

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

---

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования  
«Пензенский государственный университет  
архитектуры и строительства»  
(ПГУАС)

## **ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ**

Допущено УМО вузов РФ по образованию в области  
транспортных машин и транспортно-технологических комплексов  
в качестве учебного пособия для студентов вузов,  
обучающихся по направлению подготовки бакалавров  
«Эксплуатация транспортно-технологических машин и комплексов»  
(профили подготовки «Автомобили и автомобильное хозяйство»  
и «Автомобильный сервис»)

Пенза 2013

УДК 621.537  
ББК 312  
О-75

Рецензенты: кафедра «Автономные информационные и управляющие системы» Пензенского государственного университета (зав. кафедрой кандидат технических наук, профессор А.А. Кичкидов); доктор технических наук, профессор А.И. Сидоров (Пензенский государственный университет); кандидат технических наук, доцент Пензенского государственного технологического университета А.Б. Терентьев

**Основы** электроники: учеб. пособие / Э.М. Пинт, И.Н. Петровнина, И.И. Романенко, К.А. Еличев. – Пенза: ПГУАС, 2013. – 208 с.  
**ISBN 978-5-9282-0985-8**

Излагается теоретический материал раздела «Электроника» курса «Электротехника и электроника», приводятся вопросы для самоконтроля.

Учебное пособие подготовлено на кафедре «Механизация и автоматизация производства» и предназначено для студентов, обучающихся по направлению подготовки бакалавров «Эксплуатация транспортно-технологических машин и комплексов» (профили «Автомобили и автомобильное хозяйство», «Сервис транспортных и технологических машин и оборудования»), а также для студентов других специальностей.

**ISBN 978-5-9282-0985-8**

© Пензенский государственный университет архитектуры и строительства, 2013  
© Пинт Э.М., Петровнина И.Н., Романенко И.И., Еличев К.А., 2013

## ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящем учебном пособии приводится материал раздела «Электроника» дисциплины «Электротехника и электроника», служащей для общепрофессиональной подготовки студентов, не специализирующихся в области электротехники и электроники и создания теоретической базы для последующего изучения дисциплин этого профиля.

Необходимость написания настоящего учебного пособия вызвана малым количеством литературы, где современные электронные приборы и устройства изложены на уровне, доступном для студентов, не специализирующихся в области электротехники и электроники.

Пособие содержит пять глав. В первой главе рассматривается материал, включающий в себя современную элементную базу электроники, то есть конструкцию, схемы включения, работу, основные характеристики и параметры, применение полупроводниковых диодов, биполярных и полевых транзисторов, интегральных микросхем.

Вторая, третья, четвертая и пятая главы посвящены анализу построения, принципа действия, применения современных аналоговых, импульсных и цифровых электронных устройств.

Материал пособия излагается в определенной логической последовательности от простого к сложному, то есть вначале приводятся сведения о дискретных элементах (диодах, транзисторах), затем – о сравнительно несложных электронных устройствах, выполненные на основе дискретных элементов, и, наконец, анализируются сложные электронные устройства, построенные на интегральных операционных усилителях, логических электронных элементах *JK* – триггерах.

Первая глава написана к.т.н., доцентом Петровниной И.Н., вторая и пятая главы – к.т.н., профессором Пинтом Э.М., третья глава – к.т.н., доцентом Романенко И.Н., четвертая глава – к.т.н., доцентом Еличевым К.А.

В конце каждой главы даются вопросы для самоконтроля. Пособие можно использовать для самообучения, что особенно важно для студентов заочного отделения.

## ВВЕДЕНИЕ

Электроникой называют область науки, техники и производства, занимающуюся вопросами взаимодействия заряженных частиц с электромагнитными полями, создания и применения в хозяйстве страны различных электронных приборов и устройств.

В последние десятилетия в качестве электронных приборов используются полупроводниковые приборы и созданные на их основе интегральные микросхемы.

Электронная аппаратура, включающая современные электронные приборы и устройства, обладает высоким быстродействием, малыми габаритами и весом, высокой экономичностью и составляет основу средств современной связи, автоматики, обработки информации, управления технологическими процессами, измерительной техники.

Современные электронные устройства широко используются в цифровой вычислительной технике, что позволило создать современные персональные компьютеры, микропроцессоры, а в радиотехнике породило радиоэлектронику.

На основе электроники реален переход к полностью автоматизированному производству (современная робототехника).

# 1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

## 1.1. Классификация электронных приборов

Электронными называются такие приборы, действие которых основано на физических процессах, происходящих при движении заряженных частиц в вакууме, газе или твердом теле. Электронные приборы нашли широкое применение в различных областях науки и техники.

По принципу действия и физическим явлениям, происходящим в электронных приборах, их делят на электровакуумные и полупроводниковые. Электровакуумные приборы, в свою очередь, подразделяют на высоковакуумные и ионные (газоразрядные). Принцип действия высоковакуумных приборов основан на перемещении электронов между электродами при давлении газа внутри баллона порядка  $10^{-4} \dots 10^{-5}$  Па. Действие ионных приборов основано на использовании электронного разряда в газе при давлении газа в баллоне порядка  $10^{-1} \dots 10^3$  Па и выше. Действие полупроводниковых приборов связано с использованием перемещения электронов и дырок на границах полупроводников с различными видами проводимостей.

По сравнению с электровакуумными приборами полупроводниковые имеют ряд преимуществ: значительно больший срок службы; малые габариты и вес; большую механическую прочность; меньшее потребление мощности, а следовательно, больший КПД; возможность работы при значительно меньших напряжениях источников питания.

Но полупроводниковые приборы в настоящее время обладают рядом недостатков: значительный разброс параметров внутри одного и того же типа приборов; зависимость характеристик и параметров приборов от температуры и уровня радиоактивности; относительно узкий диапазон частот; чрезмерная чувствительность к электрическим нагрузкам.

Преимущества полупроводниковых приборов позволяют создать высоконадежную, малогабаритную, экономичную радиоаппаратуру. Успешное развитие полупроводниковых приборов, конечно, не может привести к полному вытеснению электровакуумных приборов.

## 1.2. Электропроводность в полупроводниках. Электронно-дырочный переход

В полупроводниках различают собственную и примесную проводимости. Чистый полупроводник при  $T=0^\circ\text{K}$  ведет себя как идеальный изолятор. Вследствие нагревания такого полупроводника ( $T>0^\circ\text{K}$ ) в нем возникает генерация пар носителей заряда электрон – дырка. После приложения к кристаллу полупроводника напряжения в нем возникает электрический ток. Такая электропроводность, обусловленная перемещением

электронов и дырок теплового происхождения, называется собственной. Она зависит от температуры и возрастает с ее увеличением.

Примесная электропроводность образуется в результате введения в полупроводник атомов примесей. В зависимости от того, атомы какого вещества вводятся в кристалл полупроводника, можно получить полупроводник с электронной (типа  $n$ ) или дырочной (типа  $p$ ) проводимостью. В полупроводнике с примесной проводимостью всегда существует собственная проводимость. При нормальной комнатной температуре все атомы примесей ионизированы. В полупроводнике типа  $n$  преобладают электроны, образованные в основном за счет примесей, и в небольшом количестве – за счет собственной проводимости, а в полупроводнике типа  $p$  – дырки, образованные в основном за счет примесей, и в небольшом количестве – за счет собственной проводимости. Названные носители являются основными носителями тока. Кроме того, в полупроводнике типа  $n$  имеется небольшое количество дырок собственной проводимости, а в полупроводнике типа  $p$  – небольшое количество электронов собственной проводимости. Эти носители являются неосновными носителями тока.

Электронно-дырочный или  $p$ - $n$ -переход образуется между  $p$ - и  $n$ -областями полупроводника.

Диффузия основных носителей из одной области в другую создает диффузионный ток  $I_{\text{диф}}$  через  $p$  –  $n$ -переход. В результате этого  $p$ -область приобретает отрицательный заряд, а  $n$ -область – положительный заряд, обусловленные ионами примесей. В граничном слое образуется электрическое поле (или потенциальный барьер) с напряженностью  $E_{\text{зап}}$  (рис. 1.1,  $a$ ). Это поле, называемое запирающим, затрудняет диффузию основных носителей через  $p$  –  $n$ -переход и вызывает дрейф неосновных носителей, создающих ток проводимости  $I_{\text{пров}}$ , встречный по направлению к току  $I_{\text{диф}}$  (см. рис. 1.1,  $a$ ). Устанавливается равновесие, при котором сохраняется равенство  $I_{\text{диф}} = I_{\text{пров}}$ , и результирующий ток через  $p$ - $n$ -переход отсутствует. Этому соответствует определенная контактная разность потенциалов  $\phi_k$  потенциального барьера (см. рис. 1.1,  $b$ ).

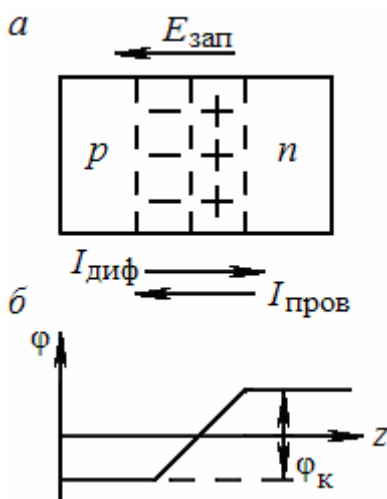


Рис. 1.1. Электронно-дырочный переход:  $a$  – образование  $p$ - $n$ -перехода;  $b$  – потенциальный барьер

Если к  $p$ - $n$ -переходу приложить внешнее электрическое поле напряженностью  $E_{\text{вн}}$  путем подключения полупроводника к источнику эдс  $E$  (как показано на рис. 1.2,  $a$ ), то высота потенциального барьера уменьшится и станет равной  $\phi = \phi_k - E$  (см. рис. 1.2,  $b$ ), ширина барьера также уменьшится. Дрейфовый ток снизится, а диффузионный возрастет. Через  $p$ - $n$ -переход будет протекать большой ток основных носителей, называемый прямым током ( $I_{\text{пр}}$ ), а вклю-

чение  $p$ - $n$ -перехода называется прямым включением. При обратном включении  $p$ - $n$ -перехода (см. рис. 1.2, в) высота потенциального барьера станет равной  $\varphi = \varphi_K + E$  (см. рис. 1.2, з), ширина барьера увеличится. Ток проводимости увеличится, а диффузионный ток уменьшится. Через  $p$ - $n$ -переход будет протекать малый ток неосновных носителей, называемый обратным током. Так как  $I_{пр} \gg I_{обр}$ ,  $p$ - $n$ -переход обладает вентиляльными свойствами.

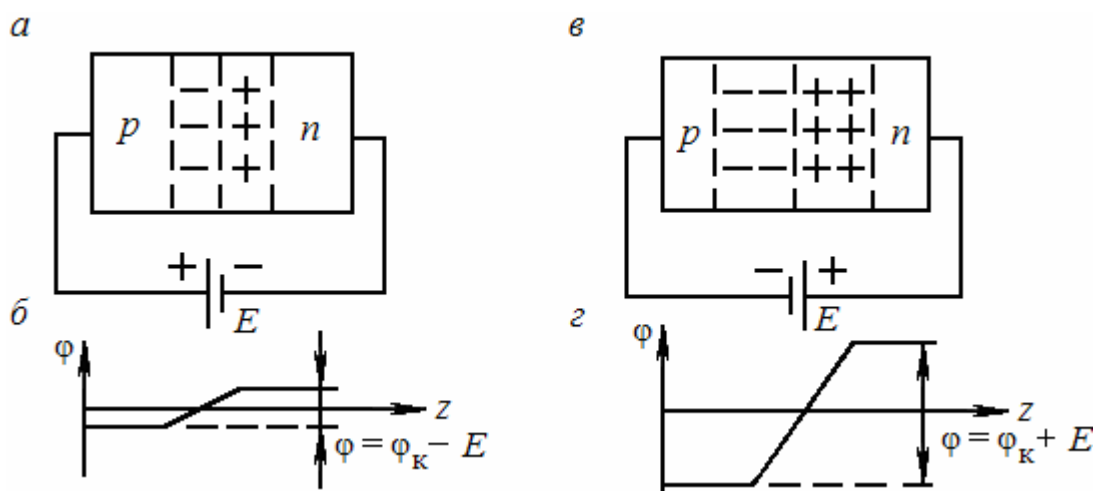


Рис. 1.2. Включение  $p$ - $n$ -перехода:  
*а* – прямое включение; *б* – уменьшение высоты и ширины потенциального барьера; *в* – обратное включение; *з* – увеличение высоты и ширины потенциального барьера

### 1.3. Полупроводниковые диоды

#### 1.3.1. Классификация и условное графическое изображение полупроводниковых диодов

Полупроводниковым диодом называют полупроводниковый прибор с двумя выводами, принцип действия которого основан на использовании свойств  $p$ - $n$ -перехода.

По исходному полупроводниковому материалу диоды делятся на германиевые, кремниевые и диоды из арсенида галлия. По типу  $p$ - $n$ -контакта диоды подразделяются на точечные и плоскостные. В точечном диоде используется пластинка германия или кремния с электропроводностью  $n$ -типа, с которой соприкасается заостренная стальная проволочка, образующая  $p$ - $n$ -переход в месте контакта. В плоскостных диодах  $p$ - $n$ -переход образуется между двумя областями полупроводника с различными типами электропроводности, при этом площадь перехода у разных диодов различна – от сотых долей  $\text{мм}^2$  до десятков  $\text{см}^2$ .

По назначению диоды делятся на выпрямительные, высокочастотные, сверхвысокочастотные, импульсные, стабилитроны, фотодиоды, светодиоды, варикапы и т.д. Условное графическое изображение диодов показано на рис. 1.3. В виде стрелки обозначается тот из двух электродов диода, на который должен быть подан положительный потенциал для получения прямого тока, направление которого и указывает стрелка.

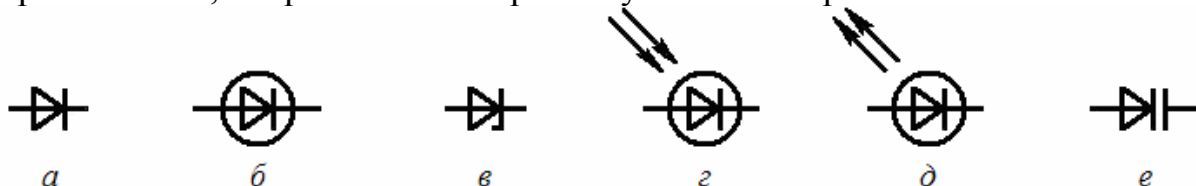


Рис. 1.3. Условное графическое изображение полупроводниковых диодов:  
*a* – выпрямительные, высокочастотные; *б* – сверхвысокочастотные;  
*в* – стабилитроны; *г* – фотодиоды; *д* – светодиоды; *е* – варикапы

### 1.3.2. Основные характеристики и параметры диодов

Важной характеристикой диода является вольтамперная характеристика ( $I = f(U)$ ). На рис. 1.4, *a* показана схема, с помощью которой можно ее снять. На рис. 1.4 *б*, *в* изображены вольтамперные характеристики германиевого и кремниевого диодов. При изменении прямого напряжения от 0 до  $U_{пр}$  потенциальный барьер уменьшается, прямой ток увеличивается. Когда  $U_{пр} \geq U_{пр}$ , потенциальный барьер исчезает и сопротивление диода определяется только объемным сопротивлением полупроводника. С ростом обратного напряжения незначительно возрастает обратный ток, ибо ток собственной проводимости при нормальной комнатной температуре мал, особенно для кремниевого диода. Когда  $U_{обр}$  становится равным пробивному напряжению  $U_{проб}$  (см. рис. 1.4), в диоде возникает электрический пробой, сопровождающийся резким увеличением обратного тока при незначительном увеличении обратного напряжения.

Электрический пробой подразделяется на два вида – лавинный и зенеровский. Причем оба вида пробоя могут наблюдаться одновременно. При лавинном пробое неосновные носители, проходящие область  $p-n$ -перехода, приобретают энергию, достаточную для выбивания ими валентных электронов, вследствие чего происходит процесс ионизации. При зенеровском пробое поле потенциального барьера  $p-n$ -перехода вырывает валентные электроны.

В германиевом диоде электрический пробой неуправляем и переходит в тепловой (спадающий участок характеристики). Увеличение обратного тока, возникающее вследствие электрического пробоя, вызывает нагрев полупроводника, что ведет к возникновению новых пар электрон – дырка. Возрастание тока приводит к дальнейшему возрастанию температуры, и



процесс развивается лавинообразно, переход разрушается. Следовательно, режим электрического пробоя недопустим для германиевого диода.

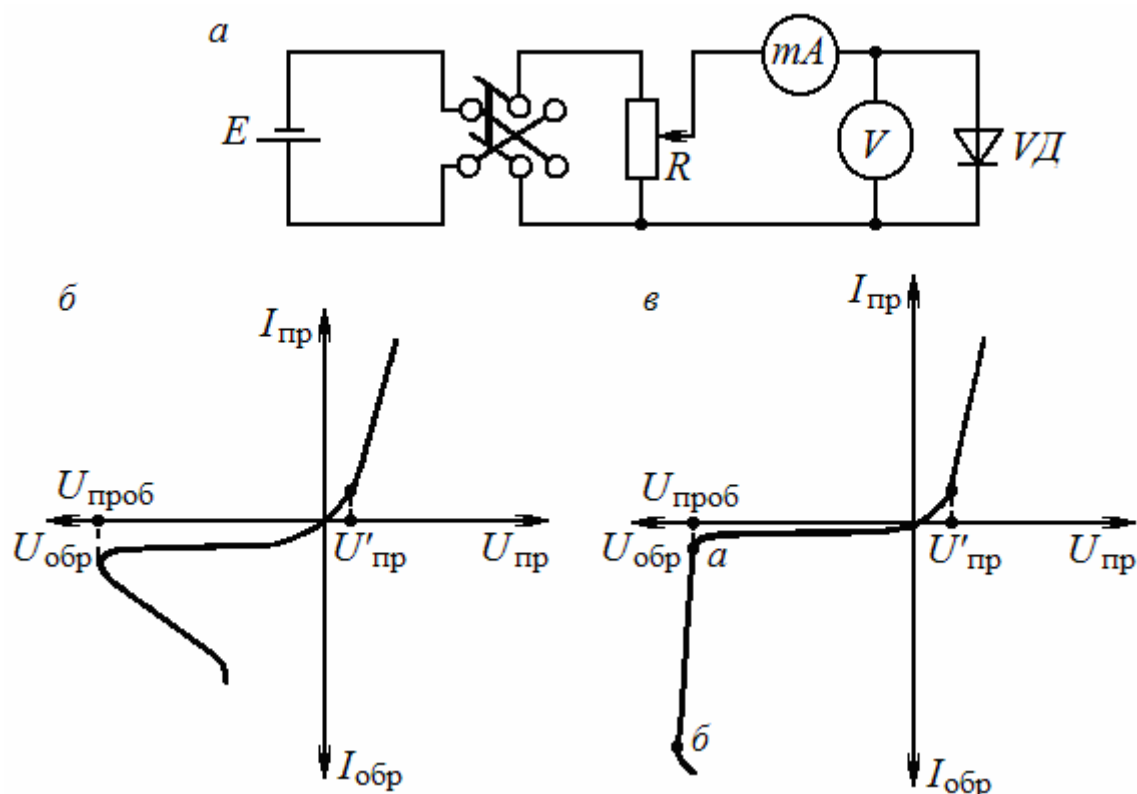


Рис. 1.4. Вольтамперная характеристика полупроводникового диода: *а* – схема для снятия характеристики; *б* – характеристика германиевого диода; *в* – характеристика кремниевого диода

В кремниевом диоде электрический пробой управляем (см. рис. 1.4, в, участок *а* — *б*), то есть в ходе пробоя можно осуществлять управление обратным током, и только по достижении тока  $I_{обр}$  значительной величины наступает тепловой пробой.

Рассмотрим основные параметры диода.

1. Сопротивление постоянному току определяется как отношение напряжения, приложенного к диоду, к току диода:

$$R_0 = \frac{U}{I}.$$

2. Внутреннее сопротивление, или сопротивление переменному току, определяется как отношение приращения напряжения к вызываемому им приращению тока:

$$R_i = \frac{\Delta U}{\Delta I}.$$

Сопротивление диода в прямом направлении гораздо меньше сопротивления в обратном направлении.

3. Коэффициент выпрямления  $K_{\text{выпр}}$  определяется как отношение прямого тока (при  $U = 1 \text{ В}$ ) к обратному току (при  $U = -1 \text{ В}$ ):

$$K_{\text{выпр}} = \frac{I_{\text{пр}}}{I_{\text{обр}}} = \left| \frac{R_{0\text{обр}}}{R_{0\text{пп}}} \right| U = \pm 1 \text{ В}.$$

Этот параметр может достигать значения порядка  $10^5$ .

4. Выпрямленный ток  $I_{\text{выпр}}$  – наибольшее допустимое значение постоянного прямого тока, проходящего через диод.

5. Прямое падение напряжения  $U_{\text{пр}}$  – падение напряжения на диоде при прохождении через него тока, равного  $I_{\text{выпр}}$ .

6. Обратное напряжение  $U_{\text{обр.доп}}$  – наибольшее допустимое напряжение в обратном направлении. Обычно  $U_{\text{обр.доп}} \approx 0,8 U_{\text{проб}}$ .

7. Обратный ток  $I_{\text{обр}}$  – величина тока в обратном направлении при приложении к диоду напряжения  $U = U_{\text{обр.доп}}$ .

8. Граничная частота, на которой можно эксплуатировать диод. Эта частота связана с емкостью диода  $C_{\text{д}}$ , которая определяется емкостью  $p-n$ -перехода. Емкость  $C_{\text{д}}$  ограничивает применение диода на высоких частотах, так как с увеличением частоты  $\omega$  емкостное сопротивление

$X_c = \frac{1}{\omega C_{\text{д}}}$  уменьшается и зашунтированный емкостью  $p-n$ -переход будет

пропускать переменный ток одинаково в обоих направлениях.

### 1.3.3. Типы специализированных диодов

1. *Силовые (выпрямительные) диоды* предназначены для преобразования переменного напряжения в постоянное. Это плоскостные диоды с относительно большой площадью  $p-n$ -перехода. Вследствие этого емкость диода имеет значительную величину (порядка десятков пикофард), что ограничивает применение диодов в рабочем диапазоне  $f = 0 \dots 50 \text{ кГц}$ . Основными параметрами силовых диодов являются: выпрямленный ток  $I_{\text{выпр}}$ , прямое напряжение  $U_{\text{пр}}$ , обратное допустимое напряжение  $U_{\text{обр.доп}}$ , обратный ток  $I_{\text{обр}}$ .

2. *Высокочастотные диоды* применяются для детектирования, модуляции, преобразования частоты. Это точечные диоды. Так как площадь перехода у точечных диодов относительно мала, то они допускают меньшие выпрямленные токи и обратные напряжения. Зато емкость перехода составляет не более 1 пФ, а граничная частота определяется сотнями мегагерц. Высокочастотные диоды имеют следующие основные параметры: прямое напряжение  $U_{\text{пр}}$ , обратное допустимое напряжение  $U_{\text{обр.доп}}$ , выпрямленный ток  $I_{\text{выпр}}$ , обратный ток  $I_{\text{обр}}$ , внутреннее сопротивление  $R_i$ , емкость диода  $C_{\text{д}}$  при заданном значении  $U_{\text{обр}}$ .

3. *Сверхвысокочастотные диоды* применяются, главным образом, для модуляции, детектирования, преобразования частоты СВЧ колебаний.

Диоды СВЧ – точечные и имеют весьма малый радиус точечного контакта (2-3 мкм), что обеспечивает хорошие частотные свойства. Конструктивно диоды СВЧ оформлены таким образом, что позволяют производить непосредственное включение их в волноводные узлы радиоаппаратуры.

4. Стабилитроны (опорные диоды) представляют собой плоскостные кремниевые диоды, работающие в области электрического пробоя (рис. 1.5, а), где напряжение на стабилитроне  $U_{ст}$  лишь незначительно изменяется при больших изменениях тока стабилитрона  $I_{ст}$ . Это свойство используют для получения стабильного напряжения. Основными параметрами стабилитрона являются: напряжение стабилизации  $U_{ст}$ , соответствующее середине рабочего участка характеристики, сопротивление на участке стабилизации  $R_i$ , минимальный ток стабилитрона  $I_{ст\ min}$ , максимальный ток стабилитрона  $I_{ст\ max}$  (см. рис. 1.5).

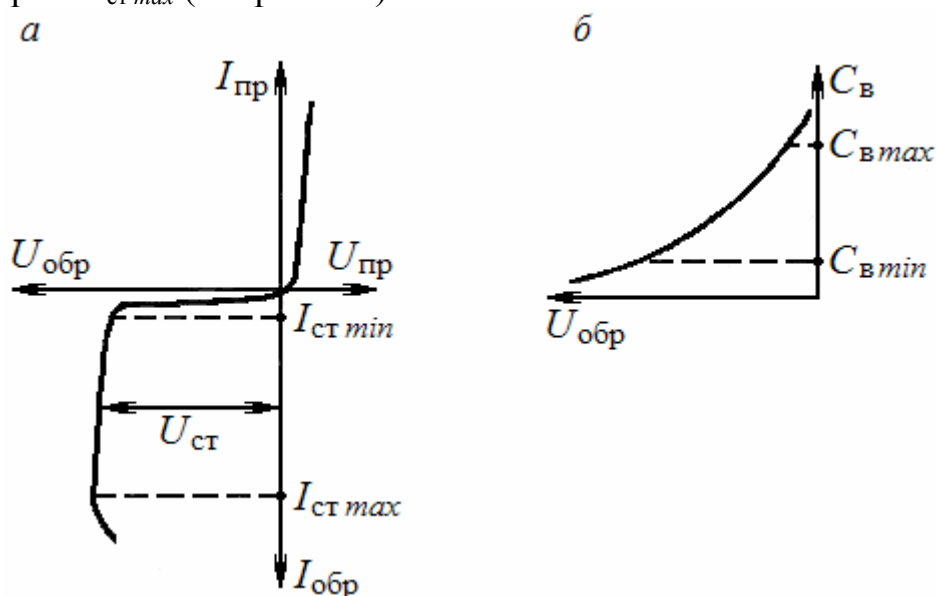


Рис. 1.5. Вольтамперная характеристика стабилитрона (а); зависимость емкости варикапа от величины обратного напряжения (б)

5. Варикапы – полупроводниковые диоды, у которых используется барьерная емкость – емкость запертого  $p-n$ -перехода, определяемая потенциальным барьером и зависящая от величины приложенного к диоду обратного напряжения. Зависимость барьерной емкости варикапа  $C_в$ , от обратного напряжения показана на рис. 1.5, б. С ростом обратного напряжения расширяются области  $p-n$ -перехода, что равносильно увеличению расстояния между электродами, и емкость варикапа  $C_в$  уменьшается. Основными параметрами варикапов являются: емкость варикапа  $C_в$ , коэффициент перекрытия по емкости  $K_c$  – отношение максимальной емкости варикапа  $C_{в\ max}$  к минимальной емкости  $C_{в\ min}$ .

Варикапы используются, главным образом, для управления колебательными контурами в системах автоподстройки частоты радиоприемников, а также в радиопередатчиках с частотной модуляцией.

## 1.4. Транзисторы

### 1.4.1. Назначение и типы транзисторов

Транзистором называют полупроводниковый прибор с одним или несколькими  $p-n$ -переходами, имеющий не менее трёх выводов. Широко распространены транзисторы с двумя переходами носят название биполярных. Термин биполярный связан с наличием в этих транзисторах двух различных типов носителей заряда - электронов и дырок.

В настоящее время широко используются полевые (униполярные) транзисторы, где носители заряда одного знака (электроны или дырки) проходят по полупроводниковому каналу.

