60
 - транзистора биполярного 44
 - лавинного 50
 - однопереходного 55
 - полевого 58
 - составного 48
- Мультивибратор** 286
 - на динисторах 295
 - на однопереходных транзисторах 294
 - на полевых транзисторах 293
 - с коллекторно-базовыми связями 288
 - с отсекающими диодами 292
 - с фиксирующими диодами 292
- Накопитель емкостный** 234
 - индуктивный 234
- Обратная связь в усилителях** 136
- Одновибратор** 286
 - на динисторах 301
 - на однопереходных транзисторах 300
 - на полевых транзисторах 299
 - на тиристорах 302
 - на транзисторах с разным типом проводимости 299
 - с коллекторно-базовыми связями 298
 - с эмиттерной связью 296
- Одновибраторный режим** 238
- Оптрон** 107
- Переключательные функции** 323
- Позистор** 116
- Преобразователь постоянного тока импульсный** 444
 - частоты 480, 508
- Радиоимпульс** 228
- Регуляторы переменного напряжения** 449
 - — тока 454
- Резисторы интегральных схем** 84
- Светодиод** 102
- Системы управления выпрямителя** 417
 - — инверторами 511
- Сканистор** 104
- Стабилизаторы напряжения** 455
- Стабилизация кварцевая** 224
- Стабилитрон** 14
 - двуханодный 16
- Стабистор** 16
- Степень насыщения** 254
- Сумматор** 348
- Схемы замещения транзистора** 45
- Счетчик** 347
- Терморезистор** 111
 - косвенного подогрева 115
 - прямого подогрева 112
- Тиристор** 56
 - запираемый 71
 - интегральной схемы 83
 - лавинный 70
 - симметричный 70

- с повышенным быстродействием 72
- цепь управления 68
- Транзистор:**
 - бездрейфовый 30
 - биполярный 27
 - групповой составной 264
 - дрейфовый 30
 - интегральной схемы 78
 - лавинный 49
 - однопереходный 54
 - полевой с управляющим *p-n*-переходом 51
 - с изолированным затвором 52
 - составной 48
- Триггер 270**
 - в интегральном исполнении 342
 - на диодах 282
 - на однопереходных транзисторах 282
 - на полевых транзисторах 281
 - на тиристорах 284
 - с автоматическим смещением 275
 - с внешним смещением 271
 - с нелинейной обратной связью 278
 - с эмиттерной связью 279
- Триггерный режим 237**
- Усилитель 121**
 - входное сопротивление 124
 - выходное сопротивление 124
 - двухтактный 171
 - дифференциальный 185
 - многокаскадный 158
 - нелинейные искажения 129
 - одноктактный 167
 - полоса пропускания 127
 - постоянного тока 179
 - характеристика амплитудная 128
 - — динамическая 131
 - — переходная 129
 - — фазовая 127
 - — частотная 126
- Фазирующая цепочка 211**
- Феррит-транзисторная ячейка 332**
- Фильтры:**
 - резонансный 430
 - сглаживающий 423
 - транзисторный 431
- Фотодиод 93**
- Фотоемкость 103**
- Фотопотенциометр 104**
- Фоторезистор 89**
- Фототиристор 97**
- Фототранзистор 95**
- Фотозлектронные приборы 85**
- Эмиттерный повторитель 155**

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
Предисловие	5
<i>Глава 1</i>	
Полупроводниковые диоды	
1. Классификация диодов	7
2. Выпрямительные диоды	9
3. Стабилитроны и стабилитроны	14
4. Универсальные, импульсные и сверхвысокочастотные диоды Варикапы	17
5. Туннельные и обращенные диоды	22
6. Модели диодов	25
<i>Глава 2</i>	
Транзисторы	
1. Классификация транзисторов	27
2. Принцип работы биполярных транзисторов	29
3. Статические вольт-амперные характеристики транзистора	31
4. Динамический режим работы транзистора	34
5. Зависимость параметров транзистора от режима работы и температуры	36
6. Параметры транзистора как активного линейного четырехполюсника	39
7. Эквивалентные схемы биполярных транзисторов	44
8. Составные транзисторы	48
9. Лавинные транзисторы	49
10. Полевые транзисторы	50
11. Однопереходные транзисторы	54
<i>Глава 3</i>	
Тиристоры	
1. Классификация тиристоров	56
2. Принцип работы тиристора	58
3. Коммутационные процессы в тиристорах	63
4. Параметры цепи управления тиристора	68
5. Разновидности тиристоров	69