Транзисторы применяются в различных усилителях, генераторах, логических и импульсных устройствах, используемых в радиоэлектронной технике.

### 1.4.2. Биполярный транзистор и его виды.

Устройство, схемы включения, принцип действия транзистора

Биполярные транзисторы классифицируются по ряду признаков. По конструкции транзисторы разделяют на точечные и плоскостные. Из-за низкой стабильности параметров точечные транзисторы в настоящее время не применяются. В зависимости от применяемого материала транзисторы разделяют на германиевые и кремниевые. По максимальной рабочей частоте различают низкочастотные (до 3 МГц), среднечастотные (от 3 до 30 МГц), высокочастотные (от 30 до 300 МГц) и сверхвысокочастотные (свыше 300 МГц), транзисторы, а по величине максимальной рассеиваемой мощности – маломощные (до 0,3 Вт), средней мощности (от 0,3 до 3 Вт), мощные (более 3 Вт). В зависимости от назначения транзисторы разделяют на усилительные, генераторные, импульсные и др. Наконец, в зависимости от электропроводности различают транзисторы  $p-n-p$ - и  $n-p-n$ -типов (рис. 1.6).

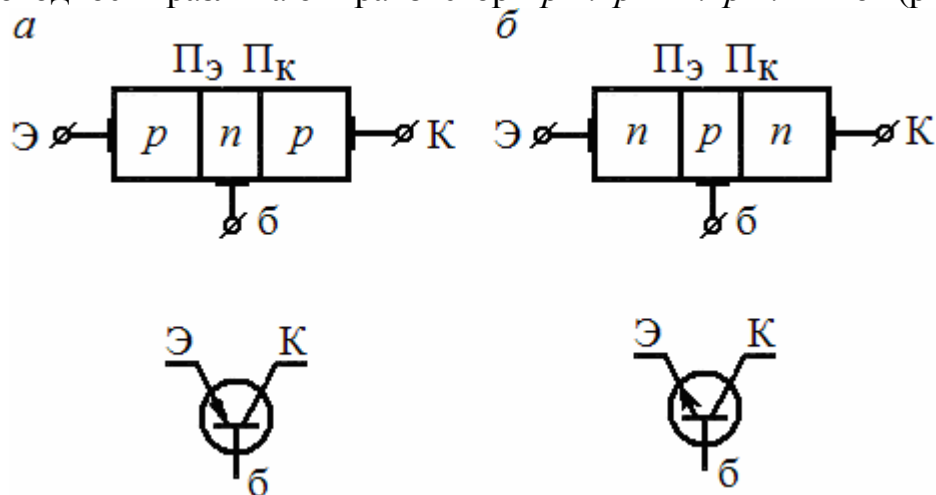


Рис. 1.6. Устройство и условные графические обозначения  $p-n-p$  (а) и  $n-p-n$  (б) транзисторов

Средняя область транзистора называется базой. Область транзистора, эмиттирующая носители тока, называется эмиттером, а область, собирающая носители тока, – коллектором. Направление стрелки в условном графическом обозначении транзистора (см. рис. 1.6) указывает на направление тока в цепи эмиттера. Электронно-дырочный переход между эмиттером и базой называется эмиттерным, а между коллектором и базой – коллекторным.

В зависимости от того, какой из трех выводов транзистора является общим для его входной и выходной цепей, различают три схемы включения: схему с общей базой, схему с общим эмиттером, схему с общим коллектором (рис. 1.7). Наибольшее применение получила схема с общим эмиттером, так как она обеспечивает наибольшее усиление сигнала по мощности и имеет наименьшую разницу между величинами входного и выходного сопротивлений, что облегчает согласование однотипных каскадов.

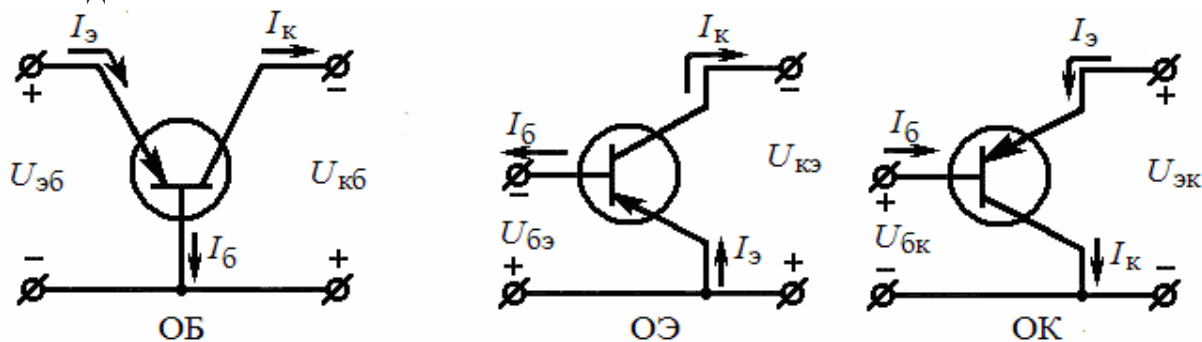


Рис. 1.7. Схемы включения транзистора

Рассмотрим принцип действия транзистора типа  $p-n-p$ , включенного по схеме с общим эмиттером (рис. 1.8, а). Источник эдс  $E_б$ , находящийся в цепи базы, включает эмиттерный  $p-n$ -переход в прямом направлении. С другой стороны, источник, расположенный в цепи коллектора и имеющий эдс  $E_к \gg E_б$ , включает коллекторный  $p-n$ -переход в обратном направлении. Через открытый эмиттерный переход основные носители из эмиттера (дырки) поступают в базу, образуя ток эмиттера  $I_э$ . Небольшая часть этих дырок рекомбинирует с основными носителями базы — электронами, на место которых в базу под действием источника эдс  $E_б$  поступают другие электроны, образующие ток базы  $I_б$ . Поскольку при изготовлении транзистора базу делают тонкой и бедной основными носителями, то большая часть дырок (95...99%) не успевает рекомбинировать и подходит к коллекторному переходу. Поле этого перехода увлекает дырки в область коллектора, где дырки рекомбинируют с электронами, поступающими от источника эдс  $E_к$ . За счет этого в цепи коллектора образуется ток коллектора  $I_к$ . Таким образом,

$$I_э = I_б + I_к.$$

Причем,  $I_K \gg I_B$ , так как  $I_K \approx (0,95 \dots 0,99) I_E$ .

Если между базой и эмиттером приложить еще переменное входное напряжение  $U_{ВХ}$  (см. рис. 1.8, б), то будет изменяться в относительно широких пределах ток  $I_E$  (как у диода в прямом направлении). Поскольку входной ток – ток базы мал, то его изменение будет также небольшим, а изменение выходного тока – тока коллектора будет почти равно изменению тока эмиттера. В схеме наблюдается усиление по току. Сопротивление коллекторного перехода оказывается достаточно большим, поэтому и сопротивление резистора  $R_K$ , включаемого в качестве нагрузки в цепь коллектора (см. рис. 1.8, б), может быть выбрано также достаточно большим. Так как ток коллектора изменяется достаточно широко, то переменное напряжение на нагрузке будет намного превышать входное напряжение. Поскольку при действии  $U_{ВХ}$  эмиттерный переход остается открытым, входное сопротивление переменному току оказывается малым и схема будет осуществлять также усиление мощности.

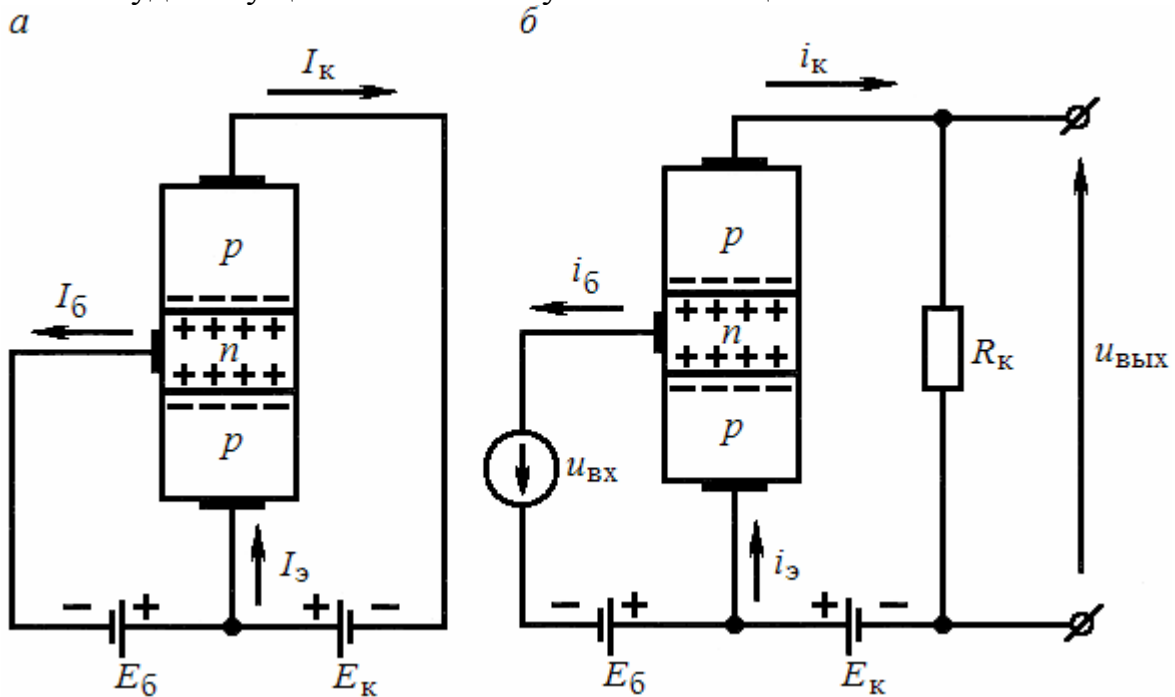


Рис. 1.8. Схема с общим эмиттером:  
а – схема без нагрузки; б – схема с нагрузкой

#### 1.4.3. Статические характеристики биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером

Для биполярного транзистора наибольшее распространение получили входные характеристики  $I_{ВХ} = f(U_{ВХ})$  при  $U_{ВЫХ} = \text{const}$  и выходные –  $I_{ВЫХ} = f(U_{ВЫХ})$  при  $I_{ВХ} = \text{const}$ . Эти характеристики называются статическими.

Рассмотрим статические входные и выходные характеристики биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером. Схема для снятия статических характеристик транзистора изображена на рис. 1.9.

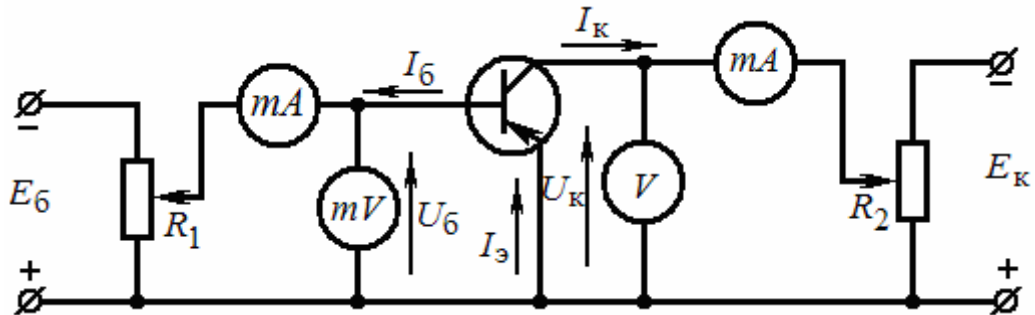


Рис. 1.9. Схема для снятия статических характеристик транзистора

*Входные характеристики.* Это зависимость тока базы  $I_6$  от напряжения на базе  $U_6$  (между базой и эмиттером) при постоянном напряжении на коллекторе  $U_к$  (между коллектором и эмиттером), т.е.  $I_6 = f(U_6)$  при  $I_к = \text{const}$ . Семейство входных характеристик изображено на рис. 1.10, а.

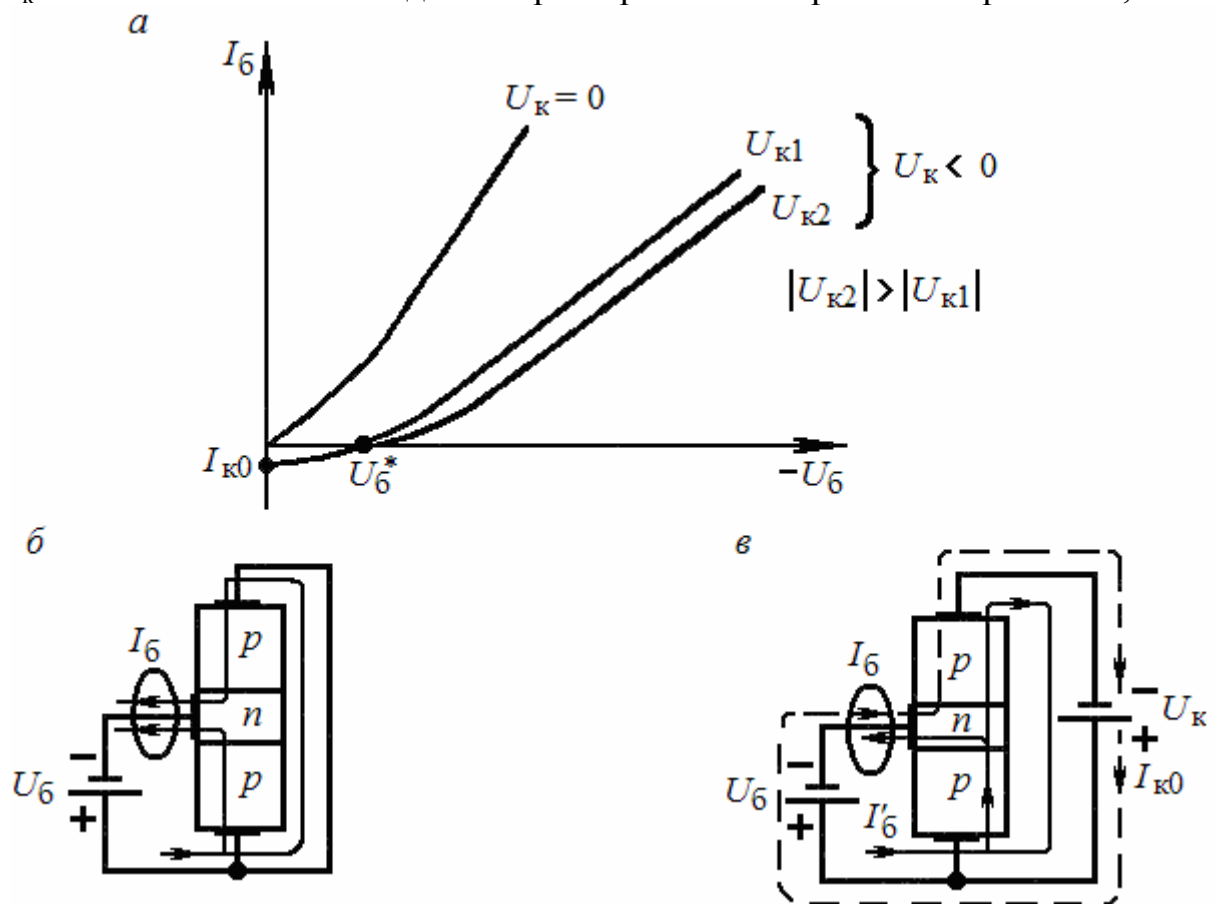


Рис. 1.10. Статические входные характеристики транзистора (а) и схемы, поясняющие характеристики (б, в)

При  $U_к=0$  между коллектором и эмиттером имеет место короткое замыкание, а отрицательное напряжение  $U_6$  является прямым по отношению к эмиттерному и коллекторному  $p$ - $n$ -переходам (см. рис. 1.10, б).

Через оба перехода текут прямые токи, которые образуют ток базы  $I_б$ . Такое направление тока базы считается положительным. С ростом модуля напряжения  $U_б$  увеличиваются прямые токи переходов и ток  $I_б$ .

При  $U_к < 0$  входная характеристика смещается вправо. Это можно объяснить следующим образом. В зависимости от соотношения между величинами отрицательных напряжений  $U_б$  и  $U_к$  коллекторный переход может быть закрыт или открыт для основных носителей (см. рис. 1.10, в). Пусть по модулю напряжение  $U_к$  превышает модуль любого напряжения  $U_б$ . В этом случае коллекторный переход независимо от величины  $U_б$  включен в обратном направлении. Если напряжение  $U_б = 0$ , что соответствует короткому замыканию между базой и эмиттером, то эмиттерный переход закрыт, и в цепях базы и коллектора протекает обратный ток коллекторного перехода  $I_б = -I_{к0}$  (пунктирная линия на рис. 1.10, в). При отрицательном напряжении на базе  $U_б$  эмиттерный переход открывается. В цепи базы протекает ток  $I_б'$ , который противоположен по направлению току  $I_{к0}$  (см. рис. 1.10, в). По мере роста модуля напряжения  $U_б$  ток  $I_б'$  увеличивается. При  $U_б = U_б^*$  токи  $I_б'$  и  $I_{к0}$  сравниваются ( $I_б = 0$ ), а при дальнейшем увеличении модуля напряжения  $U_б$  ток  $I_б'$  становится намного больше тока  $I_{к0}$ , и ток базы определяется током  $I_б'$ . Таким образом, сдвиг характеристики вправо определяется током  $I_{к0}$ . С ростом модуля отрицательного напряжения  $U_к$  уменьшается ток базы, так как увеличивается потенциальный барьер коллекторного перехода, что сокращает время прерывания дырок в базе и количество рекомбинаций. Это приводит к еще большему смещению характеристики вправо. Однако поскольку влияние напряжения  $U_к$  на ток  $I_б$  весьма мало, то различие во входных характеристиках, снятых при  $U_{к1}$  и  $U_{к2}$ , будет незначительным (см. рис. 1.10, а).

*Выходные характеристики.* Это зависимость  $I_к = f(U_к)$  при  $I_б = \text{const}$ . Семейство выходных характеристик изображено на рис. 1.11, а.

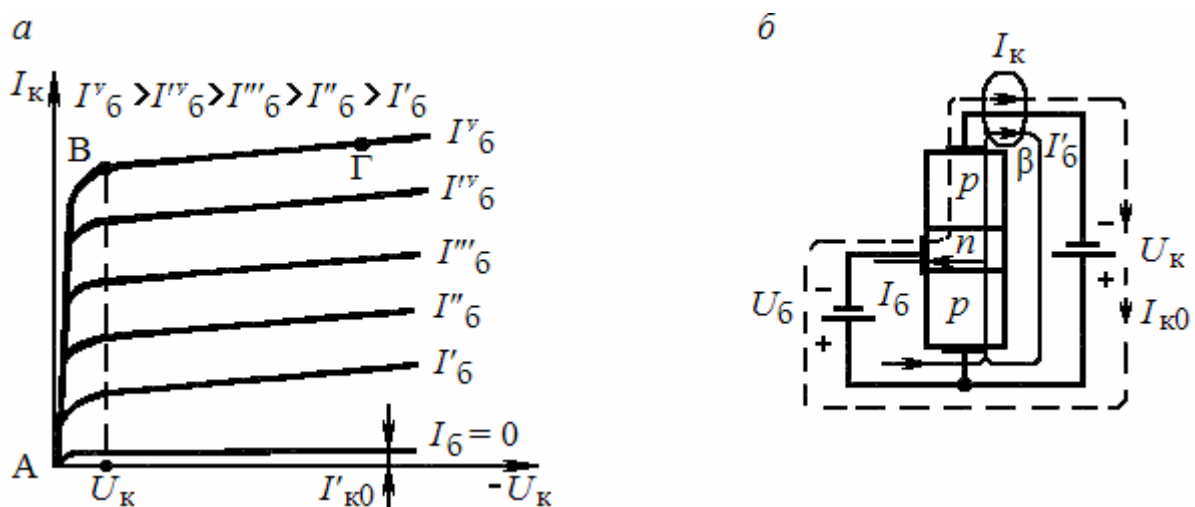


Рис. 1.11. Статические выходные характеристики транзистора (а) и схема, поясняющая характеристики (б)



Как уже отмечалось, при  $U_{\bar{6}} = 0$  эмиттерный переход закрыт, и в цепях базы и коллектора протекает обратный ток коллекторного перехода  $I_{к0}$ , который мало меняется с изменением по модулю отрицательного напряжения  $U_{к}$ , при этом  $I_{\bar{6}} = -I_{к0}$ ,  $I_{к} = I_{к0}$ . Если  $I_{\bar{6}} = 0$ , то в базу ответвляется часть эмиттерного тока  $I_{\bar{6}}'$ , равная  $I_{к0}$ . При этом в сторону коллектора направляется ток, в  $\beta$  раз больший  $\left( \beta = \frac{\Delta I_{к}}{\Delta I_{\bar{6}}} \Big|_{U_{к} = \text{const}} \right)$ . В результате ток коллектора будет состоять из суммы  $I_{к0}$  и  $\beta I_{к0}$  (см. рис. 1.11, б):

$$I_{к} = I_{к0}' = \beta I_{к0} + I_{к0} = (\beta + 1) I_{к0}.$$

Рассмотрим одну из характеристик семейства при токе  $I_{\bar{6}} > 0$ , например, соответствующую значению  $I_{\bar{6}} = I_{\bar{6}}^y$ . Характеристика имеет два типичных участка АВ и ВГ. Так как напряжение  $U_{\bar{6}} < 0$ , то при  $U_{к} = 0$ , как уже отмечалось, оба перехода транзистора открыты (см. рис. 1.10, б). Прямой ток коллекторного перехода направлен навстречу потоку дырок, движущихся из базы в коллектор, и при их компенсации  $I_{к} = 0$ . В этом случае характеристика начинается из начала координат. Изменение напряжения  $U_{к}$  в пределах  $0 \leq |U_{к}| \leq |U_{к}'|$  вызывает резкое уменьшение прямого тока коллекторного перехода и увеличение тока коллектора, обусловленного движением дырок из эмиттера в базу. При  $|U_{к}| \geq |U_{к}'|$ , т.е. когда  $|U_{к}| \geq |U_{\bar{6}}|$ , коллекторный переход закрывается, прямой ток коллекторного перехода становится равным нулю. На участке ВГ увеличение тока  $I_{к}$  при увеличении модуля напряжения  $U_{к}$  объясняется двумя причинами. Во-первых, увеличивается поле коллекторного перехода, что сокращает время пребывания дырок в базе и количество рекомбинаций. Во-вторых, увеличивается по модулю напряжение на базе, так как транзистор представляет для напряжения  $U_{к}$  делитель напряжения, состоящий из двух последовательно соединенных переходов. Между токами  $I_{\bar{6}}$  и  $I_{к}$  существует прямая связь. Чем больше открыт эмиттерный переход, тем больше ток  $I_{\bar{6}}$  и токи  $I_{\bar{6}}$ ,  $I_{к}$ . Следовательно, большему току  $I_{\bar{6}}$  соответствует больший ток  $I_{к}$  и характеристики смещаются вверх. Нетрудно показать, что при  $U_{\bar{6}} > 0$

$$I_{к} = \beta I_{\bar{6}} + I_{к0}' = \beta I_{\bar{6}} + (\beta + 1) I_{к0}.$$

#### 1.4.4. Параметры биполярного транзистора

Параметры биполярного транзистора можно разделить на три группы: первичные, вторичные и предельные.

К первичным параметрам относятся сопротивления  $r_{\bar{э}}$ ,  $r_{к}$ ,  $r_{\bar{б}}$ . Сопротивления  $r_{\bar{э}}$  и  $r_{к}$  – это сопротивления переменному току эмиттерного и коллекторного переходов,  $r_{\bar{б}}$  – омическое сопротивление базы.

Ко вторичным параметрам относятся параметры, которые устанавливают связь между напряжениями и токами на входе ( $U_1, I_1$ ) и выходе ( $U_2, I_2$ ) транзистора. Существует несколько систем вторичных параметров. Наиболее широкое распространение получила система  $H$ -параметров, в которой в качестве независимых переменных приняты ток на входе  $I_1$  и напряжение на выходе  $U_2$ . Тогда

$$U_1 = f(I_1, U_2), I_2 = f(I_1, U_2).$$

Пусть величины  $I_1$  и  $U_2$  получили малые приращения. Приращения величин  $U_1$  и  $I_2$  можно найти путем определения полных дифференциалов  $dU_1$  и  $dI_2$ :

$$dU_1 = \frac{\partial U_1}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_1}{\partial U_2} dU_2,$$

$$dI_2 = \frac{\partial I_2}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} dU_2.$$

Для малых приращений токов и напряжений рабочие участки характеристик транзистора являются линейными, а транзистор можно представить в виде линейного активного четырехполюсника (рис. 1.12). Активность четырехполюсника проявляется в усилительных свойствах транзистора. В этом случае частные производные остаются постоянными, малые приращения токов и напряжений можно рассматривать как действующие значения переменных сигналов. Тогда

$$\dot{U}_1 = H_{11} \dot{I}_1 + H_{12} \dot{U}_2,$$

$$\dot{I}_2 = H_{21} \dot{I}_1 + H_{22} \dot{U}_2.$$

Коэффициенты  $H_{11}, H_{12}, H_{21}, H_{22}$  являются  $H$ -параметрами. В общем случае это комплексные величины. Для низких частот уравнения приобретают вид

$$U_1 = h_{11} I_1 + h_{12} U_2,$$

$$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} U_2,$$

где  $h$  – активная составляющая параметра  $H$ .

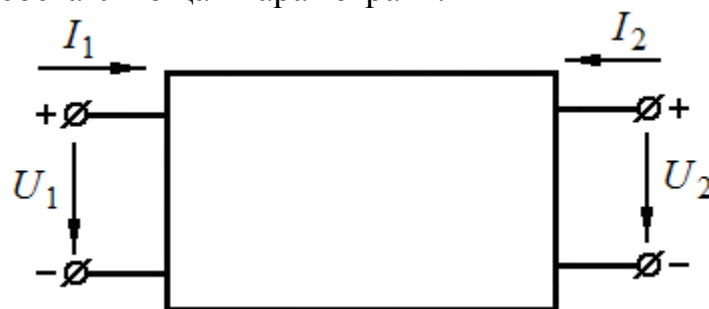


Рис. 1.12. Линейный активный четырехполюсник

Эквивалентная схема замещения четырехполюсника в системе  $h$ -параметров имеет вид, показанный на рис. 1.13.

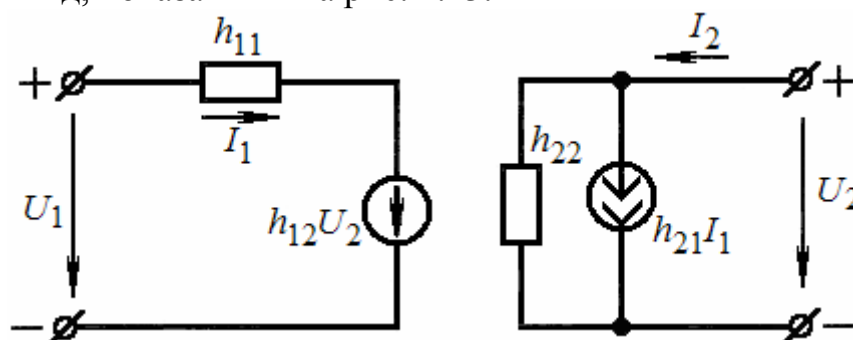


Рис. 1.13. Эквивалентная схема четырехполюсника в системе  $h$ -параметров

Параметры  $h_{11}$ ,  $h_{12}$ ,  $h_{21}$ ,  $h_{22}$  имеют определенный физический смысл:

$h_{11} = U_1 / I_1$  при  $U_2 = 0$  – входное сопротивление при короткозамкнутом (по переменному току) выходе;

$h_{12} = U_1 / U_2$  при  $I_1 = 0$  – коэффициент обратной связи по напряжению при разомкнутом (по переменному току) входе;

$h_{21} = I_2 / I_1$  при  $U_2 = 0$  – коэффициент усиления по току при короткозамкнутом (по переменному току) выходе;  $h_{21}$  для схемы с общим эмиттером обозначается  $\beta$ , а для схемы с общей базой  $\alpha$  ( $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$ );

$h_{22} = I_2 / U_2$  при  $I_1 = 0$  – выходная проводимость при разомкнутом (по переменному току) входе.

Часто используют параметр  $y_{21}$ , который определяется по следующей формуле:  $y_{21} = h_{21} / h_{11} = I_2 / U_1$  при  $U_2 = 0$ . Это переходная проводимость при короткозамкнутом выходе (крутизна).

Вторичные параметры можно определить в определенной рабочей точке по статическим характеристикам транзистора через приращения токов и напряжений. На рис. 1.14 показано определение  $h$ -параметров по статическим характеристикам транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером. Все построения на рисунке выполнены в соответствии с формулами:

$$h_{21} = \frac{\Delta U_{\bar{6}}}{\Delta I_{\bar{6}}} \Big|_{U_{\text{к}} = \text{const}}; \quad h_{12\bar{9}} = \frac{\Delta U_{\bar{6}}}{\Delta U_{\text{к}}} \Big|_{I_{\bar{6}} = \text{const}};$$

$$h_{21\bar{9}} = \frac{\Delta I_{\text{к}}}{\Delta I_{\bar{6}}} \Big|_{U_{\text{к}} = \text{const}}; \quad h_{22\bar{9}} = \frac{\Delta I_{\text{к}}}{\Delta U_{\text{к}}} \Big|_{I_{\bar{6}} = \text{const}}.$$

К предельным параметрам относятся: предельная частота усиления по току  $f_{\beta}$  (для схемы с общим эмиттером), допустимая мощность, рассеиваемая коллектором  $P_{\text{к max}}$ , допустимое напряжение на коллекторе  $U_{\text{к max}}$ , допустимый ток коллектора  $I_{\text{к max}}$ .

Рассмотренные  $h$ -параметры зависят от температуры и частоты переменного напряжений. В частности, с ростом частоты  $h_{21} = \beta$  уменьшается.

При частоте  $f_\beta$  параметр  $\beta$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз от своего значения для частоты  $f = 0$ . Если мощность на коллекторе  $P_k = I_k U_k$  больше  $P_{k \max}$ , то произойдет перегрев коллекторного перехода и транзистор выйдет из строя. При  $U_k > U_{k \max}$  может произойти пробой коллекторного перехода, а при  $I_k > I_{k \max}$  – недопустимый перегрев эмиттерного перехода.

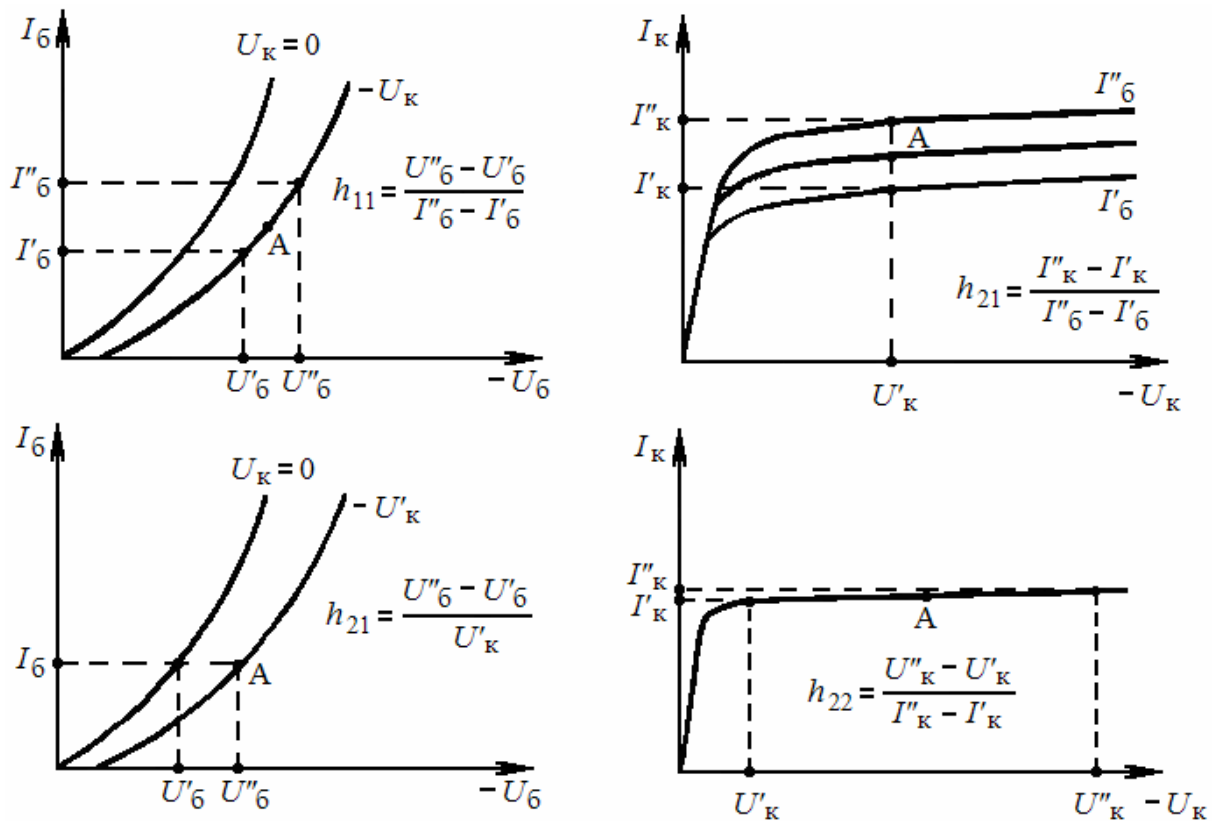


Рис. 1.14. Определение  $h$ -параметров по статическим характеристикам транзистора

#### 1.4.5. Динамический режим работы биполярного транзистора

В динамическом режиме в выходную цепь транзистора включается какая-либо нагрузка. Часто в качестве нагрузки используется резистор. Если в цепь коллектора наряду с источником эдс  $E_k$  включить в качестве нагрузки резистор  $R_k$ , а в цепь базы наряду с источником эдс  $E_6$  – источник входного синусоидального напряжения, то образуется простейшая схема усилителя напряжения (рис. 1.15). Переменное входное напряжение изменяет ток базы, а происходящие при этом изменения тока коллектора будут определяться не только изменениями тока базы, но и изменениями напряжения на коллекторе, которое в динамическом режиме в отличие от статического режима не остается постоянным и определяется следующим выражением:

$$U_k = E_k - I_k R_k.$$

Проведем графический анализ динамического режима работы транзистора. Для этого необходимо построить динамические характеристики транзистора.

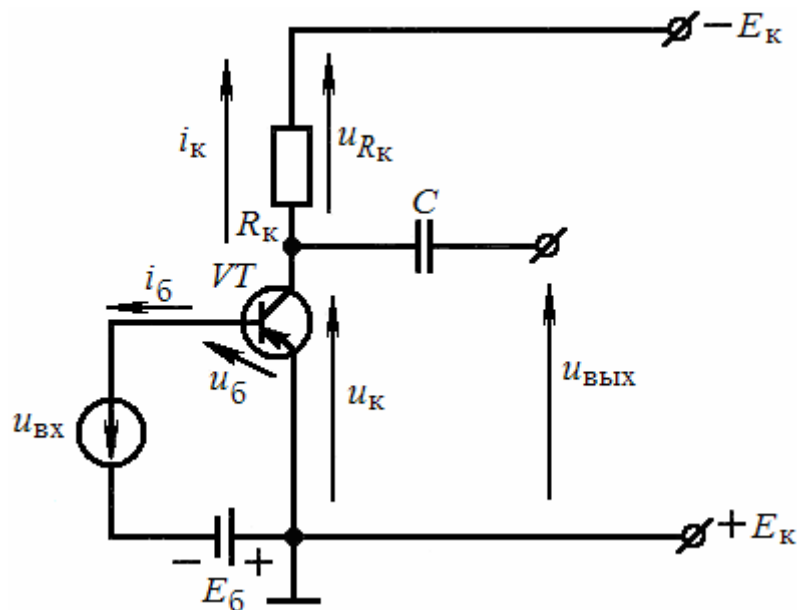


Рис. 1.15. Простейшая схема усилителя напряжения

*Динамическая выходная характеристика.* Это есть зависимость  $I_K=f(U_K)$  в динамическом режиме. Из приведенного выше уравнения можно получить следующее уравнение динамической выходной характеристики или уравнение нагрузочной прямой:

$$I_K = \frac{E_K - U_K}{R_K}.$$

На семействе статических выходных характеристик нагрузочную прямую можно построить по двум точкам. Если  $I_K = 0$ , то  $U_K = E_K$ , а задавая  $U_K = 0$ , получим  $I_K = E_K/R_K$ . Отложив величины  $E_K$ ,  $E_K/R_K$  соответственно на оси абсцисс и оси ординат и соединив эти точки прямой линией, получим динамическую выходную характеристику (рис. 1.16).

*Динамическая входная характеристика.* Это есть зависимость  $I_Б=f(U_Б)$  в динамическом режиме. Переносим значения  $I_Б$ ,  $U_К$  в точках пересечения нагрузочной прямой со статическими входными характеристиками на семейство статических входных характеристик и соединяя эти точки кривой, можно получить динамическую входную характеристику. Так как статические входные характеристики для различных напряжений  $U_K$ , превышающих по модулю 0,5...1 В, расположены очень близко друг к другу, то в справочнике даются лишь статические характеристики для  $U_K=0$  и  $U_K > 0$ , например для  $U_K = -5$  В. С последней статической входной

характеристикой практически совпадает динамическая входная характеристика (для схемы с общим эмиттером).

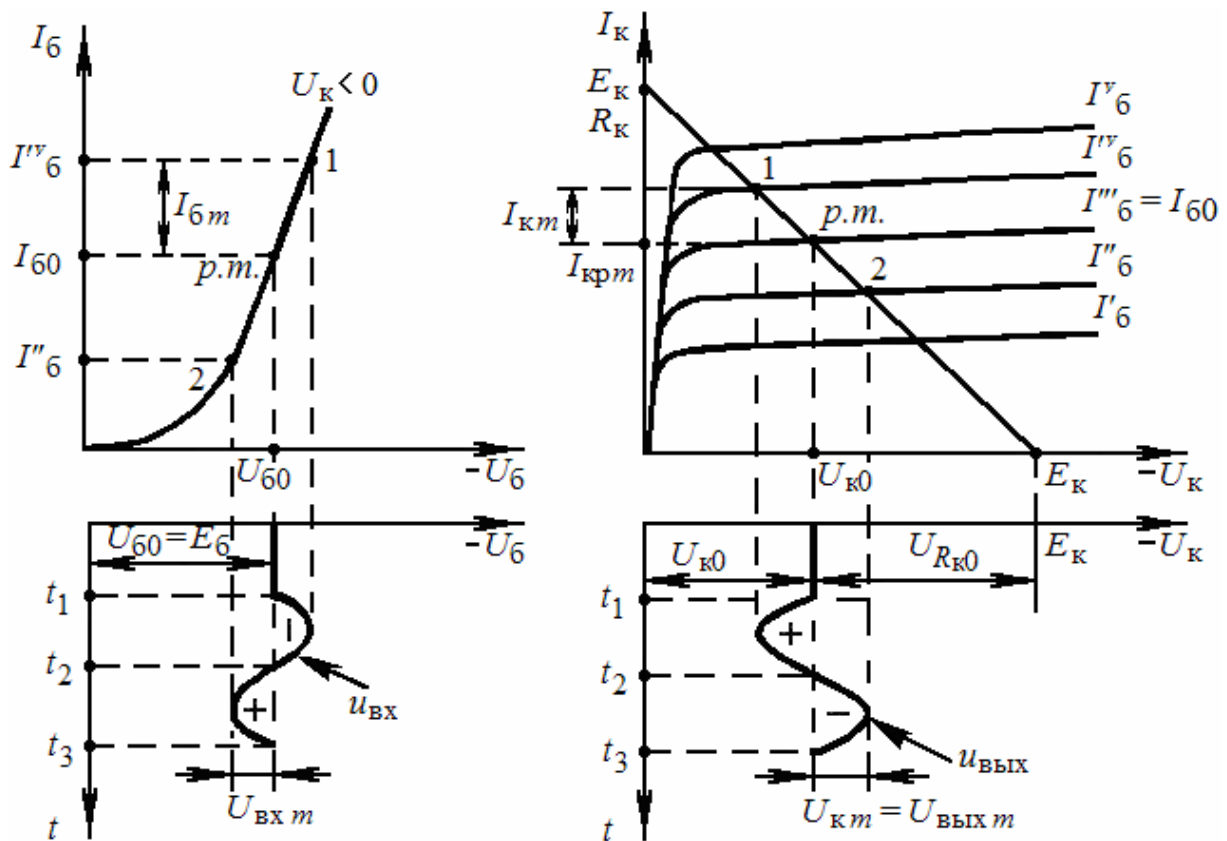


Рис. 1.16. Графический анализ динамического режима работы транзистора

Рассмотрим исходный режим работы – режим по постоянному току ( $u_{вх}=0$ ). Рабочая точка, определяющая исходный режим, для усилителя обычно задается на середине прямолинейного участка динамической входной характеристики (см. рис. 1.16). Рабочая точка определяет параметры режима постоянного тока  $I_{б0}$ ,  $U_{б0} = E_{б}$ ,  $I_{к.р.т}$ ,  $U_{к0}$ ,  $U_{Rк0} = I_{к.р.т} R_{к}$ .

Рассмотрим режим работы усилителя по переменному току. Входное синусоидальное напряжение складывается с постоянным напряжением  $U_{б0}$ . Изменения напряжения на базе вызывают изменения тока базы. При изменении тока базы изменяется ток коллектора и в соответствии с формулой

$$E_{к} = u_{к} + u_{Rк} = u_{к} + i_{к} R_{к}$$

происходит перераспределение между собой величин напряжений  $u_{к}$  и  $u_{Rк}$ . Переменная составляющая напряжения  $u_{к}$  (выходное напряжение) через конденсатор  $C$  поступает на выход каскада. Как уже отмечалось ранее, под действием малого входного сигнала ток коллектора изменяется достаточно широко, поэтому перераспределение величин напряжений  $u_{к}$  и

$u_{Rk}$  оказывается значительным и выходное напряжение по амплитуде значительно больше входного.

Отложив на временном графике  $u_{\delta} = f(t)$  входное напряжение, получим крайние положения перемещающейся по динамическим характеристикам рабочей точки (см. рис. 1.16).

На временном графике  $u_{\kappa} = f(t)$  в соответствии с перемещением рабочей точки построим выходное напряжение. Определив амплитуды переменных составляющих тока базы и тока коллектора ( $I_{\delta m}$ ,  $I_{\kappa m}$ ), амплитуду выходного напряжения ( $U_{\kappa m} = U_{\text{вых } m}$ ), найдем динамические параметры каскада:

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}m}}{I_{\delta m}}; \quad R_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}m}}{I_{\kappa m}}; \quad K_i = \frac{I_{\kappa m}}{I_{\delta m}};$$

$$K_u = \frac{U_{\text{вых}m}}{U_{\text{вх}m}}; \quad K_p = K_u \cdot K_i.$$

#### 1.4.6. Полевые транзисторы

**Полевым транзистором (или канальным)** называется транзистор с управляемым каналом для тока основных носителей заряда. Полевые транзисторы делят на полевые транзисторы с затвором в виде  $p$ - $n$ -перехода и полевые транзисторы с изолированным затвором. Канал транзистора может быть  $n$ -либо  $p$ -типа.

Рассмотрим устройство и принцип действия полевого транзистора с затвором в виде  $p$ - $n$ -перехода с каналом  $n$ -типа. На рис. 1.17 показаны конструкция, условное обозначение и схема включения этого транзистора.

Основным элементом транзистора является пластина полупроводника  $n$ -типа (см. рис. 1.17, *а*). С двух сторон этой пластины созданы области полупроводника  $p$ -типа. Электрод, образованный двумя областями  $p$ -типа, называется затвором. Один из электродов, подключенный к полупроводнику  $n$ -типа, от которого движутся носители тока (для данного транзистора электроны), называется истоком, а электрод, к которому движется носители тока, – стоком. Между полупроводниками с разными типами электропроводности образуются два  $p$ - $n$ -перехода. Тонкий слой полупроводника, расположенный между этими переходами, называется каналом (см. рис. 1.17, *а*).

Аналогом схемы с общим эмиттером является для полевого транзистора схема с общим истоком (см. рис. 1.17, *в*). В цепи между стоком и истоком включен источник эдс  $E_c$ , положительный потенциал которого приложен к стоку. Под действием этого источника электроны движутся по каналу от истока к стоку, и в выходной цепи образуется ток стока  $I_c$ . В цепи между затвором и истоком расположен источник эдс  $E_3 \ll E_c$ , который

включает  $p$ - $n$ -переходы в обратном направлении. Поэтому во входной цепи течет очень малый ток, образованный обратными токами  $p$ - $n$ -переходов.

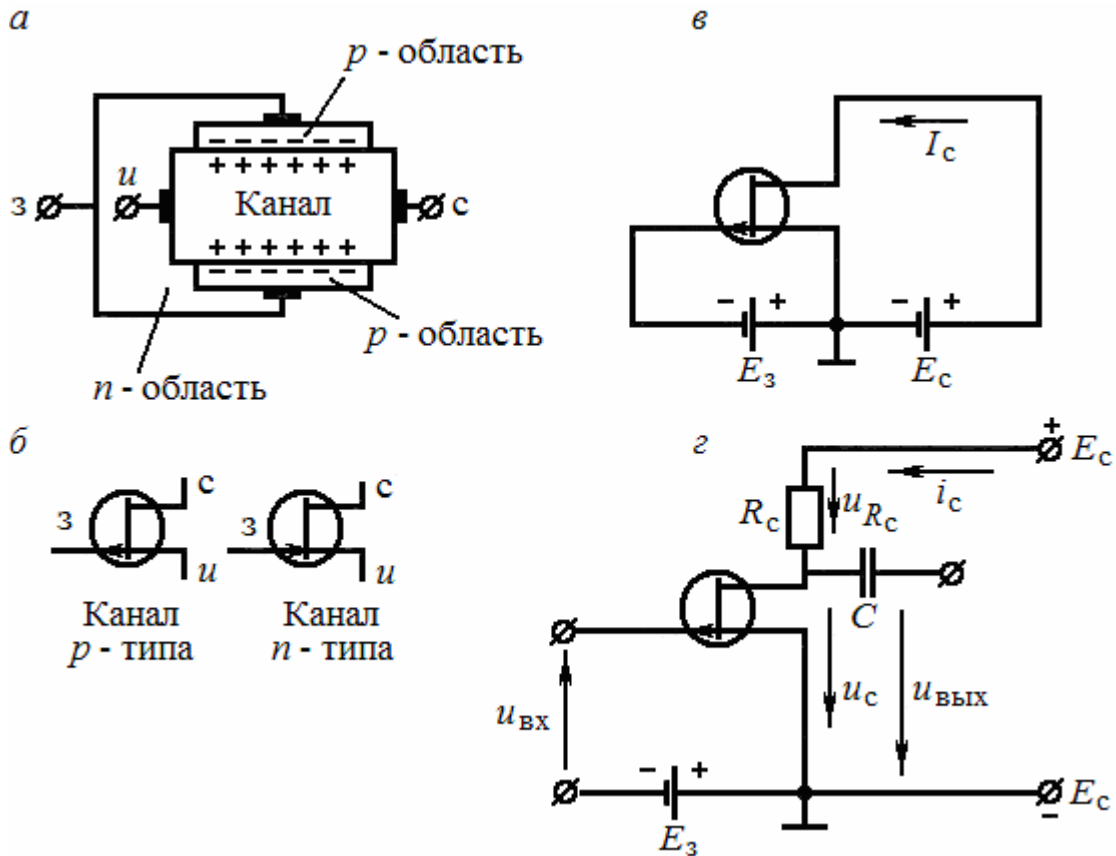


Рис. 1.17. Устройство (а), условное обозначение (б), схемы включения полевого транзистора с затвором в виде  $p$ - $n$ -перехода (в, з)

В динамическом режиме (см. рис. 1.17, з) переменное входное напряжение изменяет ширину  $p$ - $n$ -переходов. При этом области полупроводника типа  $n$ , прилегающие к областям полупроводника типа  $p$  и обедненные электронами, либо расширяются, и канал сужается, либо сужаются, и канал расширяется. Во время расширения канала ток  $I_c$  увеличивается, а при сужении канала уменьшается. Причем под действием входного сигнала входной ток изменяется незначительно, а выходной ток  $I_c$  – достаточно широко. В схеме наблюдается усиление по току, напряжению и мощности.

Рассмотрим статические характеристики полевого транзистора с затвором в виде  $p$ - $n$ -перехода, включенного по схеме с общим истоком. На рис. 1.18, а изображены статические выходные характеристики. Это зависимость тока стока  $I_c$  от напряжения на стоке  $U_c$  (между стоком и истоком), т.е.  $I_c = f(U_c)$  при  $U_3 = \text{const}$  (между затвором и истоком). На рис. 1.18, б изображены статические переходные характеристики. Это зависимость  $I_c = f(U_3)$  при  $U_c = \text{const}$ .



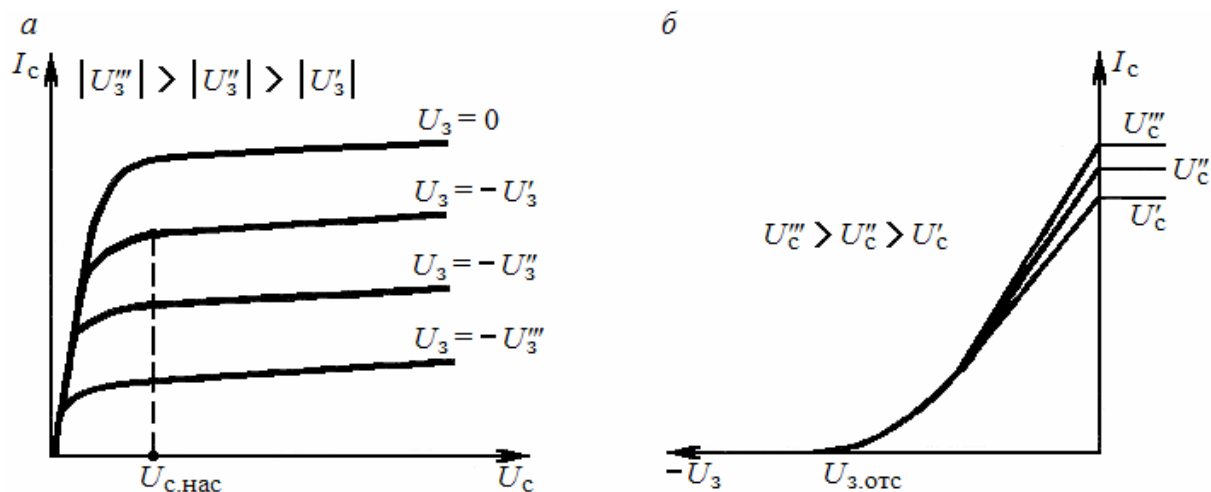


Рис. 1.18. Статические характеристики полевого транзистора с затвором в виде  $p-n$ -перехода:  
 а – выходные; б – переходные

Рассмотрим одну статическую выходную характеристику, например, при  $U_3 = -U_3'$ . Начальный участок выходной характеристики определяется в основном омическим сопротивлением канала. Затем, начиная с определенного значения  $U_c = U_{c,нас}$ , наступает режим насыщения, и характеристика идет полого. Ток  $I_c$  образует падение напряжения на сопротивлении материала канала. Это падение напряжения изменяется от  $U = 0$  около истока и до  $U = +U_c$  возле стока. Вследствие этого сечение канала по длине будет переменным, так как обратное смещение  $p-n$ -перехода будет образовано не только за счет напряжения  $U_3$ , но и за счет падения напряжения в толще канала. Поэтому толщина переходов от истока к стоку будет увеличиваться, а сечение канала, наоборот, сужаться. С увеличением тока  $I_c$  обедненные электронами области расширяются, а ширина канала уменьшается. При  $U_c = U_{c,нас}$  обедненные области смыкаются у стокового конца, а дальнейший рост тока  $I_c$  с ростом напряжения  $U_c$  практически прекращается. Когда напряжение  $U_3$  становится более отрицательным, увеличивается ширина  $p-n$ -переходов, канал сужается, ток  $I_c$  уменьшается и выходные характеристики смещаются вниз. При определенном отрицательном напряжении  $U_3 = U_{3,отс}$  (см. рис. 1.18, б) канал полностью перекрывается и транзистор закрывается ( $U_{в.отс}$  – напряжение отсечки).

Основные статические параметры полевого транзистора следующие: крутизна статической переходной характеристики  $S = \Delta I_c / \Delta U_3$  при  $U_c = const$ , выходное (внутреннее) сопротивление  $R_i = \Delta U_c / \Delta I_c$  при  $U_3 = const$ , статический коэффициент усиления  $\mu = \Delta U_c / \Delta U_3$  при  $I_c = const$ . Они связаны формулой

$$\mu = S \cdot R_i.$$

Предельно допустимыми параметрами полевого транзистора являются:  $f_{max}$  – максимальная частота;  $U_{c,max}$ ,  $U_{3,max}$  – максимально допустимые

напряжения на стоке и на затворе,  $I_{c \max}$  – максимально допустимый ток стока,  $P_{c \max}$  – максимально допустимая мощность, рассеиваемая стоком.

Кроме рассмотренного выше способа управления сопротивлением канала, имеется другой способ, когда сопротивление канала меняется при изменении потенциала затвора, изолированного от объема полупроводника. Такие транзисторы называются полевыми транзисторами с изолированным затвором или МДП-транзисторами (металл-диэлектрик-полупроводник). Так как в большинстве случаев в качестве диэлектрика используются оксиды, например,  $\text{SiO}_2$ , то такие транзисторы называются также МОП-транзисторами. МДП-транзисторы делятся на два вида – транзисторы с индуцированным каналом и транзисторы со встроенным каналом.

Рассмотрим вначале МДП-транзистор со встроенным каналом  $n$ -типа. На рис. 1.19 изображены конструкция, условное обозначение и статические характеристики этого транзистора.