Глава 4

Элементы интегральных схем

1. Классификация интегральных схем и их основные параметры	74
2. Активные элементы интегральных схем	78
3. Пассивные элементы интегральных схем	84

Глава 5

Фотоэлектронные приборы

1. Принцип работы, характеристики и параметры фотоэлектронных приборов	85
2. Фоторезисторы и вентильные фотоэлементы	89
3. Фотодиоды и фототриоды	93
4. Фототиристоры	97
5. Фотоэлектронные приборы специального назначения	102
6. Элементы оптоэлектроники	105

Глава 6

Полупроводниковые приборы специального назначения

1. Терморезисторы	111
2. Варисторы	117
3. Термоэлектрические приборы	118
4. Датчики ЭДС Холла	120
5. Тензодатчики	121

Глава 7

Классификация и основные характеристики усилителей

1. Процесс усиления и основные параметры усилителей	121
2. Динамические характеристики усилителей	130
3. Классы усиления	135
4. Обратные связи в усилителях	136

Глава 8

Каскады предварительного усиления

1. Выбор режима работы	141
2. Температурная стабилизация режимов работы	144
3. Основы расчета параметров усилительного каскада в режиме малого сигнала	147
4. Аналитический и графический расчет резистивных каскадов усиления ОЭ, ОБ, ОК	149
5. Многокаскадные усилители с RC -связью	158
6. Многокаскадные усилители с трансформаторной связью	159

Глава 9

Усилители мощности

1. Однотактные усилители мощности	167
2. Двухтактные усилители мощности	171

Глава 10

Усилители постоянного тока (УПТ)

1. Особенности построения УПТ	179
2. Усилители прямого усиления	180
3. Балансные схемы УПТ	182
4. УПТ с преобразованием	185

Глава 11

Избирательные усилители

1. Усилители с частотно-избирательной нагрузкой 190
2. Усилители с частотно-зависимой обратной связью 195

Глава 12

Генераторы гармонических колебаний

1. Назначение и классификация электронных генераторов 200
2. LC-генераторы с независимым возбуждением 201
3. LC-генераторы с самовозбуждением (автогенераторы) 204
4. Принципы построения RC-генераторов 210
5. RC-генераторы с фазовым сдвигом в цепи обратной связи 211
6. RC-генераторы без сдвига фазы в цепи обратной связи 215
7. Генераторы на туннельных диодах 220
8. Стабилизация частоты автогенераторов 222

Глава 13

Формирование и генерирование импульсов

1. Параметры импульсов 227
2. Принципы построения формирователей и генераторов импульсов 231
3. Дифференцирующие цепи 238
4. Интегрирующие цепи 242
5. Формирующие линии 243

Глава 14

Транзисторные ключи

1. Режим работы транзисторного ключа 251
2. Быстродействующие транзисторные ключи 257
3. Мощные транзисторные ключи 260
4. Транзисторный ключ — усилитель-ограничитель 267

Глава 15

Полупроводниковые триггеры

1. Транзисторный триггер с внешним и автоматическим смещением 270
2. Транзисторный триггер с нелинейной обратной связью 276
3. Способы запуска транзисторных триггеров 276
4. Несимметричный триггер с эмиттерной связью 279
5. Триггеры на полевых и однопереходных транзисторах 280
6. Триггеры на тиристорах 282

Глава 16

Мультивибраторы и одновибраторы

1. Мультивибраторы с коллекторно-базовыми связями 286
2. Мультивибраторы с улучшенной формой импульсов 292
3. Мультивибраторы на полевых и однопереходных транзисторах 293
4. Мультивибраторы на диносторах 295
5. Одновибратор с эмиттерной связью 296
6. Разновидности одновибраторов 298
7. Одновибраторы на полевых и однопереходных транзисторах 299
8. Одновибраторы на диносторах и тиристорах 301