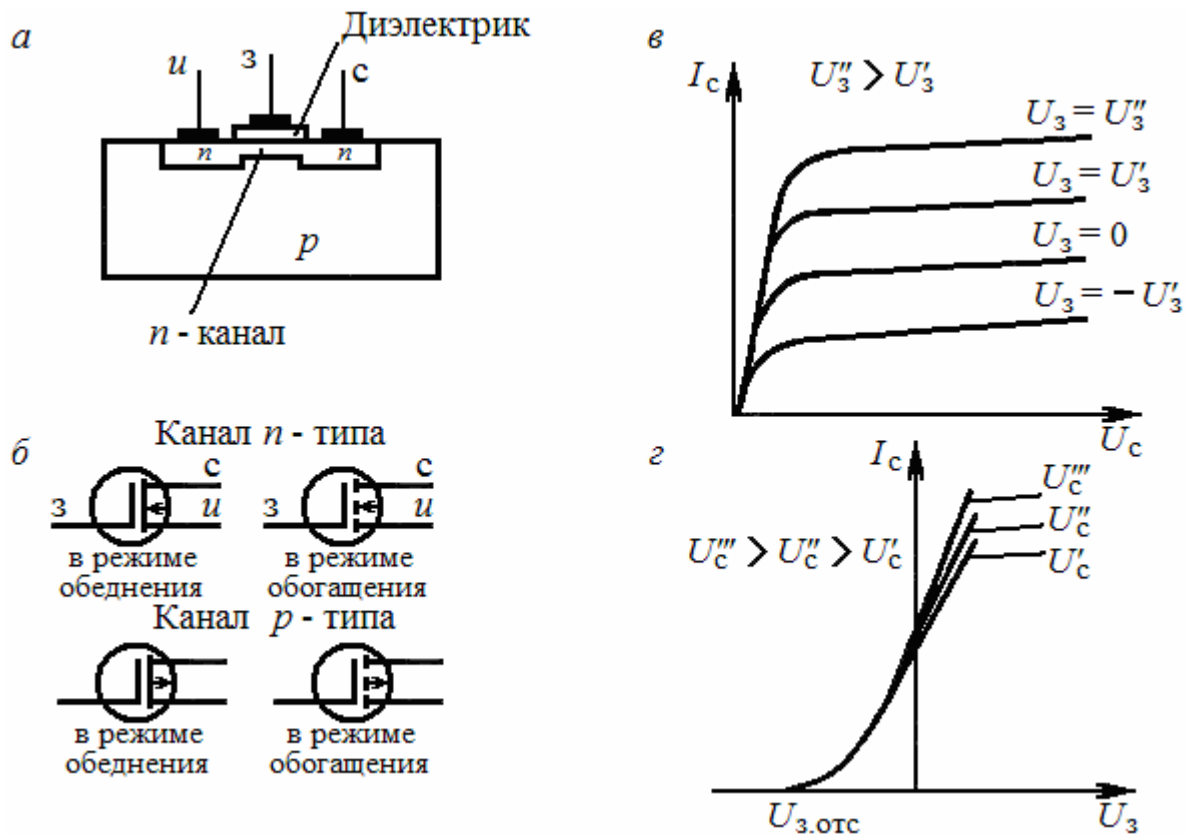


Рис. 1.19. Устройство (а), условное обозначение (б) и статические характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом (в, з)

В пластине полупроводника (обычно кремния)  $p$ -типа создан слой с  $n$ -проводимостью, являющийся проводящим каналом. На краях проводящего канала созданы сильнолегированные  $n$ -области (см рис. 1.19, а), одна

из которых является истоком, другая – стоком. Затвор представляет собой металлическую пластинку, изолированную от канала слоем диэлектрика.

Рассмотрим статические характеристики транзистора, включенного по схеме с общим истоком (см. рис. 1.19, в, г). При отрицательном напряжении на затворе  $U_3$  электроны проводимости выталкиваются электрическим полем из области канала в  $p$ -область, сопротивление канала возрастает и ток  $I_c$ , протекающий при приложении напряжения  $U_c$ , уменьшается (режим обеднения). При положительном напряжении  $U_3$  происходит втягивание электронов проводимости из  $p$ -области в канал и ток  $I_c$  увеличивается (режим обогащения). При протекании тока  $I_c$  через канал создается на сопротивлении канала падение напряжения. Потенциал этого напряжения по мере приближения к стоку повышается. Это вызывает обеднение электронами области канала, расположенной вблизи стока, что равносильно сужению эффективного сечения канала транзистора с затвором в виде  $p$ - $n$ -перехода. В связи с этим выходные характеристики имеют участки насыщения.

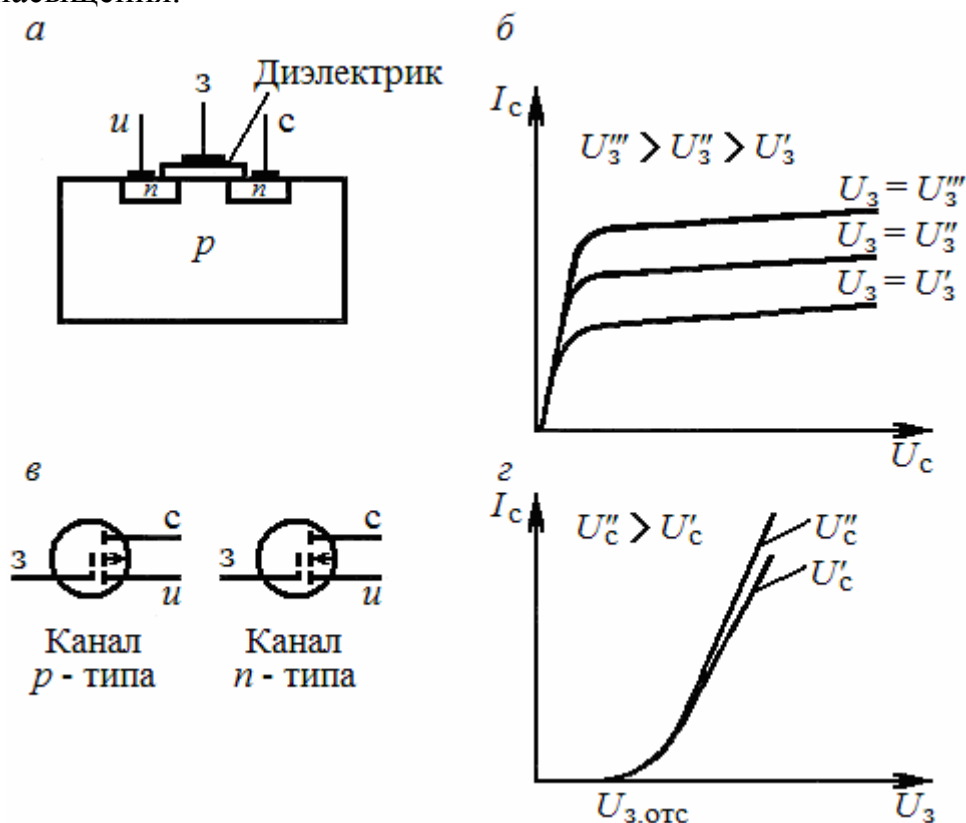


Рис. 1.20. Устройство (а), условное обозначение (б) и статические характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом (в, г)

Рассмотрим МДП-транзистор с индуцированным каналом  $n$ -типа. На рис. 1.20 изображены конструкция, условное обозначение и статические характеристики этого транзистора для схемы с общим истоком. В пластине полупроводника  $p$ -типа созданы сток и исток – сильнолегированные  $n$ -об-

ласти. Металлический затвор отделен от пластины полупроводника изолятором (см. рис. 1.20, а). При действии напряжения  $U_c$  ток  $I_c$  не протекает, пока не подано напряжение  $U_3$ . При подаче на затвор положительного относительно истока напряжения  $U_3$  определенной величины слой полупроводника, лежащий под затвором, окажется обогащенным электронами, притянутыми из  $p$ -области. В результате  $n$ -области стока и истока замкнутся каналом  $n$ -типа. Чем больше напряжение  $U_3$ , тем сильнее будет обогащен канал электронами и больше величина тока  $I_c$  (см. рис. 1.20, в, г). Участки насыщения выходных характеристик образуются по той же причине, что и для предыдущего полевого транзистора.

Входное сопротивление полевых транзисторов, и особенно с изолированным затвором, гораздо больше входного сопротивления биполярного транзистора.

В эквивалентной схеме полевого транзистора по переменному току (рис. 1.21) выходная цепь транзистора заменена генератором тока  $Su_{вх}$  с внутренним сопротивлением  $R_i$ ,  $C_{зс}$ ,  $C_{зи}$  – паразитные емкости между электродами транзистора.

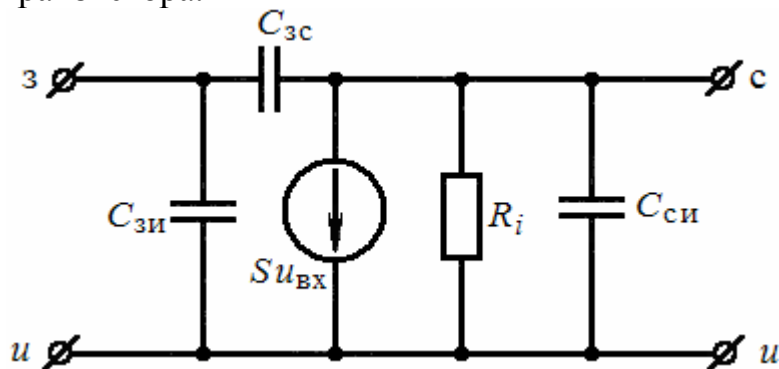


Рис. 1.21. Эквивалентная схема полевого транзистора по переменному току

#### 1.4. Тиристоры

**Тиристором** называют полупроводниковый прибор с тремя последовательно соединенными  $p$ - $n$ -переходами. Тиристоры разделяются на следующие два вида: неуправляемые приборы – *динисторы* и управляемые приборы – *тринисторы*. Динисторы и тринисторы используются в управляемых выпрямителях, релейных схемах радиоэлектронной техники.

Рассмотрим устройство и принцип действия динистора. На рис. 1.22 изображены устройство, условное обозначение, схема включения и вольтамперная характеристика динистора. Динистор представляет собой четырехслойную структуру  $p_1 - n_1 - p_2 - n_2$ , которую можно рассматривать как два транзистора типов  $p_1 - n_1 - p_2$  и  $n_1 - p_2 - n_2$  с общим коллекторным переходом. У транзистора  $p_1 - n_1 - p_2$  переход  $\Pi_1$  является эмиттерным, а  $\Pi_2$  – коллекторным, у транзистора  $n_1 - p_2 - n_2$  эмиттерным переходом

служит переход  $\Pi_3$ , а коллекторным –  $\Pi_2$ . Крайняя область  $p_1$  называется анодом, а область  $n_2$  – катодом (см. рис. 1.22, а).

Если на прибор подать небольшое напряжение полярностью «плюс» на анод (см. рис. 1.22, в), то эмиттерные переходы  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$  окажутся смещенными в прямом направлении, а общий коллекторный переход  $\Pi_2$  – в обратном.

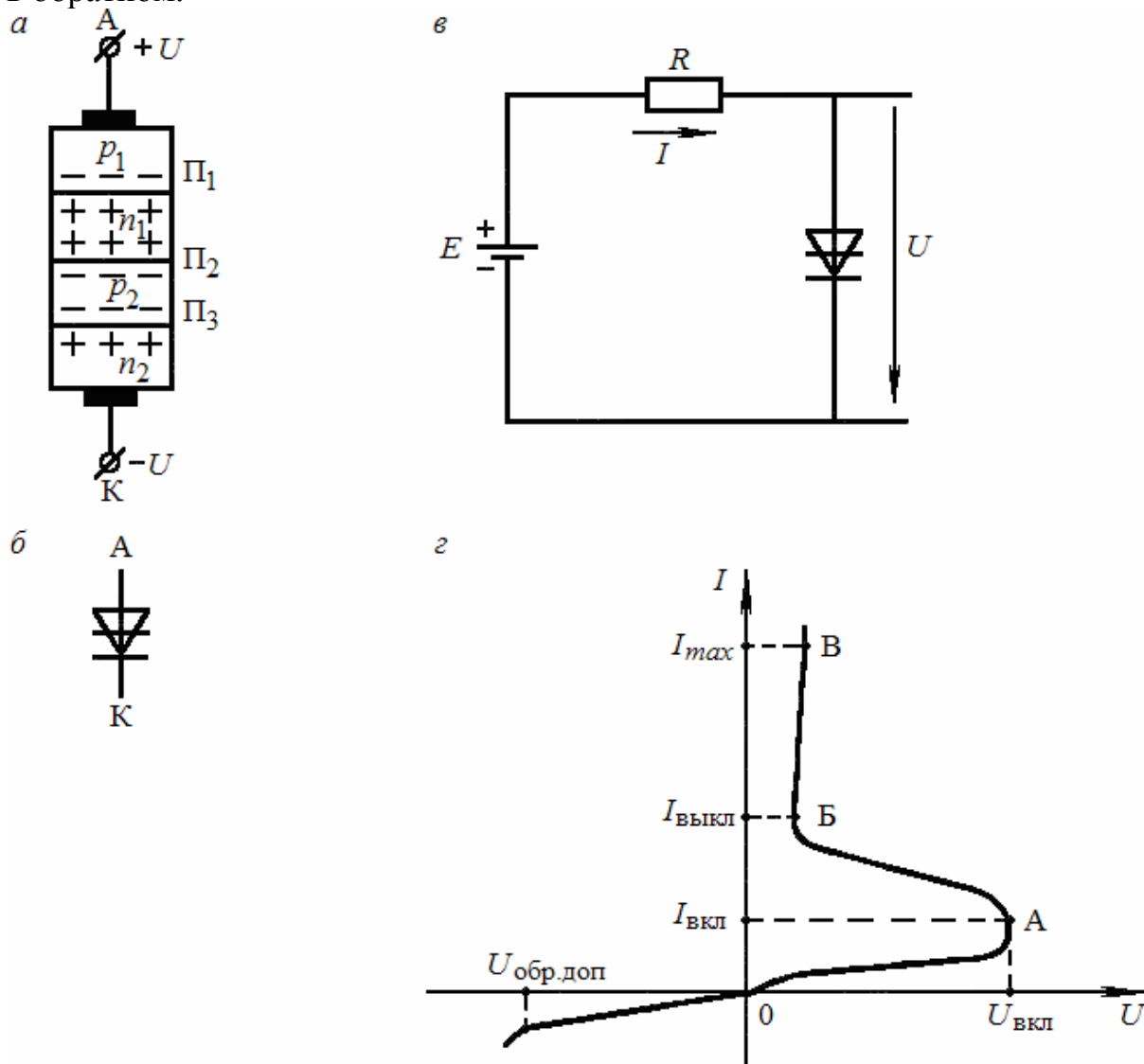


Рис. 1.22. Устройство (а), условное обозначение (б), схема включения (в) и вольтамперная характеристика динистора (г)

Так как падение напряжения на открытых переходах  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$  незначительно, почти все внешнее напряжение будет приложено к переходу  $\Pi_2$ . Дырочный ток эмиттера транзистора  $p_1 - n_1 - p_2$ , протекая через переход  $\Pi_1$ , частично рекомбинирует с электронами  $n$ -базы, а частично проходит через коллекторный переход  $\Pi_2$ , поле которого вытягивает дырки в  $p$ -базу транзистора  $n_1 - p_2 - n_2$ . Эта часть дырочного тока определяется коэффициентом усиления транзистора по току  $\alpha_1 (\alpha_1 = I_{к1} / I_{э1})$ , и величина его равна

$I_{к1} = \alpha_1 I_{э1}$ . Условия движения электронов транзистора  $n_1 - p_2 - n_2$ , начиная от эмиттера  $n_2$ , подобны только что описанным для дырок. Аналогично коллекторный ток второго транзистора  $I_{к2} = \alpha_2 I_{э2}$ . Таким образом, общий ток коллекторного перехода  $\Pi_2$

$$I_{\Pi 2} = \alpha_1 I_{э1} + \alpha_2 I_{э2} + I_{к0},$$

где  $I_{к0}$  – обратный ток перехода  $\Pi_2$ . Так как через все последовательно соединенные переходы должен протекать один и тот же ток, равный току во внешней цепи, то  $I_{э1} = I_{э2} = I_{\Pi 2} = I$ . Тогда

$$I = \alpha_1 I + \alpha_2 I + I_{к0},$$

откуда

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

В динисторе действует положительная обратная связь. Действительно, дырки из эмиттера, пройдя через переходы  $\Pi_1, \Pi_2$  в  $p$ -базу, образуют там нескомпенсированный положительный объемный заряд, который вызовет дополнительный встречный поток электронов из  $n$ -эмиттера через переходы  $\Pi_3, \Pi_2$  в  $n$ -базу. Электронный поток, достигнув  $n$ -базы, вызовет дополнительный поток дырок из  $p$ -эмиттера. Таким образом, создаются условия для лавинного нарастания тока через структуру. Однако лавинный процесс начинается в динисторе только при определенном напряжении источника питания.

Из последнего соотношения видно, что при  $(\alpha_1 + \alpha_2) < 1$  ток  $I$  превышает ток  $I_{к0}$ , но остается небольшим, так как величина тока  $I_{к0}$ , особенно в кремниевых приборах, очень незначительна. Этот режим соответствует выключенному (закрытому) состоянию динистора. При  $(\alpha_1 + \alpha_2) = 1$  величина тока  $I$  стремится к бесконечности. Практически ток ограничивается только сопротивлением резистора  $R$ . В этом случае говорят, что динистор отперт или включен. Увеличение коэффициентов  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  до значений, когда отпирается динистор, достигается следующим образом. Если повышать напряжение на динисторе, то обратное напряжение на коллекторном переходе  $\Pi_2$  достигает величины, соответствующей развитию лавинного пробоя. В области коллекторного перехода  $\Pi_2$  образуются новые пары электрон-дырка. В результате концентрация основных носителей в обеих базах увеличивается и начинает действовать описанная выше положительная обратная связь. Процесс развивается лавинообразно, ток через динистор резко увеличивается. Рост тока сопровождается возрастанием напряжения на резисторе  $R$  и уменьшением напряжения на динисторе.

Рассмотрим вольтамперную характеристику динистора (см. рис. 1.22, *з*) и его основные параметры. Участок ОА характеристики соответствует выключенному состоянию динистора. Когда напряжение на динисторе становится равным напряжению  $U_{вкл}$  (точка А), динистор включается. Ток

динистора резко увеличивается, напряжение на нем уменьшается. Величина тока через динистор во включенном состоянии (участок БВ) определяется практически сопротивлением резистора  $R$ , т.е.  $I \approx E/R$ . Напряжение, соответствующее точке А характеристики, называется напряжением включения  $U_{\text{вкл}}$ . Напряжение  $U_{\text{вкл}}$ , определяет режим переключения динистора. Этому напряжению соответствует ток включения  $I_{\text{вкл}}$ . Динистор будет находиться во включенном состоянии до тех пор, пока ток через него будет больше тока выключения  $I_{\text{выкл}}$  (точка Б характеристики). При токе, меньшем  $I_{\text{выкл}}$ , динистор выключается. Динистор характеризуется также прямым максимальным током  $I_{\text{max}}$  (точка В характеристики) и остаточным напряжением  $U_{\text{ост}}$ , соответствующим этому току. Если изменить полярность напряжения на динисторе ( $U = U_{\text{обр}}$ ), оба крайних  $p$ - $n$ -перехода оказываются смещенными в обратном направлении, а средний – в прямом. В этом случае работа динистора аналогична работе  $p$ - $n$ -перехода, смещенного в непроводящем направлении. Чтобы не было пробоя динистора в обратном направлении, обратное направление должно быть меньше  $U_{\text{обр.доп}}$ .

Увеличить коэффициент  $(\alpha_1 + \alpha_2)$  для перевода структуры во включенное состояние можно и другим способом. Вводится управляющий электрод, подсоединенный к одной из баз, например, к  $p$ -базе. Образуется тринистор. На рис. 1.23 изображены устройство, условное обозначение, схема включения и вольтамперная характеристика тринистора.

При подаче положительного напряжения на управляющий электрод относительно катода потенциальный барьер перехода  $P_3$  снижается и ток, протекающий через эмиттерный переход транзистора  $n_1 - p_2 - n_2$ , увеличивается. Увеличивается коэффициент усиления по току  $\alpha_2$ , в результате чего при определенном напряжении  $U_{\text{вкл}}$  начинается лавинное нарастание тока через тринистор за счет действия положительной обратной связи, описанной выше для динистора. В цепи управляющего электрода течет ток базы, или управляющий ток  $I_y$ .

Рассмотрим вольтамперную характеристику тринистора. Как видно из вольтамперных характеристик (см. рис. 1.23,  $z$ ), с ростом тока  $I_y$  увеличивается ток  $I_{\text{вкл}}$ , а напряжение  $U_{\text{вкл}}$  уменьшается. Действительно, при увеличении тока  $I_y$  лавинообразный процесс наступает при большем токе через тринистор, так как растет ток эмиттера транзистора  $n_1 - p_2 - n_2$ . В связи с увеличением тока  $I_{\text{вкл}}$  напряжение  $U_{\text{вкл}}$  уменьшается, ибо для начала лавинообразного процесса при большем токе через тринистор требуется меньшее напряжение  $U_{\text{вкл}}$ .

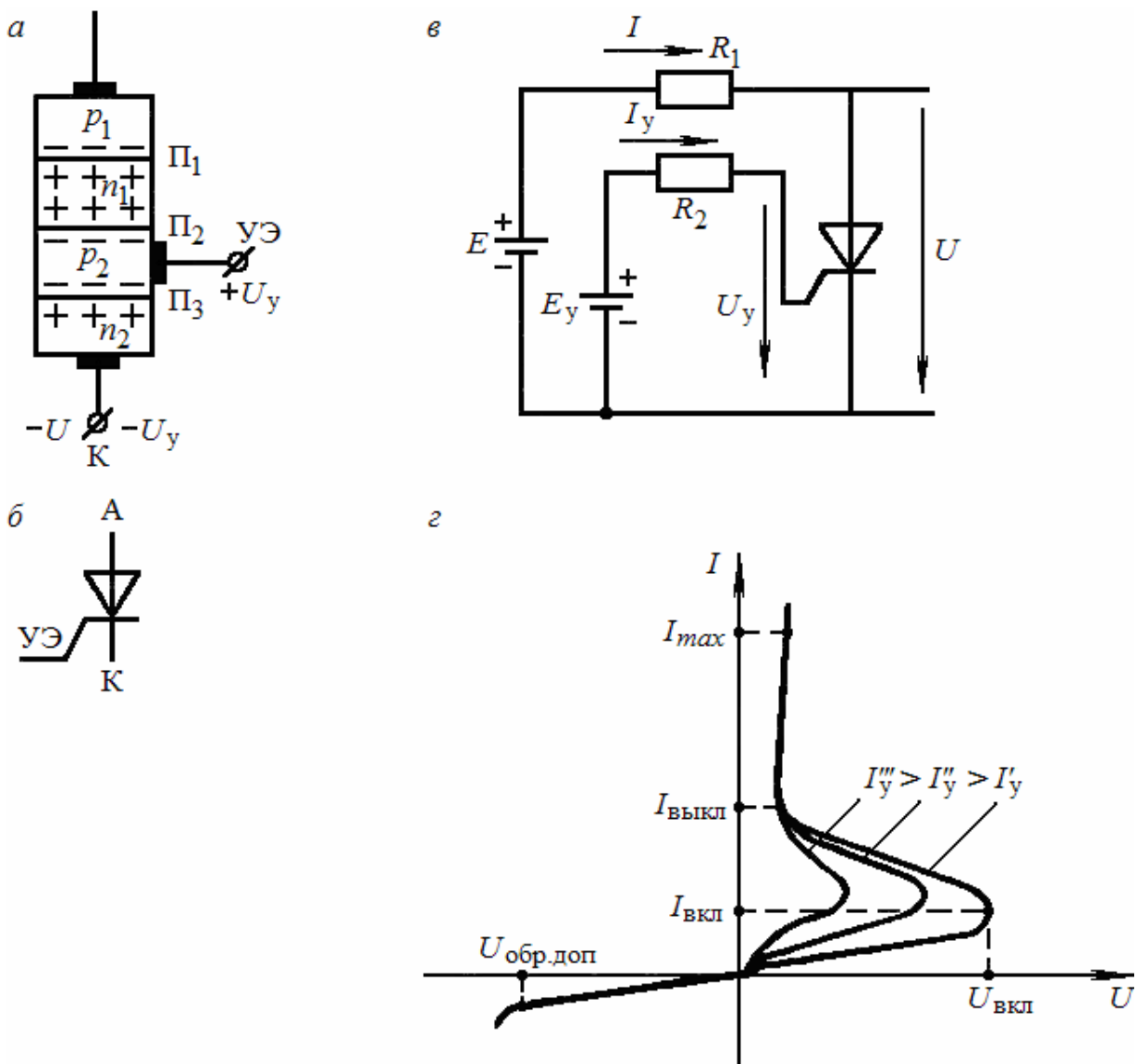


Рис. 1.23. Устройство (а), условное обозначение (б), схема включения (в) и вольтамперная характеристика тристора (г)

## 1.6. ФОТОДИОДЫ И СВЕТОДИОДЫ

Фотодиодом называют полупроводниковый прибор с внутренним фотоэффектом, имеющий один  $p-n$ -перехода и два вывода.

Устройство фотодиода аналогично устройству обычного плоскостного полупроводникового диода. Фотодиод выполнен так, что его  $p-n$ -переход одной стороной обращен к стеклянному окну, через которое поступает световой поток.

Фотодиоды могут работать в одном из двух режимов;

- 1) без внешнего источника питания (режим фотогенератора);
- 2) с внешним источником питания (режим фотопреобразователя).

Рассмотрим режим фотогенератора. При падении светового потока на фотодиод фотоны, проходя в толщу полупроводника, сообщают части



валентных электронов энергию, достаточную для их освобождения. В результате в областях  $p$  и  $n$  увеличивается число пар свободных носителей заряда (основных и неосновных). Под действием контактной разности потенциалов (потенциального барьера)  $p$ - $n$ -перехода неосновные носители заряда  $n$ -области – дырки переходят в  $p$ -область, а неосновные носители заряда  $p$ -области – электроны – в  $n$ -область.

Это приводит к созданию на зажимах фотодиода при разомкнутой внешней цепи разности потенциалов, так называемой фото-эдс. Если замкнуть зажимы освещенного фотодиода через резистор, то в электрической цепи появится ток, обусловленный движением неосновных носителей заряда, значение которого зависит от фото-эдс и сопротивления резистора. Максимальный ток при одной и той же освещенности фотодиода будет при сопротивлении резистора равным нулю, т.е. при коротком замыкании фотодиода. При сопротивлении резистора, не равном нулю, ток во внешней цепи фотодиода уменьшается. Зависимость тока фотодиода от светового потока при различных сопротивлениях резистора показана на рис. 1.24, *а*. С ростом светового потока  $\Phi$  ток фотодиода увеличивается, т.к. увеличивается в области  $p$ - $n$ -перехода число пар электронов и дырок. Фотодиоды, работающие в режиме фотогенератора, применяют в качестве источников питания, преобразующих энергию светового излучения в электрическую.

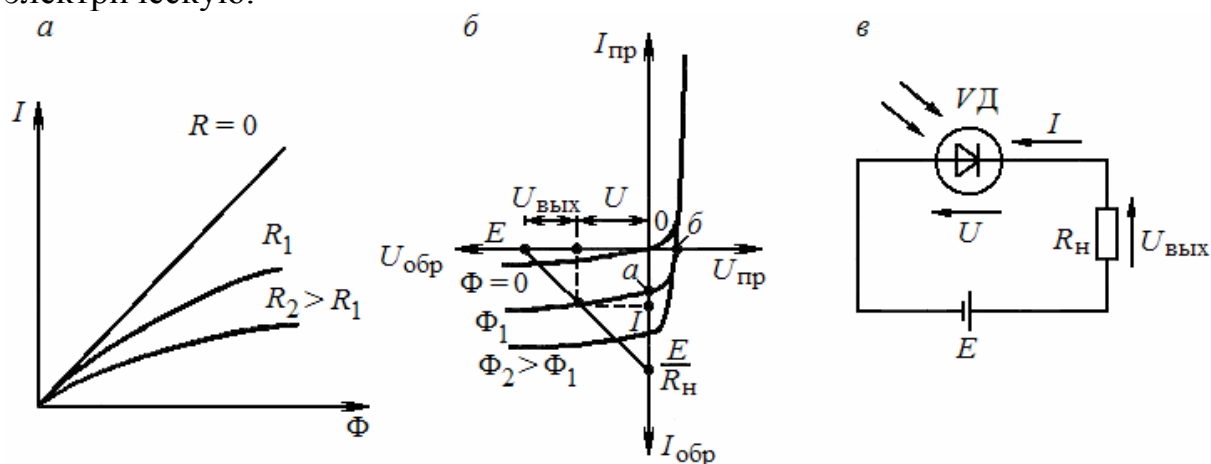


Рис. 1.24. Зависимость тока фотодиода от светового потока в режиме фотогенератора (*а*); вольтамперная характеристика фотодиода (*б*); схема включения фотодиода в режиме фотопреобразователя (*в*)

Если к неосвещенному фотодиоду подключить источник значения и полярность напряжения которого можно изменять, то снятая вольтамперная характеристика будет иметь такой же вид, как у обычного полупроводникового диода (см. рис. 1.24, *б* для  $\Phi = 0$ ). При освещении фотодиода существенно меняется лишь обратная ветвь, прямые же ветви практически совпадают. Рассмотрим вольтамперную характеристику для  $\Phi = \Phi_1$ . Отрезок *об* соответствует напряжению холостого хода освещенного фотодиода,

т.е. фото-эдс, а отрезок  $oa$  – току короткого замыкания освещенного фотодиода.

В режиме фотопреобразователя на фотодиод подается обратное напряжение (участок характеристики слева от точки  $a$ ). С увеличением светового потока обратный ток растет, и характеристики смещаются вниз, т.к. увеличивается в области  $p$ – $n$ -перехода число пар электронов и дырок. При наличии нагрузочного резистора  $R_n$ , включенного последовательно с источником  $E$  (рис. 1.24, в), значение тока  $I$  и напряжения  $U_{\text{вых}}$  при определенном световом потоке  $\Phi$  можно определить, построив линию нагрузки (см. рис. 1.24, б), используя уравнение

$$I = \frac{E - U}{R_n}.$$

Фотодиоды, работающие в режиме фотопреобразователя, используются в фотометрии для контроля источников света, измерения интенсивности освещения и в других целях.

Основными параметрами фотодиодов являются: интегральная чувствительность  $K$  – отношение тока фотодиода к световому потоку, т.е.  $K = I/\Phi$ ; рабочее напряжение  $U_{\text{раб}}$  – напряжение, подводимое к фотодиоду в режиме фотопреобразователя; темновой ток  $I_T$  – ток, протекающий в цепи фотодиода при рабочем напряжении  $U_{\text{раб}}$  и отсутствии освещения.

В режиме фотогенератора интегральную чувствительность измеряют при коротком замыкании, а в режиме фотопреобразователя ток практически равен току короткого замыкания, поэтому интегральную чувствительность в обоих режимах принято считать одинаковой.

Светодиоды представляют собой полупроводниковые приборы с одним  $p$ – $n$ -переходом, в котором электрическая энергия преобразуется в энергию светового излучения. На светодиод подается прямое напряжение. Вследствие этого электроны движутся из  $n$ -области в  $p$ -область, где наблюдается процесс рекомбинации. Во время рекомбинации электронов с дырками выделяется избыточная энергия. Часть этой энергии расходуется на нагрев кристалла, а остальная часть излучается в виде квантов света. Вольтамперная характеристика светодиода аналогична характеристике обычного полупроводникового диода. Важнейшим параметром светодиода является длина волны  $\lambda$  излучаемого света. Светодиоды используют в качестве малогабаритных световых индикаторов, в оптронах.

Оптроны представляют собой полупроводниковые приборы, состоящие из излучающего (светодиод) и фотоприемного (например, фотодиод) элементов, между которыми имеется оптическая связь. В радиоэлектронных устройствах оптроны выполняют функцию элемента связи, информация в котором передается оптически. Этим достигается гальваническая развязка входных и выходных цепей радиоэлектронного устройства, т.е. отсутствие паразитных обратных связей между цепями, ухудшающих

работу устройства. Важнейшим параметром оптрона является коэффициент передачи тока  $K_{\text{п}} = I_{\text{ф}} / I_{\text{сд}}$ , где  $I_{\text{ф}}$  — ток фотоприемника, например, фотодиода;  $I_{\text{сд}}$  — ток светодиода.

## 1.7. Интегральные микросхемы

В настоящее время бурно развивается *микроэлектроника* — отрасль радиоэлектроники, занимающаяся микроминиатюризацией радиоэлектронной аппаратуры с целью уменьшения ее объема, веса, стоимости, повышения надежности и экономичности. Развитие микроэлектроники шло в трех направлениях (рис. 1.25): создание микромодулей; создание интегральных микросхем; создание функциональных приборов.

При микромодульном способе конструирования радиоаппаратуры схемы собираются из обычных элементов в миниатюрном исполнении (резисторов, конденсаторов, диодов, транзисторов и др.). По конструкции и способу монтажа микромодули делятся на две группы: плоские и объемные.

Плоский микромодуль представляет собой функционально законченный узел, собранный из микроэлементов на печатной плате и помещенный в корпус или залитый компаундом. Объемные (этажерочные) микромодули состоят из собранных в «этажерку» диэлектрических стандартных микроплат с установленными на них микроэлементами. Микромодули обеспечивают плотность упаковки до 80 элементов/см<sup>3</sup>.

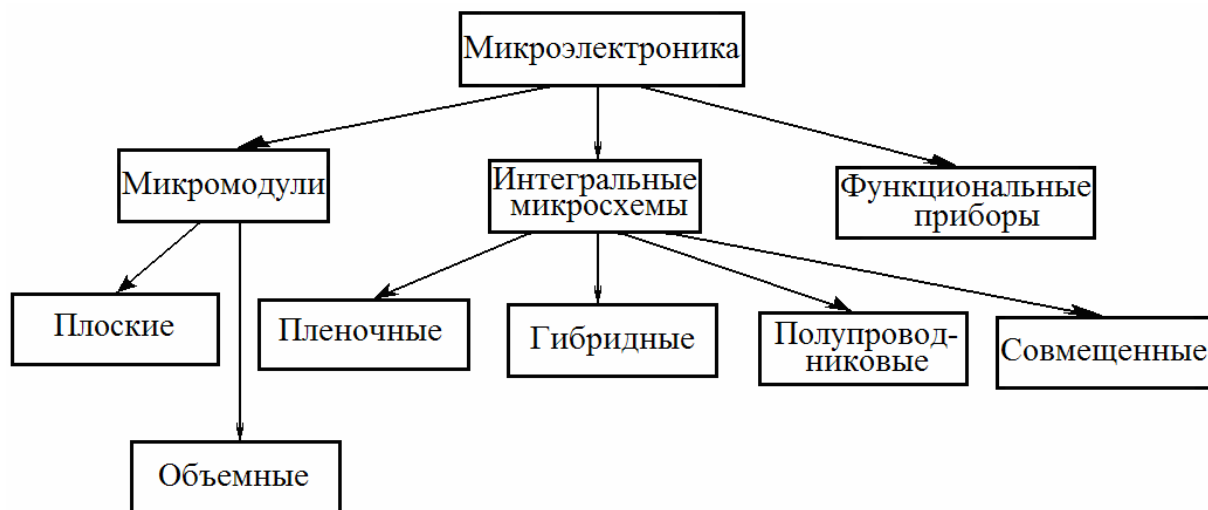


Рис. 1.25. Основные направления микроэлектроники

Функциональными приборами называют такие приборы, которые используют физические свойства твердых тел для получения генерации, усиления или преобразования электрических колебаний. В функциональных приборах электрические элементы как таковые не используются, а их функции реализуются межмолекулярными связями и объемными явлениями в твердом теле.

Интегральные микросхемы – это микроэлектронные приборы, состоящие из активных элементов (транзисторов, диодов), пассивных элементов (резисторов, конденсаторов и др.) и соединительных проводов, которые изготовлены в едином технологическом процессе, электрически соединены между собой, заключены в общий корпус и представляют собой неразделимое целое. Интегральные микросхемы по сравнению с микромодулями отличаются более высокой надежностью, плотностью упаковки и экономичностью. По технологии изготовления интегральные микросхемы делятся на пленочные, гибридные, полупроводниковые и совмещенные.

Пленочными микросхемами называют схемы, выполняемые осаждением пленок различных материалов на изоляционное основание (подложку). Пленочная технология позволяет получать все пассивные элементы схем. Получение активных элементов связано с большими технологическими трудностями, поэтому активные элементы выполняют по обычной *технологии* в виде миниатюрных дискретных элементов и монтируют на подложках.

Интегральные микросхемы, в которых используются навесные активные элементы, а пассивные элементы в виде пленок, называют гибридными микросхемами. Гибридные микросхемы обеспечивают плотность упаковки до 150 элементов/см<sup>3</sup>. Полупроводниковой (твердой) интегральной микросхемой называют схему, созданную в одном кристалле полупроводника. Основными процессами создания компонентов полупроводниковых интегральных микросхем являются технологические процессы формирования *p-n*-переходов введением примесей в исходный полупроводниковый материал. Электронно-дырочные переходы образуют диоды, транзисторы, конденсаторы и другие элементы. Полупроводниковые микросхемы имеют наиболее высокую плотность упаковки элементов (сотни тысяч на см<sup>3</sup>) и позволяют получить максимальную надежность, так как количество соединений в них сведено к минимуму.

В ряде случаев интегральная микросхема представляет монолитную структуру, в которой полупроводниковая интегральная микросхема сочетается с пленочными элементами. Такие интегральные микросхемы получили название совмещенных. В объеме полупроводника создаются *p-n*-переходы, которые образуют все активные элементы, а затем на такую активную подложку, соответствующим образом защищенную, наносятся в виде пленок пассивные элементы и токопроводящие дорожки. В совмещенных микросхемах сочетаются высокая плотность упаковки элементов с хорошими электрическими параметрами и возможность в широких пределах варьировать величинами параметров пассивных элементов за счет применения пленок различных материалов. Однако стоимость совмещенных микросхем значительно выше гибридных и полупроводниковых микросхем, что ограничивает их применение.

Интегральные микросхемы единого конструктивно-технологического исполнения, предназначенные для совместного применения, выпускаются сериями. В настоящее время серии интегральных микросхем широко используются в радиоэлектронной аппаратуре.

По степени интеграции (по суммарному количеству входящих в данную микросхему элементов) все интегральные микросхемы принято подразделять на интегральные схемы:

- ✓ первой степени интеграции – до 10 элементов,
- ✓ второй степени – от 11 до 100 элементов,
- ✓ третьей степени – от 101 до 1000 элементов (большие интегральные микросхемы),
- ✓ четвертой степени – от 1001 до 10000 элементов и т.д. (сверхбольшие интегральные микросхемы).

По функциональному назначению интегральные микросхемы делят на два больших класса: цифровые (или логические) и аналоговые (или линейно-импульсные). Цифровые микросхемы используют в ЭВМ, устройствах дискретной обработки информации. Активные элементы этих микросхем работают в ключевом режиме, т.е. могут находиться в одном из двух состояний: закрыт и полностью открыт. Аналоговые микросхемы используются для усиления сигналов низких и высоких частот, в качестве генераторов, детекторов и других устройств, где активные элементы работают в линейном режиме или осуществляют нелинейные преобразования сигналов.

Рассмотрим активные и пассивные элементы интегральных микросхем.

*Гибридная интегральная микросхема.* На рис. 1.26 представлена конфигурация пленочных резисторов с малым (см. рис. 1.26, а) и большим (см. рис. 1.26, б) сопротивлениями, которые в виде пленки наносят на подложку. Индуктивные катушки изготавливают путем напыления на подложку проводящих спиралей различной конфигурации. На рис. 1.26, в показана, пленочная катушка индуктивности в виде прямоугольной спирали. На рис. 1.26, г схематично показана конструкция пленочного конденсатора в виде трёх пленок. Проводники, обеспечивающие соединение элементов, выполняют в виде металлических пленок. В качестве навесных элементов используются миниатюрные бескорпусные диоды и транзисторы, а также могут использоваться навесные пассивные элементы в миниатюрном исполнении, которые невозможно выполнить в виде пленок (конденсаторы большой емкости, трансформаторы, дроссели).

Пример структуры гибридной интегральной микросхемы и ее принципиальная схема показаны на рис. 1.27. На этом рисунке 1...6 – металлические контакты.

*Полупроводниковая интегральная микросхема.* Все элементы полупроводниковых интегральных микросхем выполняют на поверхности и в объеме полупроводникового кристалла. В основе конструкции этих

микросхем лежит транзисторная структура, все активные и пассивные элементы реализуются с ее помощью. Базовыми элементами являются биполярные и полевые (МДП) транзисторы. Используют обе структуры биполярных транзисторов:  $n-p-n$  и  $p-n-p$ . Наиболее часто применяют транзисторы  $n-p-n$ -типа.

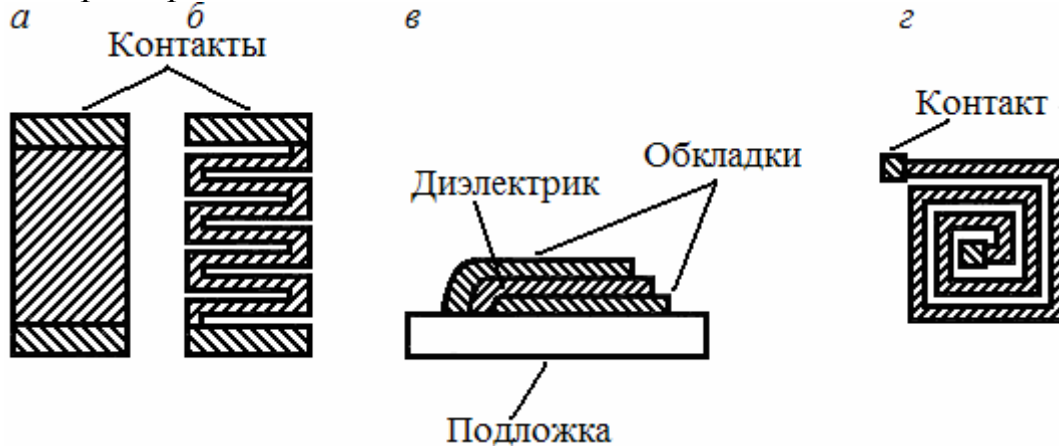


Рис. 1.26. Конфигурация резисторов (а, б), конденсатора (в) и катушки индуктивности (г) в гибридной микросхеме

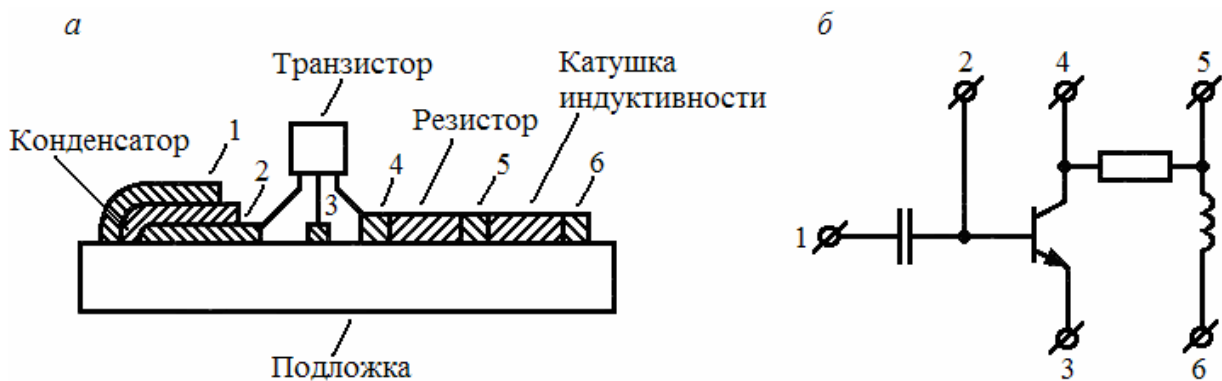


Рис. 1.27. Структура гибридной интегральной микросхемы (а) и ее принципиальная схема (б)

В качестве диодов используют либо двухслойные структуры с одним  $p-n$ -переходом, либо транзисторы в диодном включении (рис. 1.28). Роль конденсаторов в полупроводниковых интегральных микросхемах обычно выполняют  $p-n$ -переходы, запертые обратным напряжением. Кроме того, для создания емкости или индуктивности применяют особым образом включенный транзистор (реактивный транзистор), обладающий свойствами емкости или индуктивности.

Для создания резисторов используют одну из областей биполярных транзисторов: эмиттер, базу или коллектор. Резисторы получают также на основе различных вариантов МДП-структур (полевые транзисторы) и другими способами.

Соединяются между собой элементы с помощью металлических пленок, напыляемых на поверхность полупроводника, изолированную диэлектрической пленкой.

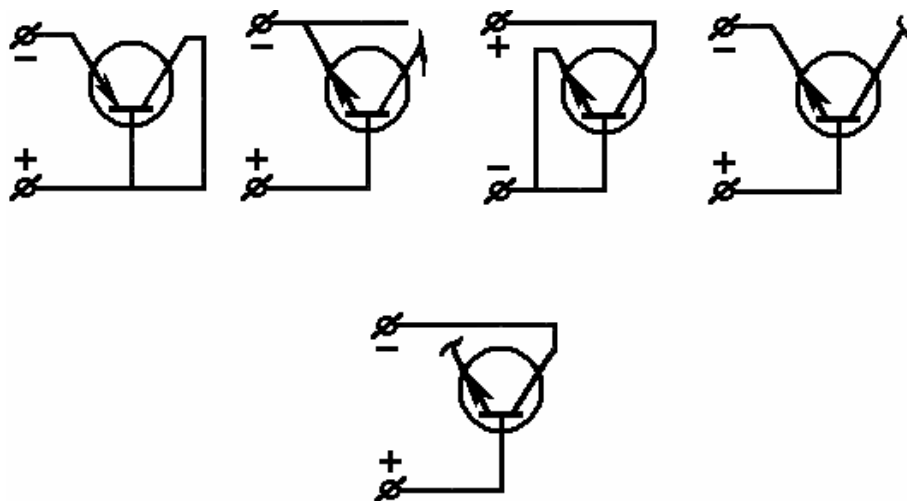


Рис. 1.28. Диодное включение транзисторов

Изоляцию отдельных элементов осуществляют одним из двух способов:  $p$ - $n$ -переходом, запертым обратным напряжением или с помощью пленки диоксида кремния  $\text{SiO}_2$ .

На рис. 1.29 показана структура полупроводниковой интегральной микросхемы.

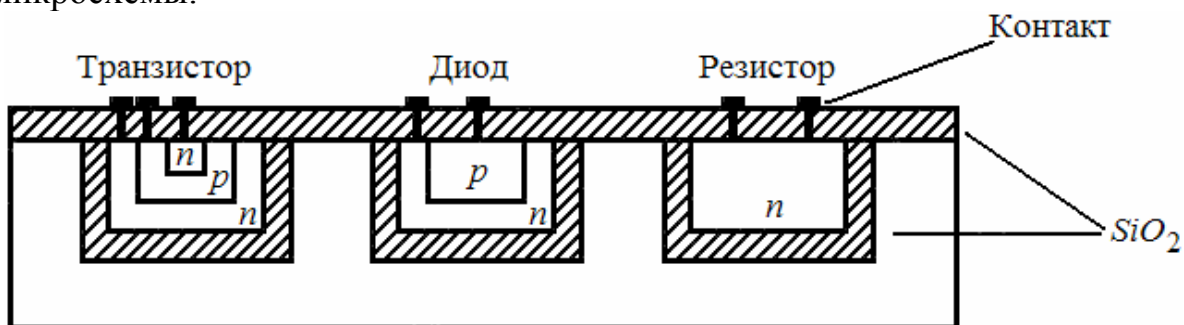


Рис. 1.29. Структура полупроводниковой интегральной микросхемы

### 1.8. Системы обозначений полупроводниковых приборов и интегральных микросхем

В соответствии с ГОСТ 10862–64 полупроводниковым приборам присваиваются обозначения, состоящие из четырех элементов. Первый элемент (буква или цифра) обозначает исходный материал:  $\Gamma$  или 1 – германий;  $K$  или 2 – кремний;  $A$  или 3 — арсенид галлия. Второй элемент (буква) указывает на тип полупроводникового прибора:  $D$  – выпрямительные, высокочастотные диоды;  $A$  – сверхвысокочастотные диоды;  $C$  – стабилитроны,  $\Phi$  – фотодиоды;  $T$  – биполярные транзисторы,  $\Pi$  – полевые транзисторы,  $H$  – динисторы,  $У$  – тринисторы. Третий элемент – число, характеризующее назначение или электрические свойства прибора. Четвертый элемент обозначения (буква) указывает на разновидность типа из данной группы приборов. Примеры маркировки: 2С156А – кремниевый

стабилитрон, разновидность типа А; 2Т803А – кремниевый среднечастотный биполярный транзистор большой мощности, разновидность типа А.

Начиная с 1974 г. вновь разрабатываемым и модернизируемым интегральным микросхемам присваиваются обозначения в соответствии с ГОСТ 18682–73. Обозначение состоит из следующих элементов. Первый элемент – цифра, обозначающая группу микросхемы: 1, 5, 7 – полупроводниковые; 4, 6, 8 – гибридные; 3 – пленочные. Второй элемент – двузначное число, обозначающее порядковый номер разработки серии микросхемы. Третий элемент – две буквы, обозначающие подгруппу и вид микросхемы в соответствии с ее функциональным назначением: ГС – генератор гармонических сигналов; УВ – усилитель высокой частоты; ЛБ – логическая схема вида *Б*. Четвертый элемент – порядковый номер разработки микросхемы по функциональному признаку в данной серии. Первые два элемента дают обозначение серии микросхем. При необходимости разделения микросхем по значениям некоторых электрических параметров в качестве пятого элемента обозначения применяется буква или маркировка цветными точками. Для микросхем широкого применения в начале обозначения проставляется буква К (она входит и в обозначение серии). Пример обозначения микросхемы; К121ЛБ2 – полупроводниковая логическая схема вида *Б* серии К121, порядковый номер разработки схемы в серии – второй.

### Вопросы для самоконтроля

1. Перечислите основные характеристики и параметры диодов.
2. В чем состоит конструктивное отличие выпрямительных и высокочастотных диодов?
3. Почему биполярный транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером, обладает усилительными свойствами?
4. Какой физический смысл  $h$ -параметров и как они определяются по статическим характеристикам?
5. Каким образом и почему с изменением напряжения на базе изменяются ток коллектора и напряжение на коллекторе биполярного транзистора в динамическом режиме?
6. Назовите основные параметры полевых транзисторов.
7. Почему входное сопротивление полевых транзисторов выше, чем у биполярных?
8. Что представляет собой тиристор? Объясните принцип действия.
9. Каков механизм образования фото-эдс на фотодиоде в режиме фотогенератора?
10. Опишите методы микроминиатюризации радиоэлектронной аппаратуры.
11. Как выполняются активные и пассивные радиоэлементы в гибридных и полупроводниковых интегральных микросхемах?



## 2. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

### 2.1. Классификация усилителей

**Усилителем** называют устройство, предназначенное для повышения мощности входного сигнала. Это достигается за счет энергии источника питания. Маломощный входной сигнал лишь управляет передачей энергии источника питания в полезную нагрузку.

В радиосвязи, радиолокации, телевидении, автоматике, информационных системах широко применяются электронные усилители, где в качестве активных элементов чаще всего используются транзисторы. Структурная схема электронного усилителя показана на рис. 2.1.

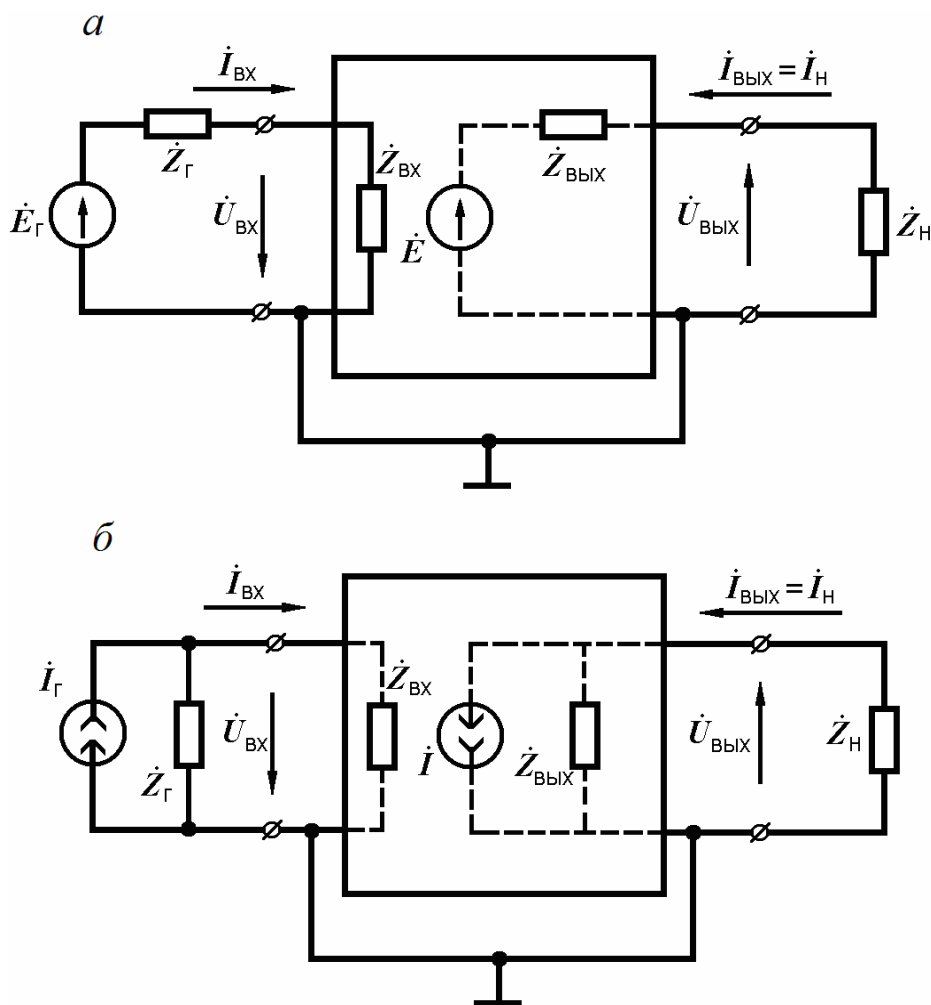


Рис. 2.1. Структурная схема электронного усилителя:  
а – с генераторами напряжения; б – с генераторами тока

К входным зажимам подключается источник усиливаемых электрических сигналов (антенна, фотоэлемент, звукосниматель, микрофон и др.), к выходным – нагрузка (динамик, электронно-лучевая трубка, последу-

ющий каскад усилителя и др.). Вход и выход усилителя обычно имеют общую точку, которая заземляется. На структурной схеме источник входного сигнала и усилитель со стороны выхода можно представить в виде генераторов напряжения (см. рис. 2.1, а) или в виде генераторов тока (см. рис. 2.1, б).

Электронные усилители являются усилителями мощности. Однако в ряде случаев основным показателем служит не величина входной и выходной мощности, а ток или напряжение на входе и выходе усилителя. Поэтому электронные усилители условно делят на усилители напряжения, тока и мощности.

По рабочему диапазону частот усилители делятся на следующие типы:

- а) усилители радиочастоты (УРЧ), предназначенные для усиления сигналов радиочастот от сотен килогерц и выше в узком диапазоне частот;
- б) усилители низкой частоты (УНЧ), предназначенные для усиления сигналов звукового диапазона частот примерно от 20 Гц до 10 кГц;
- в) усилители постоянного напряжения и тока (УПТ), предназначенные для усиления медленно изменяющихся сигналов с частотами от нуля и выше;
- г) видеоусилители, предназначенные для усиления импульсных сигналов в диапазоне от десятков или сотен герц до единиц или десятков мегагерц.

По способу связи между каскадами усилители делятся на усилители с:

- R–C-связью (резисторные усилители),
- гальванической (непосредственной) связью (УПТ),
- трансформаторной связью (трансформаторные усилители) и др.