Глава 17

Блокинг-генераторы и генераторы пилообразного напряжения

1. Автоколебательный блокинг-генератор	303
2. Модификации блокинг-генераторов	307
3. Ждущие блокинг-генераторы	310
4. Генераторы пилообразного напряжения	313
5. Генератор с зарядом конденсатора через резистор	315
6. Генератор с токостабилизирующим транзистором	316
7. Генератор с компенсирующим источником напряжения	318
8. Генераторы на полевых и однопереходных транзисторах	319

Глава 18

Логические элементы и схемы

1. Основные положения из алгебры логики	322
2. Схемы основных логических элементов в дискретном исполнении	325
3. Интегральные логические схемы	334
4. Узлы цифровых устройств	342

Глава 19

Неуправляемые выпрямители однофазного и трехфазного тока

1. Классификация и основные параметры выпрямителей	351
2. Неуправляемые однофазные выпрямители малой мощности при активной нагрузке	355
3. Неуправляемые однофазные выпрямители малой и большой мощности при активно-индуктивной нагрузке	361
4. Неуправляемые выпрямители при активно-емкостной нагрузке	369
5. Неуправляемые выпрямители трехфазного тока	375
6. Коэффициент полезного действия выпрямителей	386

Глава 20

Управляемые выпрямители

1. Способы регулирования напряжения выпрямителей	391
2. Управляемые однофазные выпрямители	391
3. Управляемые трехфазные выпрямители	402
4. Управляемые выпрямители со ступенчатым регулированием выходного напряжения	410
5. Управляемые выпрямители с тиристорами, включенными в первичную обмотку трансформатора	415
6. Системы управления выпрямительными устройствами	417

Глава 21

Сглаживающие фильтры

1. Основные понятия о сглаживающих фильтрах	423
2. Фильтры с пассивными RLC -элементами	425
3. Фильтры с активными элементами	431

Глава 22

Импульсные преобразователи и стабилизаторы напряжения

1. Особенности импульсного метода регулирования постоянного напряжения	442
2. Классификация широтно-импульсных преобразователей и их сравнительная оценка	444

3. Тиристорные регуляторы и контакторы переменного тока	449
4. Параметрические и компенсационные стабилизаторы напряжения и тока	455

Глава 23

Инверторы и преобразователи частоты

1. Общие сведения	471
2. Инверторы, ведомые сетью	472
3. Классификация автономных инверторов	476
4. Преобразователи с самовозбуждением	480
5. Инверторы на полностью управляемых вентилях	484
6. Инверторы на неполностью управляемых вентилях (однооперационных тиристорах)	491
7. Преобразователи частоты с независимым возбуждением	508
8. Системы управления автономными инверторами и преобразователями частоты	511
Л и т е р а т у р а	531
Предметный указатель	535



Юрий Андреевич Исаков,
канд. техн. наук,
Анатолий Петрович Платонов,
инж.,
Владимир Семенович Руденко,
канд. техн. наук,
Виталий Иванович Сенько,
канд. техн. наук,
Виктор Васильевич Трифонюк,
канд. техн. наук,
Евгений Евгеньевич Юдин,
канд. техн. наук

Редактор издательства
инж. *Л. О. Полянская*
Переплет художника
Е. В. Попова

Художественные редакторы
В. С. Шапошников, В. И. Прошутя
Технический редактор
С. В. Иванус
Корректор *Т. Е. Царинская*

Сдано в набор 26.IX.1975 г. Подписано к печати 13.IV.1976 г. Формат бумаги 60×84¹/₁₆, Бумага типографская № 1. Объем: 31.62 усл. печ. л.; 32,35 уч.-изд. л. Тираж 30000. Зак. № 5-458. БФ 11425. Цена 1 руб. 95 коп. Издательство «Техніка», 252601, Киев, 1, ГСП, Пушкинская, 28.

Книжная фабрика им. М. В. Фрунзе
Республиканского производственного объединения
«Полиграфкинг» Госкомиздата УССР.
Харьков, Донец-Захаржевская, 6/8.