## 2.2. Основные характеристики и параметры усилителей

Основные характеристики и параметры усилителя в совокупности определяют качество усилителя и его возможности. К ним относятся: коэффициент усиления; выходная мощность (выходное напряжение или ток); коэффициент полезного действия; искажения усиливаемого сигнала; диапазон рабочих частот; динамический диапазон и др.

**Коэффициент усиления.** Различают коэффициент усиления по напряжению, току и мощности; это число, которое показывает, во сколько раз напряжение (ток или мощность) на выходе усилителя больше, чем на входе. Коэффициент усиления по напряжению (току) в общем случае представляется комплексным числом с модулем  $K_u(K_i)$  и аргументом  $\varphi$ :

$$\dot{K}_u = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ } m}}{\dot{U}_{\text{ВХ } m}} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ } m}}{\dot{U}_{\text{ВХ } m}} e^{j(\varphi_{\text{ВЫХ}} - \varphi_{\text{ВХ}})} = K_u e^{j\varphi},$$

где  $K_u$  – модуль коэффициента усиления;

$\varphi$  – фазовый сдвиг между выходным и входным сигналами усилителя.

Коэффициент усиления по мощности является всегда действительным числом и определяется отношением:

$$K_p = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}}.$$

Коэффициент усиления по напряжению для сокращения записи часто обозначают буквой  $K$  без индекса.

При использовании многокаскадного усилителя коэффициент усиления выражается произведением  $K_{\text{общ}} = K_1, K_2, K_3, \dots, K_n$ .

**Выходная мощность.** Это мощность, отдаваемая усилителем в нагрузку. В общем случае нагрузка может быть комплексной ( $Z_H$ ). Это приводит к тому, что между выходным напряжением и током, протекающим через нагрузку, создается фазовый сдвиг. Поэтому в выражение для выходной мощности добавляется множитель  $\cos \varphi_H$ :

$$P_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} I_{\text{ВЫХ}}}{2} \cos \varphi_H = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2}{2Z_H} \cos \varphi_H.$$

**Коэффициент полезного действия.** Определяется отношением

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_0},$$

где  $P_{\text{ВЫХ}}$  – полезная выходная мощность;

$P_0$  – мощность, потребляемая цепью коллектора от источника питания.

**Искажения усиливаемого сигнала.** Форма сигнала на выходе усилителя может значительно отличаться от формы сигнала на его входе. Это означает, что в усилителе имеют место искажения.

Различают искажения двух видов: линейные и нелинейные. К линейным искажениям относятся частотные и фазовые.

Частотные искажения обусловлены зависимостью модуля коэффициента усиления от частоты входного сигнала. Появление этих искажений объясняется наличием реактивных элементов в схеме усилителя. Зависимость модуля коэффициента усиления от частоты представляет амплитудно-частотную (или частотную) характеристику (АЧХ). АЧХ идеального усилителя без искажений представляет собой горизонтальную линию (пунктирная линия на рис. 2.2, а). АЧХ реальных усилителей имеют завалы или подъемы в области высших и низших частот.

Для количественной оценки частотных искажений пользуются коэффициентом частотных искажений  $M = K_0/K$  ( $K$  – коэффициент усиления на рассматриваемой частоте;  $K_0$  – коэффициент усиления на средней частоте ( $f_0$ ) диапазона. При отсутствии частотных искажений коэффициент  $M = 1$ .

Обычно определяются коэффициенты частотных искажений на низшей ( $f_H$ ) и высшей ( $f_B$ ) частотах диапазона:

$$M_H = \frac{K_0}{K_H}; \quad M_B = \frac{K_0}{K_B},$$

где  $K_H$  и  $K_B$  – коэффициенты усиления на низшей и высшей частотах соответственно.

У разных типов усилителей величины  $M_H$  и  $M_B$  могут быть как больше, так и меньше единицы. Частотные искажения считаются допустимыми, если

$$\sqrt{2} \geq M \geq \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

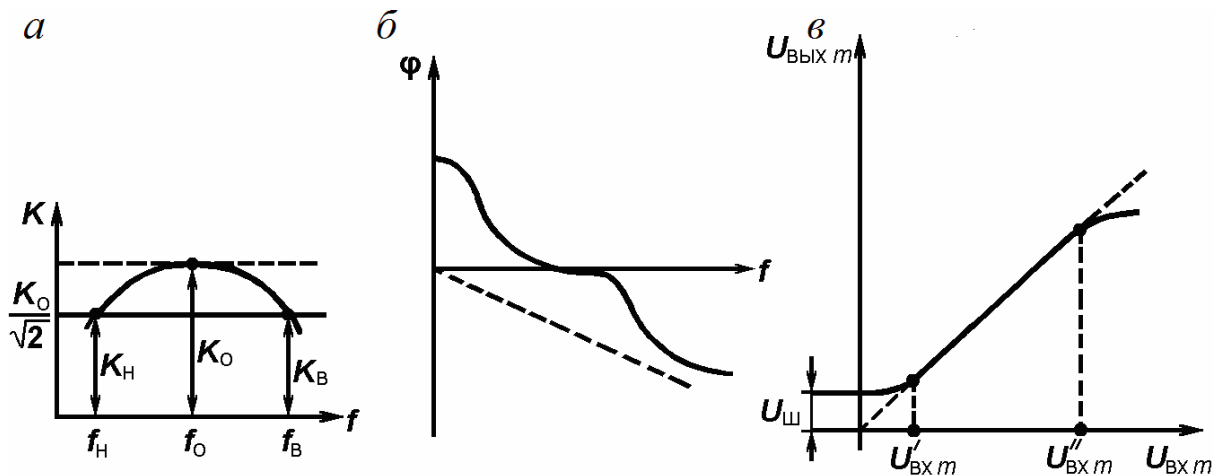


Рис. 2.2. Характеристики усилителя:  
*a* – амплитудно-частотная; *б* – фазочастотная; *в* – амплитудная

По АЧХ можно определить диапазон рабочих частот. Для частотной характеристики, изображенной сплошной линией на рис. 2.2(*a*), этот диапазон частот ( $f_B - f_H$ ) определяется на уровне  $0,707 K_0$ , так как  $M_H = M_B = \sqrt{2}$ .

Фазовые искажения возникают одновременно с частотными и вызываются теми же причинами. Фазовые искажения отражаются фазочастотной (или фазовой) характеристикой усилителя (ФЧХ), т.е. зависимостью фазового сдвига  $\varphi$  между выходным и входным сигналами от частоты. Можно показать, что ФЧХ идеального усилителя без искажений должна представлять собой прямую линию (пунктирная линия на рис. 2.2, *б*), т.е. сдвиг по фазе  $\varphi$  должен быть пропорционален частоте сигнала или равен нулю для всех частот. На этом рисунке показана искривленная ФЧХ для реального усилителя.

Нелинейные искажения возникают из-за наличия в усилителе элементов с нелинейной характеристикой. К таким элементам относятся транзисторы, трансформаторы с сердечником и др.

При входном сигнале синусоидальной формы нелинейные искажения проявляются в том, что выходной сигнал не является синусоидальным. При разложении в ряд Фурье он оказывается состоящим из основной гармоники, имеющей частоту входного сигнала, и ряда высших гармоник.

Мерой нелинейных искажений в случае синусоидального сигнала служит коэффициент нелинейных искажений  $\gamma$ :

$$\gamma = \frac{\sqrt{P_2 + P_3 + \dots + P_n}}{P_1},$$

где  $P_1$  – мощность сигнала основной частоты (первой гармоники) на выходе усилителя;

$P_2, P_3, \dots, P_n$  – мощность высших гармоник, возникающих на выходе усилителя вследствие нелинейных искажений.

Для усилителей звуковых колебаний величина  $\gamma$  не должна превышать нескольких процентов.

Качественное представление о нелинейных искажениях дает амплитудная характеристика усилителя (см. рис. 2.2, в), устанавливающая зависимость амплитуды сигнала на выходе от амплитуды входного синусоидального сигнала.

Амплитудная характеристика идеального усилителя представляет собой прямую линию (пунктирная линия на рис. 2.2, в). Амплитудная характеристика реального усилителя отличается от прямой при входных сигналах, меньших  $U'_{\text{вх } m}$ , и при сигналах, больших  $U''_{\text{вх } m}$ . При входных сигналах  $U_{\text{вх } m} < U'_{\text{вх } m}$  амплитудная характеристика определяется шумами усилителя, а при  $U_{\text{вх } m} > U''_{\text{вх } m}$  – перегрузками усилителя. Рабочей областью сигналов, усиливаемых без искажения, является область от  $U'_{\text{вх } m}$  до  $U''_{\text{вх } m}$ . В этой части характеристики существует линейная зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного.

**Динамическим диапазоном** усилителя называется отношение

$$D_y = \frac{U''_{\text{вых } m}}{U'_{\text{вых } m}}.$$

Возникновение напряжения шумов на выходе усилителя при отсутствии входного сигнала ( $U_{\text{ш}}$  на рис. 1.2, в) объясняется несколькими причинами: шумами транзисторов, связанными с флуктуациями их токов; изменением э.д.с. источников питания; воздействием внешних электрических и магнитных полей и пр.

С увеличением  $U_{\text{вх } m}$  рабочая точка транзистора оказывается на нелинейных участках характеристик (в области запирающего или насыщающего), и рост  $U_{\text{вх } m}$  замедляется.

### 2.3. Режимы работы транзистора в усилителях

Режим работы транзистора и усилителя в целом определяется положением рабочей точки на динамических характеристиках. Выбор режима работы транзистора производится в зависимости от амплитуды входного сигнала и назначения усилителя. Рассмотрим режимы работы применительно к биполярному транзистору. Динамическая выходная характеристика транзистора (нагрузочная прямая) должна проходить через рабочую область статических выходных характеристик, ограниченную предельными значениями напряжения и тока коллектора ( $U_{к\max}$ ,  $I_{к\max}$ ), наибольшей мощностью, рассеиваемой коллектором,  $P_{к\max}$ .

Различают режимы работы транзистора – классы  $A$ ,  $B$ ,  $AB$  и  $C$ . Класс  $A$  характеризуется тем, что при подаче входного сигнала рабочая точка не выходит за пределы тех участков динамической входной и нагрузочной характеристик транзистора, где существует пропорциональность между изменениями коллекторного и базового токов. В режиме малого входного сигнала рабочая точка обычно выбирается на середине начального прямолинейного участка динамической входной характеристики (точка  $A'$  на рис. 2.3,  $a$ ), где меньше ток покоя  $I_{к.р.т}$  и выше к.п.д., в режиме большого входного сигнала – на середине восходящего прямолинейного участка (точка  $A$  на рис. 1.3,  $a$ ). При работе транзистора в классе  $A$  ток коллектора не прекращается (транзистор всегда открыт). Ток коллектора характеризуется углом отсечки  $\Theta$ , который представляет собой произведение угловой частоты входного сигнала  $\omega$  на время, в течение которого значение тока коллектора изменяется от максимального до минимального. Для класса  $A$  угол отсечки  $\Theta = 180^\circ$  (см. рис. 2.3,  $a$ ). В этом режиме нелинейные искажения минимальны, но к.п.д. мал ( $\eta \approx 20...30\%$ ). Это вызвано тем, что в классе  $A$  ток покоя  $I_{к.р.т}$  всегда больше амплитуды переменной составляющей тока коллектора. Класс  $A$  применяется в усилителях напряжения и в маломощных выходных каскадах, где важны малые нелинейные искажения, а к.п.д. не имеет существенного значения.

В режиме класса  $B$  напряжение смещения  $U_{б0}$  между эмиттером и базой равно нулю. Для уменьшения нелинейных искажений рабочая точка выбирается в начале динамической входной характеристики (точка  $A$  на рис. 2.3,  $b$ ), когда ток  $I_{б} = 0$  (режим, очень близкий к классу  $B$ ), а ток  $I_{к} = I'_{к0} \approx 0$ . При подаче переменного входного напряжения ток коллектора в классе  $B$  протекает в течение половины периода, т.е. транзистор работает с отсечкой тока (см. рис. 1.3,  $b$ ), и угол  $\Theta = 90^\circ$ . Это создает большие нелинейные искажения в схеме. Класс  $B$  применяется в двухтактных усилителях мощности, где удастся снизить нелинейные искажения и в избирательных усилителях. К.п.д. в классе  $B$  много выше, чем в классе  $A$ , и достигает 70 %.

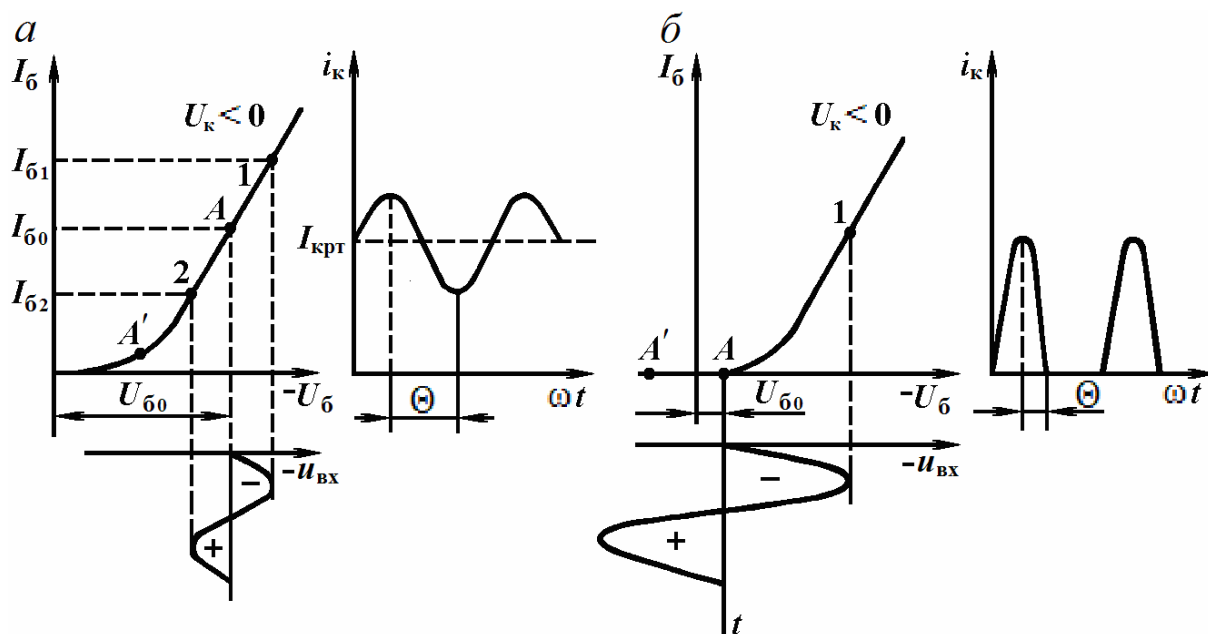


Рис. 2.3. Положение рабочей точки при различных режимах работы усилителя:  
*a* – для класса *A*; *б* – для класса *B* (т. *A*) и класса *C* (т. *A'*)

Класс *AB* занимает промежуточное положение между классами *A* и *B*. Он тоже в основном применяется в двухтактных схемах. Угол отсечки может достигать в классе *AB*  $120\dots130^\circ$ . Класс *AB* более экономичен, чем класс *A*, и характеризуется меньшими нелинейными искажениями по сравнению с классом *B*.

В режиме класса *C* рабочая точка выбирается в области отсечки и при отсутствии входного сигнала транзистор заперт смещением ( $U_{60} > 0$ ) (точка *A'* на рис. 2.3, *б*). Угол  $\Theta < 90^\circ$ . к.п.д. в классе *C* выше, а нелинейные искажения больше, чем в классе *B*. Этот режим применяется в схемах избирательных усилителей и генераторов.

## 2.4. Резисторный усилитель напряжения

### 2.4.1. Принципиальные схемы резисторного усилителя напряжения на биполярном транзисторе и назначение элементов

Основным назначением резисторного усилителя является усиление напряжения. Он имеет простую схему, малые размеры и достаточно хорошие электрические характеристики. Резисторные усилительные каскады получили широкое распространение в видеоусилителях, усилителях звуковых частот (усилителях низких частот), усилителях постоянного тока. Эти усилители широко используются в информационных системах, в радиопередающих и радиоприемных устройствах, в устройствах автоматики и т.д.

Рассмотрим принципиальные схемы резисторного усилительного каскада на биполярном транзисторе и выясним назначение элементов (рис. 2.4, а, б). Предположим, что усилительный каскад является промежуточным каскадом многокаскадного усилителя.

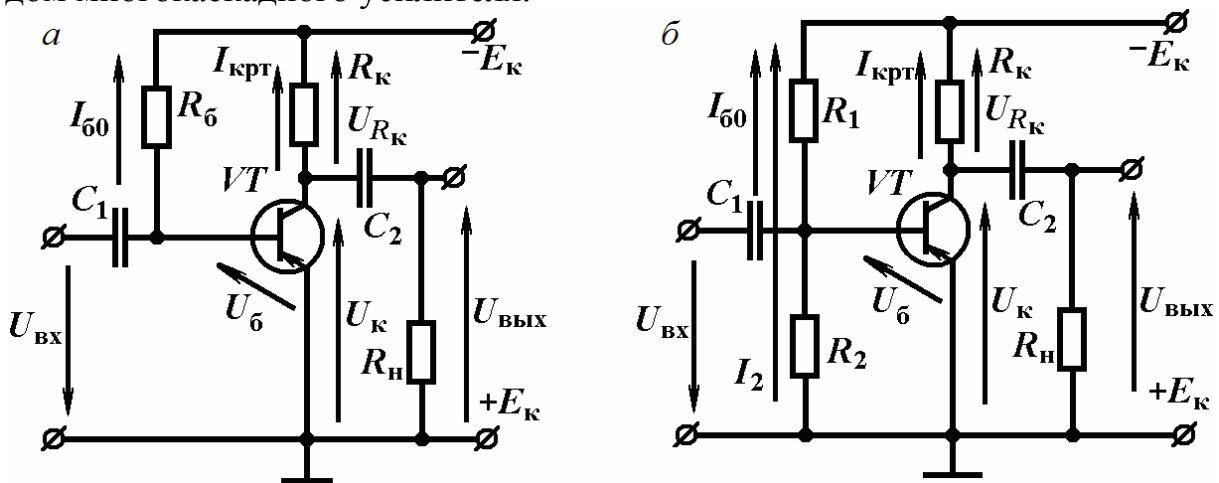


Рис. 2.4. Схемы резисторного усилителя напряжения на биполярном транзисторе:  
 а – схема с фиксированным током базы;  
 б – схема с фиксированным напряжением базы

Резистор  $R_k$  является коллекторной нагрузкой транзистора. Он обеспечивает динамический режим работы транзистора – режим усиления.

Конденсатор  $C_2(C_1)$  называется разделительным. Этот конденсатор отделяет по постоянной составляющей базу транзистора последующего каскада, имеющую низкий потенциал, от коллектора транзистора предыдущего каскада, имеющего высокий потенциал, и служит для передачи переменного напряжения с коллектора предыдущего транзистора на базу последующего. Резисторный усилитель напряжения работает в режиме класса  $A$ .

В простейшем резисторном усилителе напряжения на биполярном транзисторе напряжение смещения на базе транзистора  $U_{б0}$ , задающее рабочую точку на середине прямолинейного участка динамической входной характеристики, создается с помощью дополнительного источника  $E_б$ . Для упрощения и удешевления схемы смещение во входные цепи транзисторов целесообразно подавать от источника коллекторного питания, при этом усилитель будет иметь только один источник питания.

На рис. 2.4, а отрицательное смещение на базу транзистора подается через резистор  $R_б$ , сопротивление которого во много раз больше сопротивления участка «база – эмиттер» постоянному току. При этом постоянный ток базы  $I_{б0}$ , текущий через  $R_б$ , приближенно равен  $E_k/R_б$  и не меняется при изменении температуры, старении и замене транзистора; поэтому такой способ подачи смещения называется смещением фиксированным током базы. Напряжение смещения на базе

$$U_{б0} = -E_k + I_{б0}R_б.$$



На рис. 2.4, б смещение на базу подается от делителя напряжения, образуемого резисторами  $R_1$  и  $R_2$  и подключенного к источнику коллекторного питания. Если сопротивление делителя, равное по отношению к цепи базы параллельному соединению  $R_1$  и  $R_2$ , много меньше сопротивления участка «база – эмиттер» постоянному току, напряжение смещения  $U_{60}$  практически не будет меняться при изменении температуры, старении и замене транзистора. Этот способ смещения называют смещением фиксированным напряжением участка «база – эмиттер». Для устранения влияния тока базы  $I_{60}$  на напряжение  $U_{60}$  необходимо, чтобы ток делителя  $I_D \gg I_{60}$ . Тогда, как уже говорилось выше, ни изменение температуры, ни старение и замена транзистора не изменяют напряжение  $U_{60}$ . Однако для выполнения неравенства  $I_D \gg I_{60}$  приходится уменьшать сопротивление делителя  $R_1, R_2$ , что приводит к снижению входного сопротивления схемы и увеличению потребления тока от источника питания. Напряжение смещения

$$U_{60} = -E_k + U_{R1} = -E_k + (I_D + I_{60})R_1.$$

Многие типы современных транзисторов имеют разброс статического коэффициента усиления по току  $h_{21Э}$ . Так как  $I_{к,пт} \approx h_{21Э}I_{60}$ , замена транзистора в каскаде со смещением фиксированным током базы может значительно изменить постоянный ток коллектора  $I_{к,пт}$ , что совершенно недопустимо. Изменение температуры при этом способе подачи смещения также приводит к изменению постоянного тока коллектора  $I_{к,пт}$  в основном за счет изменения обратного тока коллекторного  $p-n$ -перехода  $I_{к0}$ . Режим с фиксированным током базы оказывается недостаточно устойчивым. При смещении фиксированным напряжением участка «база – эмиттер» старение и замена транзистора, изменение температуры меньше влияют на постоянный ток коллектора  $I_{к,пт}$ ; поэтому смещение фиксированным напряжением участка «эмиттер – база», несмотря на расход мощности источника питания в делителе, находит более широкое применение.

#### 2.4.2. Графический анализ работы резисторного усилителя напряжения на биполярном транзисторе

Для графического анализа изобразим выход каскада усилителя (рис. 2.5).

Чтобы провести графический анализ работы резисторного усилителя напряжения на биполярном транзисторе, нужно иметь динамическую входную характеристику – зависимость  $I_6 = f(U_6)$  и динамическую выходную характеристику – зависимость  $I_k = f(U_k)$  в динамическом режиме, когда транзистор работает с нагрузкой в цепи коллектора.

Так как статические входные характеристики – зависимости  $I_6 = f(U_6)$  при  $U_k = \text{const}$  (в статическом режиме транзистор работает без нагрузки) для различных напряжений  $U_k$  расположены очень близко друг к другу, то

в справочнике приводится обычно одна статическая входная характеристика, например для  $U_k = -5$  В. С этой характеристикой практически совпадает и динамическая входная характеристика (рис. 2.6).

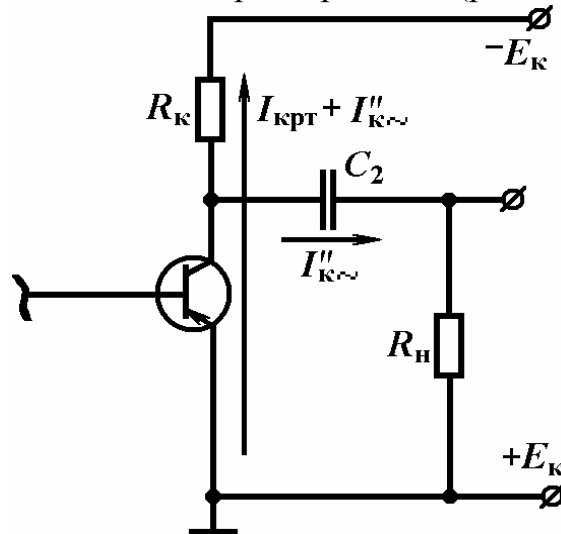


Рис. 2.5. Выход резисторного усилительного каскада

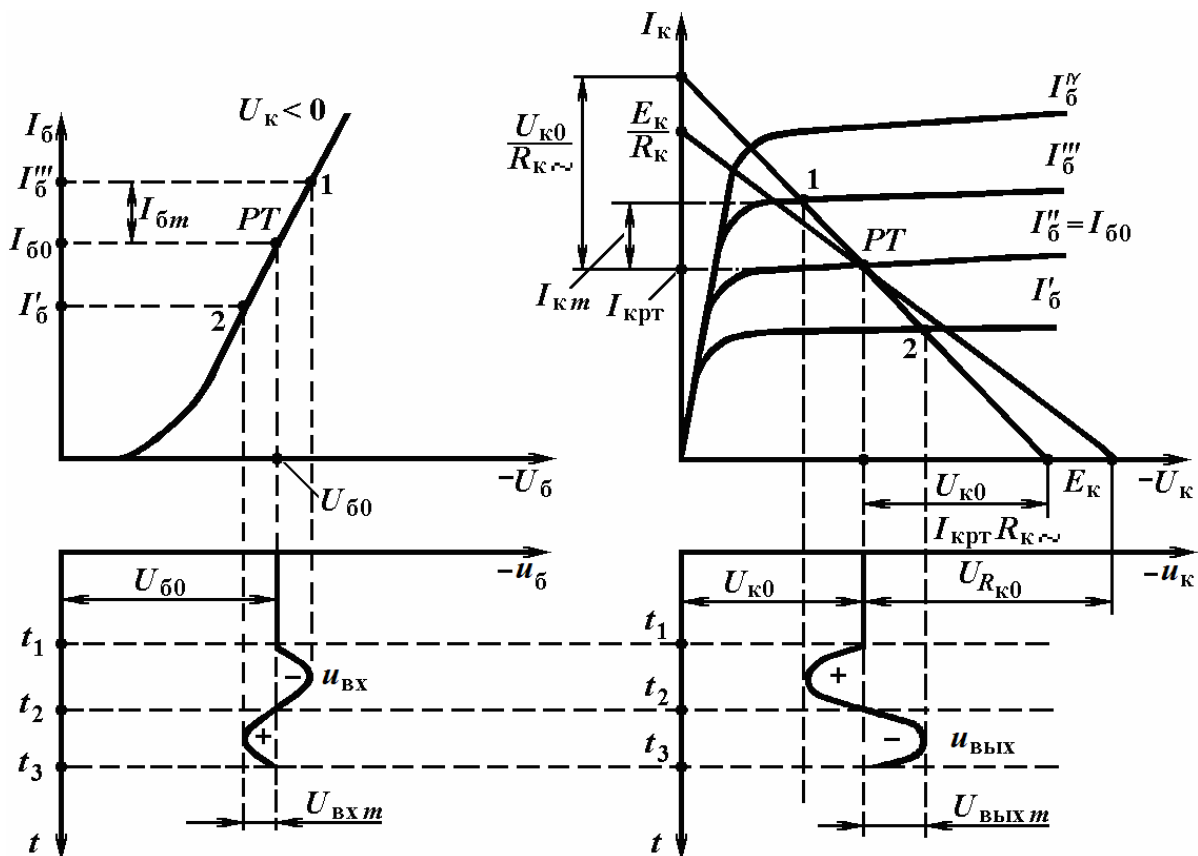


Рис. 2.6. Графический анализ работы резисторного усилителя напряжения

Динамические выходные характеристики для постоянного и переменного токов коллектора будут различными.

На семействе статических выходных характеристик (зависимости  $I_{\kappa} = f(U_{\kappa})$  при  $I_{\phi} = \text{const}$ ) построим динамическую выходную характеристику для постоянного тока коллектора по двум точкам, воспользовавшись уравнением

$$I_{\kappa} = \frac{E_{\kappa} - U_{\kappa}}{R_{\kappa}}.$$

Если  $I_{\kappa} = 0$ , то  $U_{\kappa} = E_{\kappa}$ , а задавая  $U_{\kappa} = 0$ , получим  $I_{\kappa} = E_{\kappa}/R_{\kappa}$ . Отложив величины  $E_{\kappa}$ ,  $E_{\kappa}/R_{\kappa}$  соответственно на оси абсцисс и оси ординат и соединив эти точки прямой линией, получим динамическую выходную характеристику по постоянному току (см. рис. 2.6).

Рабочую точку, определяющую режим постоянного тока, зададим для класса  $A$  на середине прямолинейного участка динамической входной характеристики. Рабочую точку зададим на динамической выходной характеристике для постоянного тока коллектора. Рабочая точка определяет следующие параметры режима постоянного тока:  $I_{\phi 0}$ ,  $U_{\phi 0}$ ,  $I_{\kappa \text{ рт}}$ ,  $U_{\kappa 0}$ ,  $U_{R_{\kappa 0}} = I_{\kappa \text{ рт}} \cdot R_{\kappa}$ .

С учетом нагрузки (см. рис. 2.5) сопротивление коллекторной цепи транзистора для постоянного и переменного токов коллектора будет разным. Для постоянного тока коллектора оно равно  $R_{\kappa}$ , а для переменного тока коллектора – сумме параллельно соединенных сопротивлений  $R_{\kappa}$  и  $R_{\kappa \sim}$ , т.е.  $R_{\kappa \sim} = R_{\kappa} R_{\kappa \sim} / (R_{\kappa} + R_{\kappa \sim})$  (считаем, что сопротивления источника  $E_{\kappa}$  и конденсатора  $C_2$  для переменного тока коллектора равны нулю).

Для определения переменного выходного напряжения необходимо построить динамическую выходную характеристику транзистора по переменному току. В режиме переменного тока ток коллектора и напряжение на коллекторе соответственно равны:

$$i_{\kappa} = I_{\kappa \text{ рт}} + I_{\kappa m}; \quad u_{\kappa} = U_{\kappa 0} - I_{\kappa m} R_{\kappa \sim},$$

где  $I_{\kappa m}$  – амплитуда переменного тока коллектора.

Уравнения отражают зависимость  $i_{\kappa} = f(u_{\kappa})$  в режиме переменного тока. Эта зависимость, или динамическая выходная характеристика по переменному току, представляет собой прямую, проходящую через рабочую точку. Для построения этой характеристики достаточно найти точку ее пересечения с горизонтальной или вертикальной осью семейства статических выходных характеристик транзистора. На основании приведенных выше уравнений для этих точек получаем:

$$i_{\kappa} = 0; \quad I_{\kappa m} = -I_{\kappa \text{ рт}}; \quad u_{\kappa} = U_{\kappa 0} + I_{\kappa \text{ рт}} R_{\kappa \sim};$$

$$u_{\kappa} = 0; \quad I_{\kappa m} R_{\kappa \sim} = U_{\kappa 0}; \quad I_{\kappa m} = \frac{U_{\kappa 0}}{R_{\kappa \sim}}; \quad i_{\kappa} = I_{\kappa \text{ рт}} + \frac{U_{\kappa 0}}{R_{\kappa \sim}}.$$

Отложив по горизонтальной оси вправо от точки  $U_{\kappa 0}$  отрезок  $I_{\kappa \text{ рт}} R_{\kappa \sim}$  или на вертикальной оси вверх от точки  $I_{\kappa \text{ рт}}$  отрезок  $U_{\kappa 0}/R_{\kappa \sim}$ , проводят через конец отложенного отрезка и рабочую точку прямую, являющуюся динамической выходной характеристикой по переменному току (см. рис. 2.6).

С приходом переменного сигнала рабочая точка усилителя будет перемещаться по динамической выходной характеристике по переменному току. Спроектировав траекторию рабочей точки усилителя на горизонтальную и вертикальную оси статических выходных характеристик транзистора, определим соответственно амплитуду переменного напряжения на коллекторе или выходного напряжения и амплитуду переменного тока коллектора. Временные графики напряжений и токов в схеме резисторного усилительного каскада показаны на рис. 2.7. Выходное напряжение изменяется в противофазе со входным напряжением. Пользуясь полученными данными, определяем коэффициент усиления по напряжению:

$$K = \frac{U_{км}}{U_{\delta m}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}m}}{U_{\text{ВХ}m}}$$

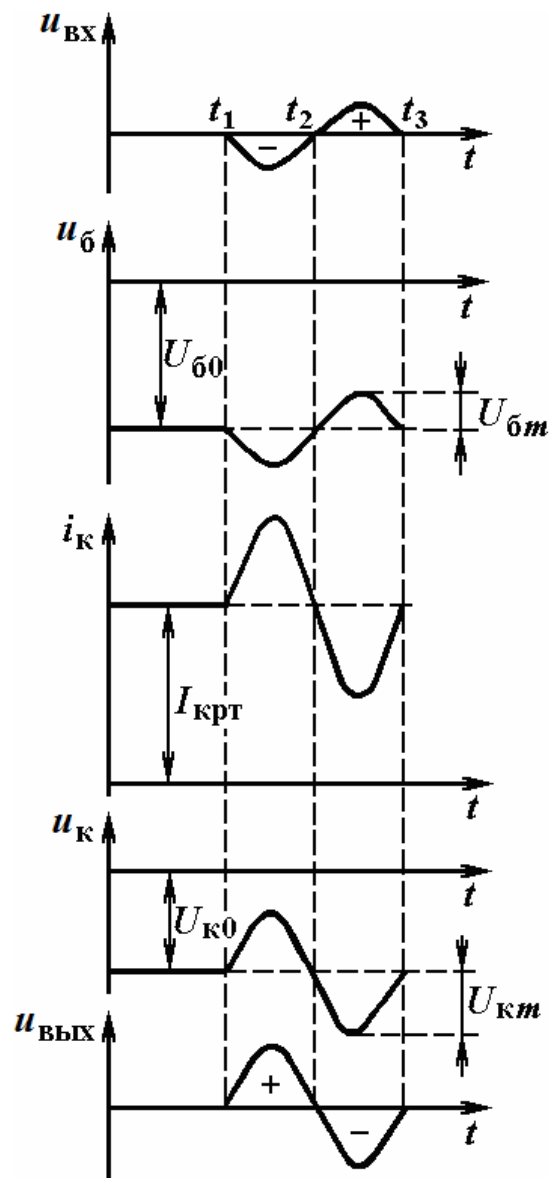


Рис. 2.7. Временные графики напряжений и тока для резисторного усилительного каскада

Входное синусоидальное напряжение складывается с постоянным напряжением  $U_{60}$ . Изменения напряжения на базе вызывают изменения тока базы. При изменении тока базы изменяется ток коллектора и происходит перераспределение между собой напряжений – на коллекторной нагрузке и коллекторного. Переменная составляющая напряжения  $u_k$  (выходное напряжение) через конденсатор  $C_2$  поступает на выход усилителя. Под действием малого входного сигнала ток коллектора изменяется достаточно широко; поэтому перераспределение напряжения на коллекторной нагрузке и коллекторного напряжения оказывается значительным, и выходное напряжение по амплитуде гораздо больше входного.

### 2.4.3. Особенности резисторного усилителя напряжения на полевом транзисторе

Принципиальная схема резисторного усилителя напряжения на полевом транзисторе с затвором в виде  $p-n$ -перехода и каналом  $n$ -типа изображена на рис. 2.8.

Схема имеет элементы, аналогичные элементам схемы резисторного усилителя напряжения на биполярном транзисторе.

Резистор  $R_c$  обеспечивает динамический режим работы полевого транзистора.

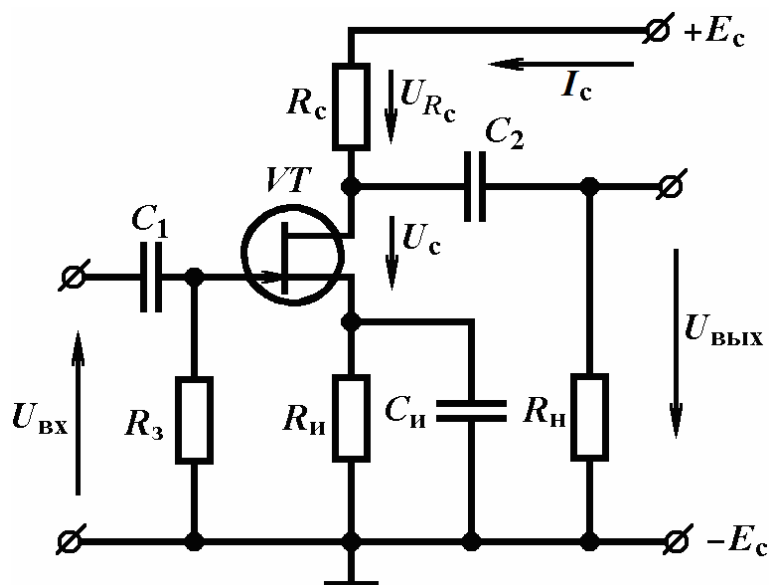


Рис. 2.8. Схема резисторного усилителя напряжения на полевом транзисторе

Конденсаторы  $C_1, C_2$  являются разделительными.

Цепочка  $R_и C_и$  обеспечивает отрицательное напряжение смещения на затворе полевого транзистора  $U_{30}$ , при этом рабочая точка на динамических характеристиках полевого транзистора соответствует режиму

класса  $A$ . Отрицательное напряжение смещения создается постоянным выходным током и равно:

$$U_{30} = I_{c0} \cdot R_{и}.$$

«Плюс» напряжения  $U_{30}$  приложен к истоку транзистора, а «минус» – к затвору транзистора, причем напряжение смещения подается через резистор  $R_3$ . Для того чтобы положение рабочей точки не зависело от переменной составляющей выходного тока, резистор  $R_{и}$  блокируют конденсатором  $C_{и}$ .

#### 2.4.4. Графический анализ работы

##### резисторного усилителя напряжения на полевом транзисторе

Графический анализ работы усилителя проведем аналогично графическому анализу работы резисторного усилителя на биполярном транзисторе (рис. 2.9).

Для выходной цепи справедливо следующее уравнение:

$$E_c = U_c + I_c \cdot R_c.$$

Из этого уравнения получим уравнение динамической выходной характеристики (линии нагрузки):

$$I_c = \frac{E_c - U_c}{R_c}.$$

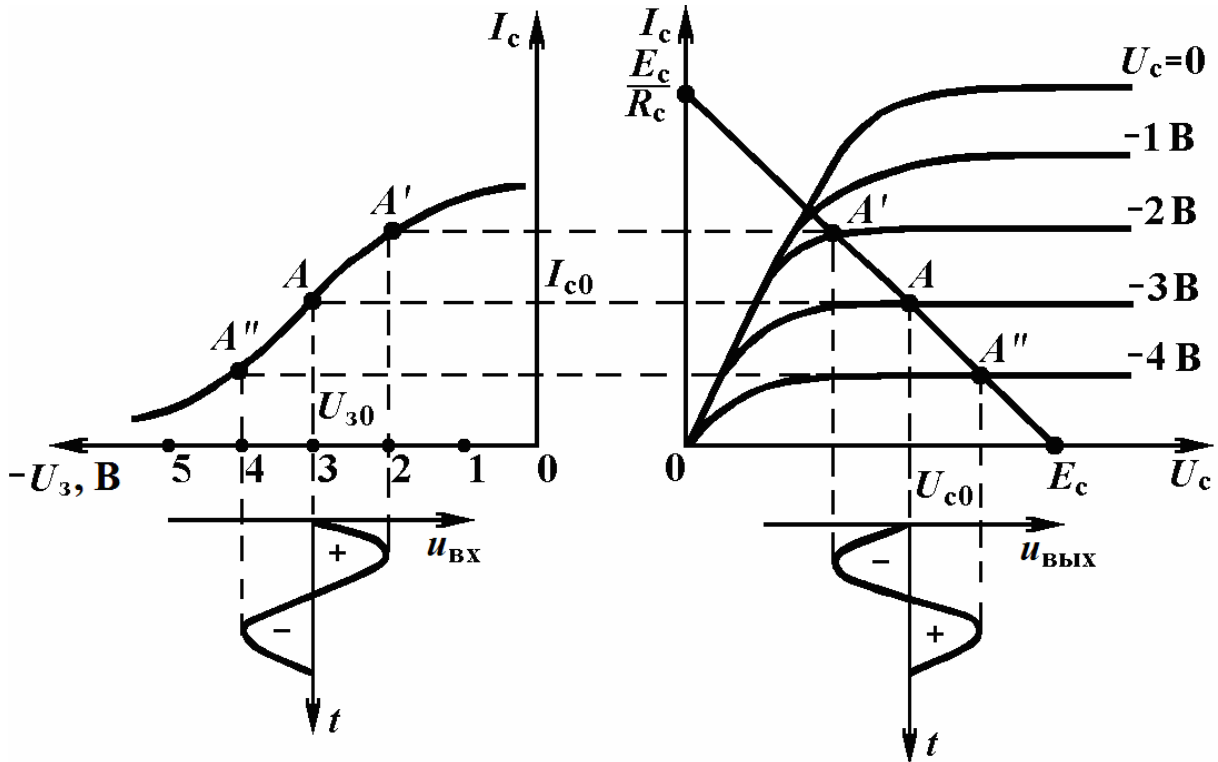


Рис. 2.9. Графический анализ работы резисторного усилительного каскада на полевом транзисторе

Для линии нагрузки определяем крайние две точки:  $U_c = 0$  при  $I_c = E_c / R_c$  и  $U_c = E_c$  при  $I_c = 0$ . Линию нагрузки строим в тех же координатах, в которых изображены статические выходные характеристики полевого транзистора (см. рис. 2.9). По точкам пересечения линии нагрузки со статическими выходными характеристиками построим динамическую переходную характеристику, т.е. зависимость  $I_c = f(U_3)$  для данного значения сопротивления резистора  $R_c$ . Рабочая точка  $A$  в режиме покоя соответствует середине прямолинейного участка динамической переходной характеристики, при этом нелинейные искажения усиленного напряжения минимальны. Рабочая точка определяет на динамических характеристиках параметры транзистора в режиме покоя:  $U_{30}$ ,  $I_{c0}$ ,  $U_{c0}$ . При подаче входного переменного сигнала рабочая точка будет перемещаться по динамическим характеристикам (рабочая точка не должна выходить за пределы линейного участка динамической переходной характеристики (точки  $A'$  и  $A''$  на рис. 2.9). При этом появятся переменная составляющая тока стока и переменная составляющая напряжения стока, являющаяся выходным напряжением. Выходное напряжение легко построить во времени, спроецировав траекторию рабочей точки с динамической переходной характеристики на динамическую выходную характеристику (см. рис. 2.9). Коэффициент усиления по напряжению оказывается равным

$$K = \frac{U_{cm}}{U_{3m}} = \frac{U_{выхm}}{U_{вхm}},$$

где  $U_{cm}$  и  $U_{3m}$  – амплитуды переменных напряжений соответственно на стоке и затворе.

За интервал времени  $t_1 - t_2$  (рис. 2.10) подается синусоидальное входное напряжение в виде положительной полуволны. Напряжение на затворе уменьшается по модулю, транзистор больше открывается, и ток стока увеличивается. При этом уменьшается напряжение на стоке  $u_c$ , т.е. в нем возникает переменная составляющая в виде отрицательной полуволны, которая выделяется на нагрузке.

Следует отметить, что для рассмотренного промежуточного усилительного каскада на полевом транзисторе не нужно строить динамической выходной характеристики по переменному току, ибо входное сопротивление следующего каскада  $R_{н}$  велико ( $R_{н} \gg R_c$ ) и динамические выходные характеристики по постоянному и переменному токам совпадают.

#### 2.4.5. Анализ частотной характеристики резисторного усилителя напряжения

Для анализа частотной характеристики резисторного усилителя напряжения заменим активный элемент (биполярный транзистор, полевой транзистор) со стороны выхода эквивалентной схемой по переменному току, затем построим эквивалентную схему всего усилительного резис-

торного каскада со стороны выхода по переменному току, из которой найдем коэффициент усиления и частотную характеристику.

Для упрощения анализа сделаем следующие предположения:

- 1) ёмкость конденсатора  $C_{\pi}$  (см. рис. 2.8) настолько велика, что его сопротивлением для переменного тока можно пренебречь и считать, что переменное напряжение на истоке полевого транзистора равно нулю;
- 2) сопротивление источника питания по переменному току равно нулю.

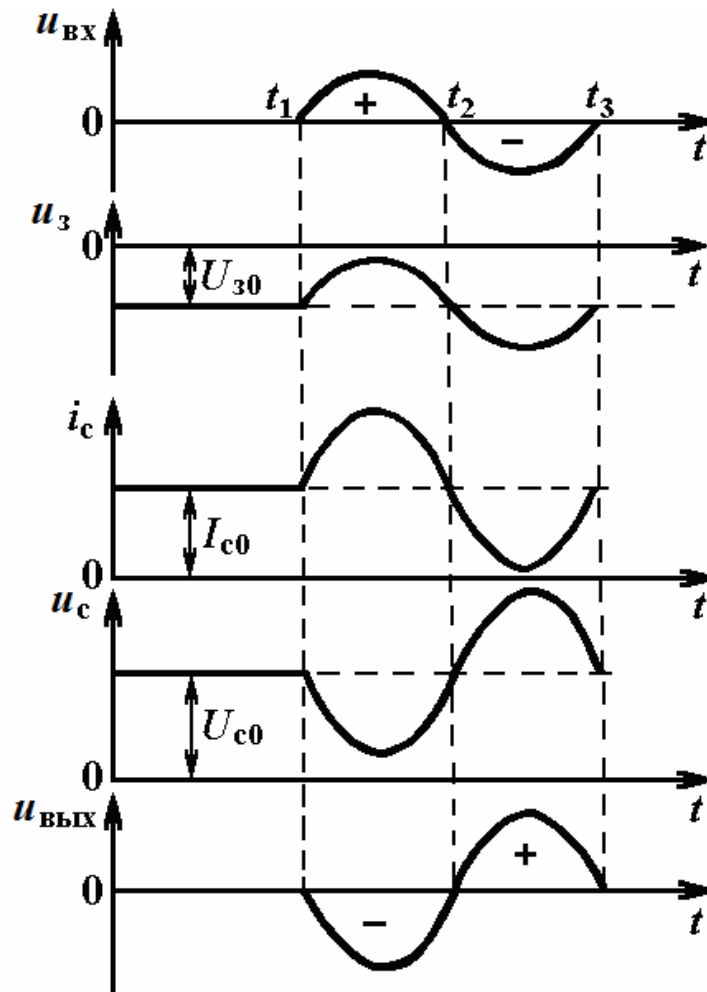


Рис. 2.10. Временные графики напряжений и тока для резисторного усилительного каскада на полевом транзисторе

Тогда, используя эквивалентную схему активного элемента по переменному току, заменяем принципиальные схемы резисторных усилительных каскадов, приведенные на рис. 2.4. а, б, 2.8, со стороны выхода по переменному току общей эквивалентной схемой (рис. 2.11, а). В этой эквивалентной схеме активный элемент заменен генератором тока  $\dot{I}$  с внутренним сопротивлением  $R_i$ , причем для биполярного транзистора  $\dot{I} = h_{21\beta} \dot{I}_6$ ,  $R_i = 1/h_{22\beta}$ , а для полевого транзистора  $\dot{I} = S \dot{U}_{\text{ВХ}}$ . В эквивалентной схеме  $R$  соответствует  $R_{\text{к}}$ ,  $R_{\text{с}}$  – нагрузкам биполярного и полевого



транзисторов;  $C_2$  – разделительный конденсатор;  $C_{\text{ВЫХ}}$  – выходная емкость активного элемента;  $C_{\text{М}}$  – емкость монтажа;  $C_{\text{ВХ}}$  и  $R_{\text{Н}}$  – соответственно входная емкость и активное входное сопротивление следующего усилительного каскада.

Поскольку емкость разделительного конденсатора  $C_2$  всегда выбирают значительно больше емкостей  $C_{\text{ВЫХ}}$ ,  $C_{\text{М}}$  и  $C_{\text{ВХ}}$ , общая эквивалентная схема резисторного усилительного каскада принимает вид, показанный на рис. 2.11, б, где  $C_0 = C_{\text{ВЫХ}} + C_{\text{М}} + C_{\text{ВХ}}$ ,  $R' = R_i R / (R_i + R)$ , причем  $C_2 \gg C_0$ .

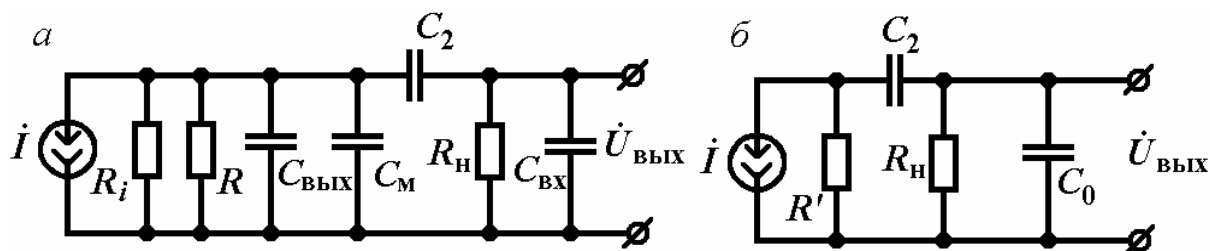


Рис. 2.11. Общие эквивалентные схемы по переменному току резисторного усилительного каскада:  
а – полная; б – преобразованная

В целях упрощения анализа целесообразно весь частотный диапазон разбить на три характерные области: область низших частот, область средних частот и область высших частот и рассмотреть зависимость коэффициента усиления в пределах каждой ограниченной области.

1. *Область средних частот.* Под областью средних частот будем понимать такую область частот  $\omega$ , в пределах которой сопротивление конденсатора  $C_2$  уже очень малое и можно считать, что оно представляет собой короткое замыкание для переменного выходного напряжения, а сопротивление емкости  $C_0$  еще очень большое и не оказывает шунтирующего действия на выходное сопротивление усилительного каскада.

Такая эквивалентная схема значительно упростится и примет вид, изображенный на рис. 2.12, а.

Здесь  $R_0 = R' R_{\text{Н}} / (R' + R_{\text{Н}})$ , т.е.  $1/R_0 = 1/R' + 1/R_{\text{Н}}$ .

Из этой эквивалентной схемы легко найти выходное напряжение  $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ , а затем коэффициент усиления на средних частотах  $K_0$ :

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = R_0 \cdot \dot{I}; \quad K_0 = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{R_0 \dot{I}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}}$$

Для полевого транзистора  $\dot{I} = S \dot{U}_{\text{ВХ}}$ . Поэтому для усилительного каскада на полевом транзисторе

$$K_0 = \frac{S \dot{U}_{\text{ВХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} R_0 = S R_0$$

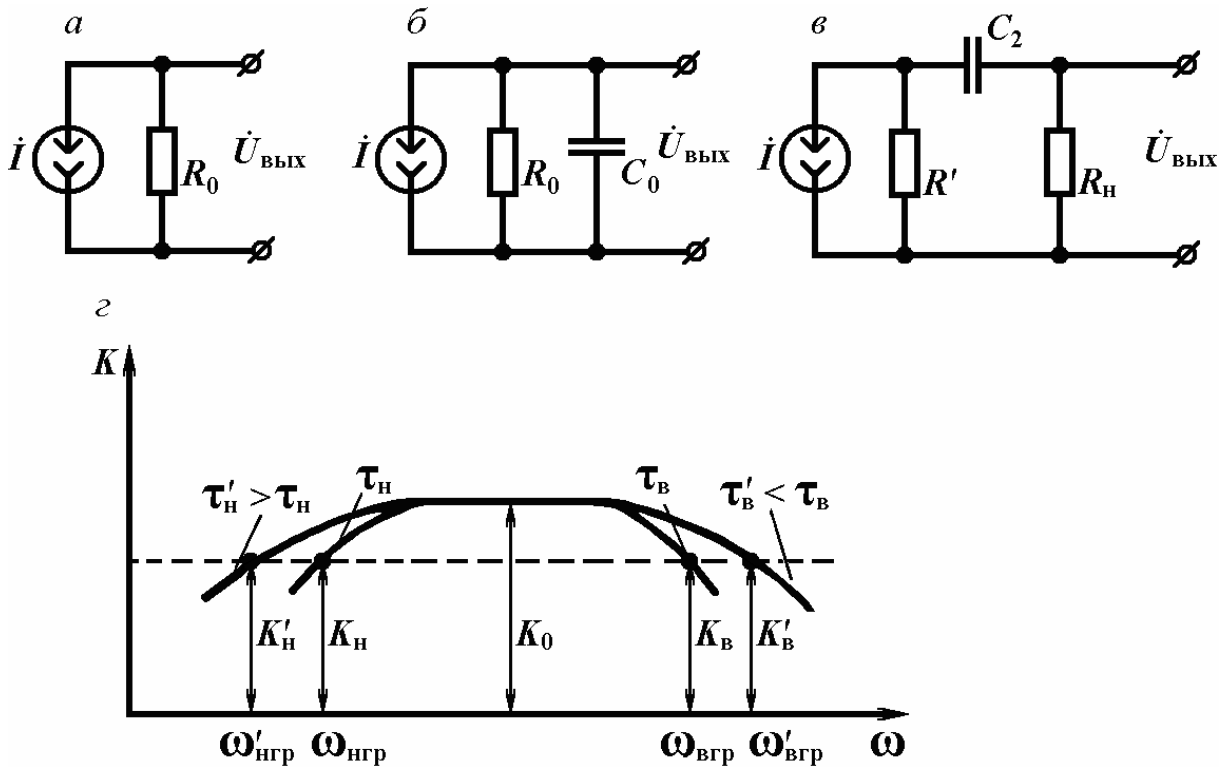


Рис. 2.12. Эквивалентные схемы  
(*a* – для средних частот, *б* – для высших частот; *в* – для низших частот)  
и частотная характеристика резисторного усилительного каскада (*z*)

Для биполярного транзистора  $\dot{I} = h_{21э} \dot{I}_б$ , а  $\dot{U}_{вх} = \dot{I}_б h_{11э}$ . Поэтому для усилительного каскада на биполярном транзисторе

$$\dot{K}_0 = \frac{h_{21э} \dot{I}_б}{\dot{U}_{вх}} R_0 = \frac{h_{21э} \dot{I}_б}{h_{11э} \dot{I}_б} R_0 = y_{21э} R_0 = S R_0.$$

Таким образом, коэффициент усиления каскада в области средних частот является действительной величиной и обозначается  $K_0$ .

2. *Область высших частот.* Под областью высших частот будем понимать такую область значений частоты  $\omega$ , для которой сопротивление емкости  $C_0$  становится соизмеримым с выходным сопротивлением усилительного каскада. Если можно было пренебречь сопротивлением конденсатора  $C_2$  в области средних частот, то тем более можно пренебречь им в области высших частот. Пренебречь же влиянием емкости  $C_0$  здесь уже нельзя и следует сохранить ее в эквивалентной схеме (см. рис. 2.12, *б*). Емкость  $C_0$  оказывает шунтирующее действие на выходное сопротивление усилительного каскада. Из эквивалентной схемы находим:

$$\dot{U}_{вых} = \dot{I} \frac{R_0 / i\omega_B C_0}{R_0 + 1 / j\omega_B C_0} = \frac{R_0 \dot{I}}{1 + j\omega_B C_0 R_0};$$

$$\dot{K}_B = \frac{R_0 \dot{I}}{\dot{U}_{вх}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega_B C_0 R_0}.$$

Учитывая, что  $R_0 \dot{I} / \dot{U}_{\text{вх}} = K_0$ , и обозначая  $C_0 R_0 = \tau_{\text{в}}$ , где  $\tau_{\text{в}}$  – постоянная времени нагрузочной цепи каскада, получим:

$$\dot{K}_{\text{в}} = \frac{K_0}{1 + j\omega_{\text{в}} \tau_{\text{в}}}.$$

Тогда модуль коэффициента усиления

$$K_{\text{в}} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega_{\text{в}} \tau_{\text{в}})^2}}.$$

Коэффициент частотных искажений

$$M_{\text{в}} = \frac{K_0}{K_{\text{в}}} = \sqrt{1 + (\omega_{\text{в}} \tau_{\text{в}})^2}.$$

Согласно ранее данному определению верхняя граничная частота ( $\omega_{\text{в.гр}}$ ) определяется при  $M_{\text{в}} = \sqrt{2}$ , откуда

$$\omega_{\text{в.гр}} = \frac{1}{C_0 R_0}.$$

Увеличение частоты  $\omega_{\text{в.гр}}$  возможно за счет уменьшения величины  $\tau_{\text{в}}$ . Однако емкость  $C_0$  не может быть значительно снижена, так как она ограничивается междуэлектродными емкостями двух смежных каскадов и емкостью монтажа. Уменьшения же сопротивления  $R_0$  неизбежно сопровождается уменьшением коэффициента усиления  $K_0$ .

3. *Область низших частот.* Если можно было пренебречь сопротивлением емкости  $C_0$  в области средних частот, то тем более можно пренебречь ее влиянием в области низших частот, так как шунтирующее действие емкости ничтожно. Теперь необходимо учесть влияние конденсатора  $C_2$ , так как его сопротивление становится сравнимым с сопротивлением  $R_{\text{н}}$ , и напряжение на выходе каскада будет уменьшаться из-за бесполезного падения напряжения на конденсаторе  $C_2$ . С учетом вышесказанного для области низших частот эквивалентная схема примет вид, изображенный на рис. 2.12, в. Из этой схемы находим

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{I} \frac{R'(R_{\text{н}} + 1/j\omega_{\text{н}} C_2)}{R' + R_{\text{н}} + 1/j\omega_{\text{н}} C_2} \cdot \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + 1/j\omega_{\text{н}} C_2}.$$

Сокращая числитель и знаменатель на  $(R_{\text{н}} + 1/j\omega_{\text{н}} C_2)$  и вынося в знаменателе за скобки  $(R' + R_{\text{н}})$ , получим:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{I} \frac{R'R_{\text{н}}}{R' + R_{\text{н}}} \cdot \frac{1}{1 + 1/j\omega_{\text{н}} C_2 (R' + R_{\text{н}})}.$$

Учитывая, что  $R'R_{\text{н}} / (R' + R_{\text{н}}) = R_0$ , а  $R_0 \dot{I} / \dot{U}_{\text{вх}} = K_0$ , и обозначая  $C_2 (R' + R_{\text{н}}) = \tau_{\text{н}}$ , где  $\tau_{\text{н}}$  – постоянная времени переходной цепи усилительного каскада, окончательно получим:

$$\dot{K}_{\text{в}} = \frac{K_0}{1 + 1/j\omega_{\text{н}} \tau_{\text{н}}}.$$

Модуль коэффициента усиления

$$K_B = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (1/\omega_H \tau_H)^2}}.$$

Коэффициент частотных искажений

$$M_H = \frac{K_0}{K_H} = \sqrt{1 + (\omega_B \tau_H)^2}.$$

Тогда нижняя граничная частота, определяемая при  $M = \sqrt{2}$ ,

$$\omega_{H.гр.} = \frac{1}{C_2(R' + R_H)}.$$

Из приведенных выше соотношений очевидно, что для улучшения частотных свойств усилителя в области низших частот желательно выбирать  $\tau_H$  как можно большей величины. Однако необходимо учитывать наличие ряда факторов, ограничивающих максимальные величины емкости конденсатора  $C_2$  и сопротивления  $(R' + R_H)$ . Например, чрезмерное увеличение емкости конденсатора  $C_2$  приводит к увеличению габаритов конденсатора и емкости относительно корпуса. Эта емкость входит в  $C_0$  и увеличивает искажения на высоких частотах.

На основании проведенного анализа, пользуясь приведенными выше выражениями для модуля коэффициента усиления в области средних, высших и низших частот, можно построить частотную характеристику резисторного каскада (см. рис. 2.12, *з*).

## 2.5. Широкополосный усилитель напряжения

Для улучшения частотной характеристики резисторного усилителя напряжения необходимо, как известно, уменьшать постоянную времени  $\tau_B$  и увеличивать постоянную времени  $\tau_H$ . Однако и то и другое встречает известные трудности. На практике улучшение частотной характеристики усилителя достигается введением *корректирующих цепей*. Такая коррекция крайне необходима в импульсных усилителях, которые должны быть обязательно широкополосными.

**Низкочастотная коррекция.** Наиболее распространена корректирующая цепочка, показанная на рис. 2.13, *а* и представляющая собой фильтр  $R_\phi, C_\phi$ , включенный в коллекторную цепь усилителя. Рассмотрим эквивалентную схему выходной цепи усилителя для низших частот (рис. 2.13, *б*). На средних и высоких частотах полосы пропускания усилителя конденсатор  $C_\phi$  имеет малое сопротивление и шунтирует резистор  $R_\phi$ , вследствие чего корректирующая цепь не влияет на выходное напряжение. С уменьшением частоты сопротивление конденсатора  $C_\phi$  и результирующее

сопротивление  $R_\phi \parallel \frac{1}{j\omega_B C_\phi}$  увеличиваются. Это приводит к росту коллек-

торной нагрузки и напряжения на зажимах АБ (рис. 2.13, б), в результате чего выходное напряжение схемы  $U_{\text{ВЫХ}}$  возрастает, компенсируя снижение напряжения, происходящее за счет увеличения сопротивления разделительного конденсатора  $C_2$  при уменьшении частоты. Такая схема коррекции позволяет расширить полосу пропускания резисторного усилительного каскада в сторону низших частот.

**Высокочастотная коррекция.** Простейший способ высокочастотной коррекции – включение последовательно с резистором  $R_K$  корректирующей индуктивности  $L_{\text{кор}}$  (рис. 2.13, в), которая образует в эквивалентной схеме выходной цепи усилительного каскада для высоких частот параллельный колебательный контур с емкостью  $C_0$ , нагружающей каскад (рис. 2.13, г).

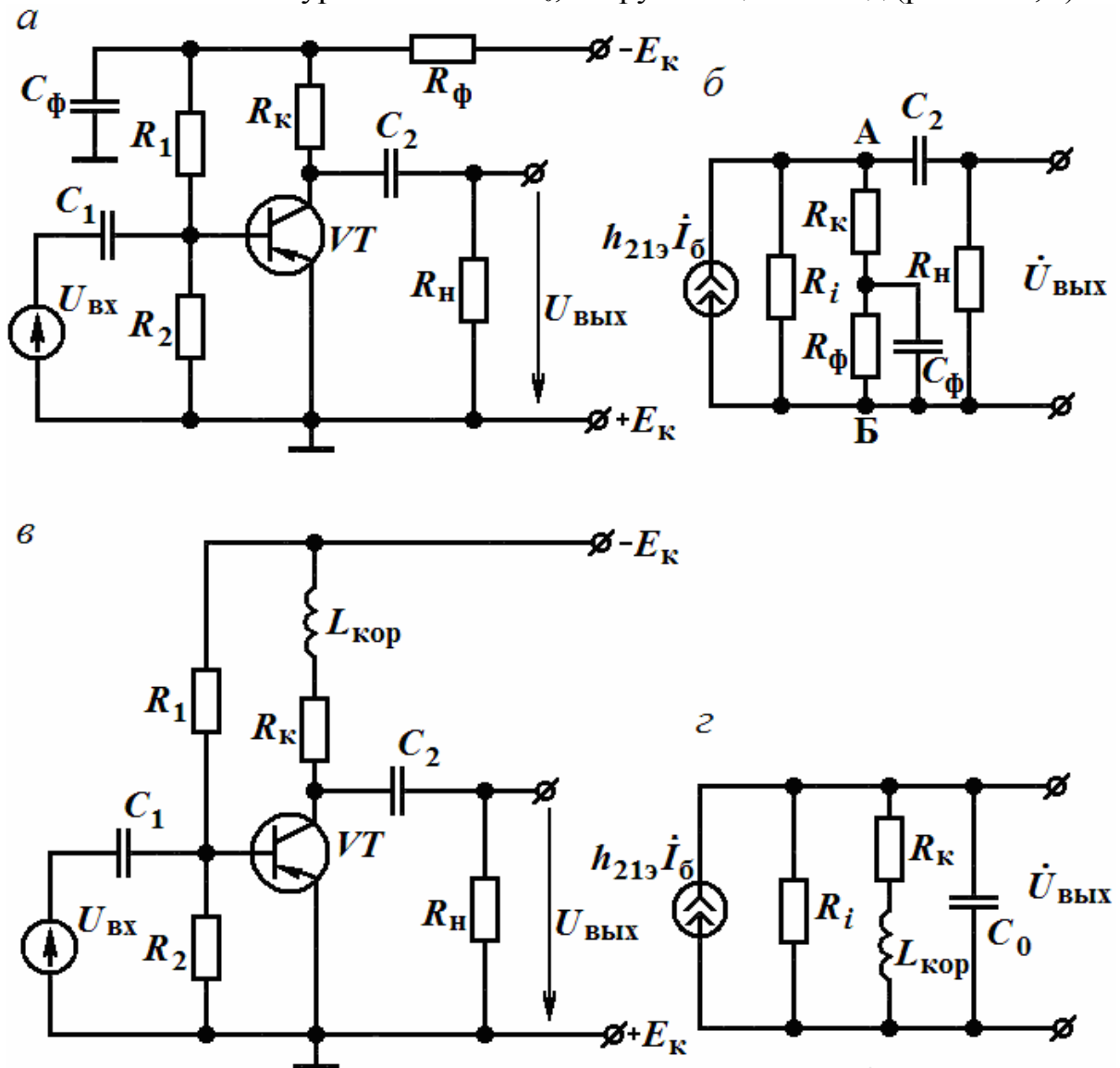


Рис. 2.13. Широкополосный усилитель напряжения:  
 а, б – принципиальная и эквивалентная схемы усилителя с низкочастотной коррекцией; в, г – принципиальная и эквивалентная схемы усилителя с высокочастотной коррекцией

Если выбрать величину  $L_{кор}$  такой, чтобы резонансная частота контура находилась вблизи  $f_v$  некорректированного усилителя, то в области высоких частот, вследствие высокого резонансного сопротивления контура, будет происходить увеличение сопротивления нагрузки выходной цепи и коэффициента усиления, что компенсирует спад, вызванный влиянием постоянной времени  $\tau_v$ . Схема коррекции позволяет расширить полосу пропускания резисторного усилительного каскада в сторону высоких частот.

## 2.6. Усилители с обратной связью

### 2.6.1. Виды обратной связи.

#### Влияние обратной связи на характеристики усилителя

Обратной связью называют передачу энергии из выходной цепи усилителя во входную. Обычно связь входной и выходной цепей усилителя осуществляется через пассивные элементы. Структурная схема усилителя с обратной связью может быть представлена в виде, показанном на рис. 2.14, где стрелками обозначено направление сигнала. Пассивная цепь, соединяющая выход усилителя с его входом, называется цепью обратной связи. Цепь обратной связи вместе с усилителем, к которому она подключена, образует замкнутый контур, называемый петлей обратной связи.

Различают два вида обратной связи – положительную и отрицательную. На вход усилителя воздействует результирующий сигнал, создаваемый источником возбуждения и цепью обратной связи.

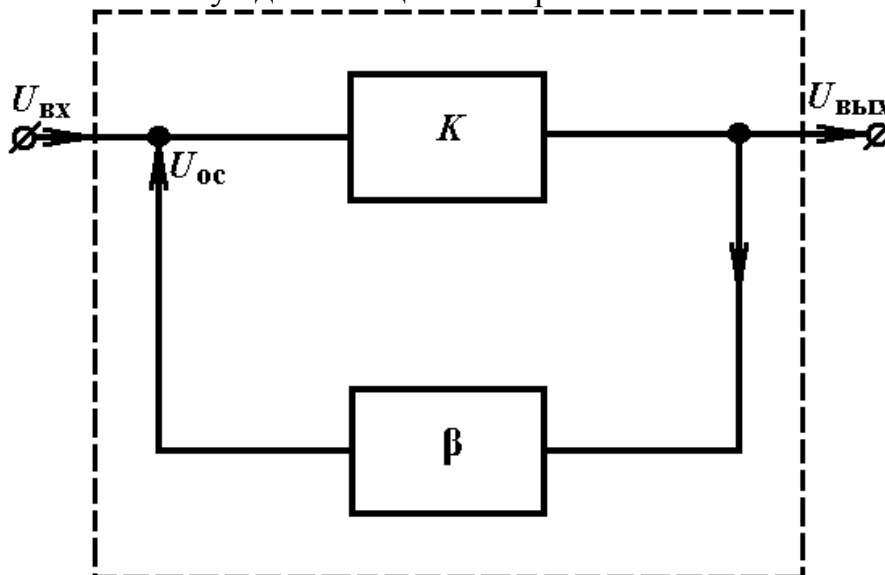


Рис. 2.14. Структурная схема усилителя с обратной связью

Если сигнал с выхода цепи обратной связи и сигнал источника возбуждения совпадают по фазе, связь будет *положительной*. Если рассматриваемые сигналы противофазны, обратная связь будет *отрицательной*. В общем случае, когда между сигналами источника возбуждения и

цепи обратной связи существует разность фаз, отличная от  $0^\circ$  или  $189^\circ$ , обратную связь называют **комплексной**. В зависимости от схемы присоединения цепи обратной связи к выходу усилителя различают обратную связь по напряжению и по току, а ко входу – последовательную и параллельную обратную связь. Обратная связь по напряжению характеризуется тем, что выход усилителя, нагрузка и вход цепи обратной связи включены параллельно, а обратная связь по току – тем, что указанные выше элементы включены последовательно (рис. 2.15, *а*, *б*). В первом случае сигнал на выходе цепи обратной связи зависит от напряжения на нагрузке, во втором случае – от тока нагрузки. При последовательной обратной связи источник возбуждения и выход цепи обратной связи включены последовательно, а при параллельной обратной связи – параллельно (см. рис. 2.15, *в*, *г*).

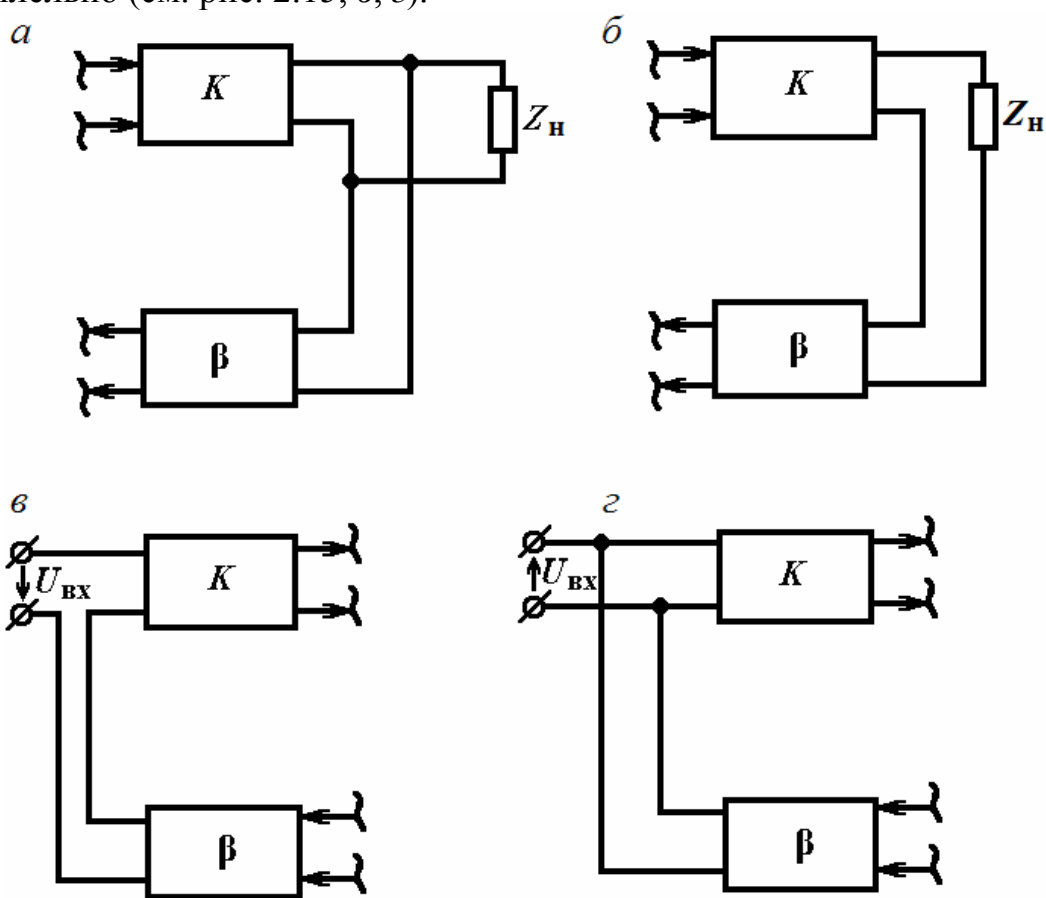


Рис. 2.15. Структурные схемы усилителей с обратной связью:  
*а* – по напряжению; *б* – по току; *в* – последовательной; *г* – параллельной

Наряду со специально вводимыми обратными связями в усилителе могут существовать паразитные обратные связи, создаваемые за счет цепей питания, электростатических и электромагнитных взаимодействий между отдельными каскадами, элементами каскада и т.д. Такие обратные связи являются, как правило, вредными, и необходимо принять меры защиты от них.

Найдем выражение для коэффициента усиления усилителя при наличии обратной связи. Для этого воспользуемся схемой с последовательной обратной связью по напряжению (рис. 2.16).

Введем следующие обозначения:  $\dot{U}_{\text{ВХ}}$  – напряжение на входе усилителя с обратной связью;  $\dot{U}'_{\text{ВХ}}$  – напряжение на входе усилителя без обратной связи;  $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$  – напряжение на выходе усилителя;  $\dot{U}_{\text{ОС}}$  – напряжение на выходе цепи обратной связи;  $\dot{K} = \dot{U}_{\text{ВЫХ}} / \dot{U}'_{\text{ВЫХ}}$  – коэффициент усиления усилителя без обратной связи;  $\dot{\beta} = \dot{U}_{\text{ОС}} / \dot{U}_{\text{ВЫХ}}$  – коэффициент передачи цепи обратной связи;  $\dot{K}_{\text{ОС}} = \dot{U}_{\text{ВЫХ}} / \dot{U}_{\text{ВХ}}$  – коэффициент усиления усилителя с обратной связью. Напряжение на входе усилителя без обратной связи

$$\dot{U}'_{\text{ВХ}} = \dot{U}_{\text{ВХ}} + \dot{U}_{\text{ОС}},$$

а напряжения  $\dot{U}_{\text{ВХ}}$ ,  $\dot{U}'_{\text{ВХ}}$ ,  $\dot{U}_{\text{ОС}}$  и  $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$  связаны соотношением

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \dot{K}\dot{U}'_{\text{ВХ}} = \dot{K}(\dot{U}_{\text{ВХ}} + \dot{U}_{\text{ОС}}) = \dot{K}(\dot{U}_{\text{ВХ}} + \dot{\beta}\dot{U}_{\text{ВЫХ}}),$$

откуда

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}}(1 - \dot{K}\dot{\beta}) = \dot{K}\dot{U}_{\text{ВХ}}; \quad \dot{K}_{\text{ОС}} = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{K}\dot{\beta}}.$$

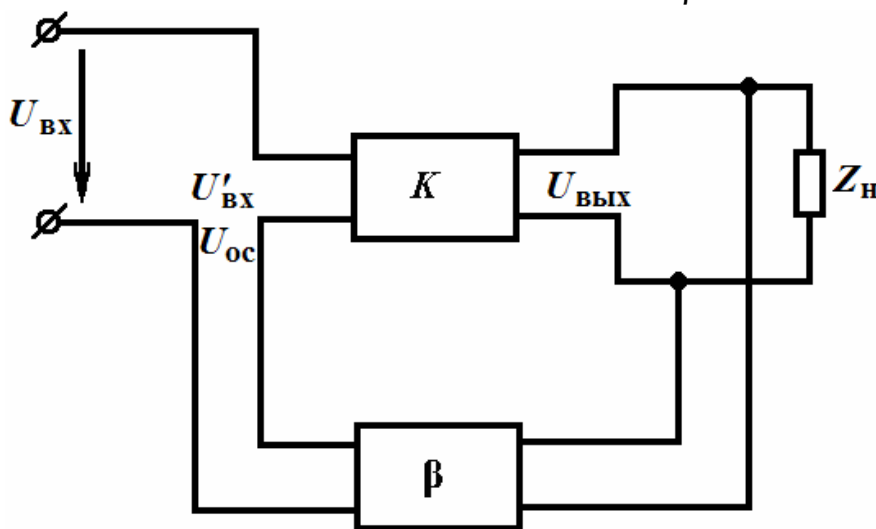


Рис. 2.16. Структурная схема усилителя с последовательной обратной связью по напряжению

Найдем условия, при которых обратная связь становится положительной или отрицательной. Обозначив фазовый сдвиг в усилителе  $\varphi_K$ , в цепи обратной связи  $\varphi_\beta$  и в петле обратной связи  $\varphi$ , получим  $\dot{\beta}\dot{K} = \beta K e^{i\varphi}$ , где  $\varphi = \varphi_K + \varphi_\beta$ . Тогда выражение для коэффициента усиления имеет вид

$$\dot{K}_{\text{ОС}} = \frac{\dot{K}}{1 - \beta K (\cos \varphi + i \sin \varphi)}.$$



Для положительной обратной связи  $\varphi = 0$  и коэффициент усиления

$$\dot{K}_{oc(+)} = \frac{\dot{K}}{1 - \beta K}.$$

Из формулы следует, что введение положительной обратной связи (при  $K \beta < 1$ ) увеличивает коэффициент усиления усилителя. Однако при  $K \beta = 1$  коэффициент усиления становится равным бесконечности, а при  $K \beta > 1$  – даже отрицательным. Физически это означает, что при отсутствии напряжения на входе усилителя имеется некоторое напряжение на его выходе. Усилитель перестает быть усилителем и превращается в генератор. Как говорят, усилитель самовозбуждается. Явление самовозбуждения используется в генераторах, в усилителях необходимо предотвратить самовозбуждение.

Для отрицательной обратной связи  $\varphi = 180^\circ$  и коэффициент усиления

$$\dot{K}_{oc(-)} = \frac{\dot{K}}{1 + \beta K}.$$

Из формулы следует, что в усилителе с отрицательной обратной связью коэффициент усиления уменьшается. Это является недостатком отрицательной обратной связи. Однако, несмотря на этот недостаток, наибольшее распространение в усилителях получила отрицательная обратная связь. Это объясняется тем, что в усилителе с отрицательной обратной связью оказывается возможным улучшить ряд качественных показателей и, прежде всего, повысить стабильность коэффициента усиления.

Считая коэффициент передачи  $\beta$  постоянным, а коэффициент усиления  $K$  меняющимся, найдем изменение коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью, используя выражение

$$K_{oc} = \frac{K}{1 + \beta K}.$$

$$dK_{oc} = \frac{(1 + \beta K)dK - \beta K dK}{(1 + \beta K)^2}.$$

Поделив правую и левую части на  $K_{oc}$  и выполнив некоторые преобразования, получим:

$$\frac{dK_{oc}}{K_{oc}} = \frac{1}{1 + \beta K} \frac{dK}{K}.$$

Из последнего выражения следует, что относительная нестабильность коэффициента усиления с отрицательной обратной связью в  $1 + \beta K$  раз меньше относительной нестабильности коэффициента усиления усилителя без обратной связи.

Изменение коэффициента усиления может быть вызвано следующими причинами:

а) изменением питающих напряжений, параметров транзисторов, что приводит к временной нестабильности;

б) изменением частоты усиливаемого сигнала, вызывающим частотные искажения в усилителе;

в) изменением амплитуды усиливаемого сигнала, создающим нелинейные искажения;

д) другими причинами.

Так как нестабильность коэффициента усиления в усилителе с отрицательной обратной связью уменьшается независимо от причин, ее вызывающих, то временная нестабильность такого усилителя, линейные и нелинейные искажения в нем будут меньше, чем в усилителе без обратной связи. Тогда динамический диапазон усилителя, определяемый по амплитудной характеристике, станет больше, а частотная характеристика – шире.

Обратная связь изменяет также входное и выходное сопротивления усилителя.

### 2.6.2. Термостабилизация рабочей точки усилителя на биполярном транзисторе

В ранее рассмотренных схемах резисторного усилителя напряжения на биполярном транзисторе (см. рис. 2.4, а, б) положение рабочей точки на динамической входной характеристике транзистора стабильно при изменении окружающей температуры, а на динамической выходной характеристике транзистора, напротив, нестабильно. При изменении температуры будет изменяться постоянный ток коллектора  $I_{к.р.т.}$  и рабочая точка будет перемещаться по динамической выходной характеристике транзистора: при этом нормальная работа усилителя может нарушиться, в результате появляются нелинейные искажения, причем основным дестабилизирующим фактором для тока  $I_{к.р.т.}$  является изменение обратного тока коллекторного перехода  $I_{к0}$ . Для количественной оценки нестабильности тока  $I_{к.р.т.}$  от приращения тока  $I_{к0}$ , вызываемого изменением температуры, вводят коэффициент нестабильности

$$S = \frac{\partial I_{к.р.т.}}{\partial I_{к0}}.$$

Для биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером,

$$I_{к.р.т.} = \beta I_{б0} + (\beta + 1) I_{к0}.$$

Тогда

$$S_s = \beta + 1.$$

Чем меньше коэффициент нестабильности, тем устойчивее работает схема при изменении температуры. Для обеспечения нормальной работы усилителя на биполярном транзисторе необходимо предусмотреть меры

стабилизации рабочей точки. В схеме с идеальной термостабилизацией коэффициент  $S = 1$ .

Простейшей схемой стабилизации является схема с коллекторной стабилизацией, изображенная на рис. 2.17, *а*, в которой стабилизация рабочей точки осуществляется параллельной отрицательной обратной связью по напряжению, снимаемой с коллектора транзистора. Эта схема отличается от схемы резисторного усилителя напряжения с фиксированным током базы (см. рис. 2.4, *а*) лишь тем, что резистор  $R_6$  подключен не к источнику питания, а к коллектору транзистора. Постоянный ток базы в этой схеме  $I_{60} \approx U_{к0}/R_6$ . При возрастании тока  $I_{к.р.т}$  вследствие повышения окружающей температуры увеличивается по модулю напряжение на резисторе  $R_к$  и соответственно уменьшается по модулю напряжение  $U_{к0}$ , а следовательно, и ток базы  $I_{60}$ . Это приводит к снижению тока  $I_{к.р.т}$ . В результате ток  $I_{к.р.т}$  меняется незначительно. Чтобы переменная составляющая коллекторного напряжения не попадала в цепь базы, т.е. для исключения отрицательной обратной связи по переменному току, резистор  $R_6$  делят на два и среднюю точку через блокирующий конденсатор соединяют с общим проводом. Такая схема изображена на рис. 2.17, *б*. Большим недостатком схемы является то, что степень стабилизации и положение рабочей точки определяются одним и тем же элементом схемы – резистором  $R_6$ . Схема дает хорошие результаты при значительном сопротивлении резистора  $R_к$ . Это условие часто не выполняется, и степень стабилизации оказывается невысокой.

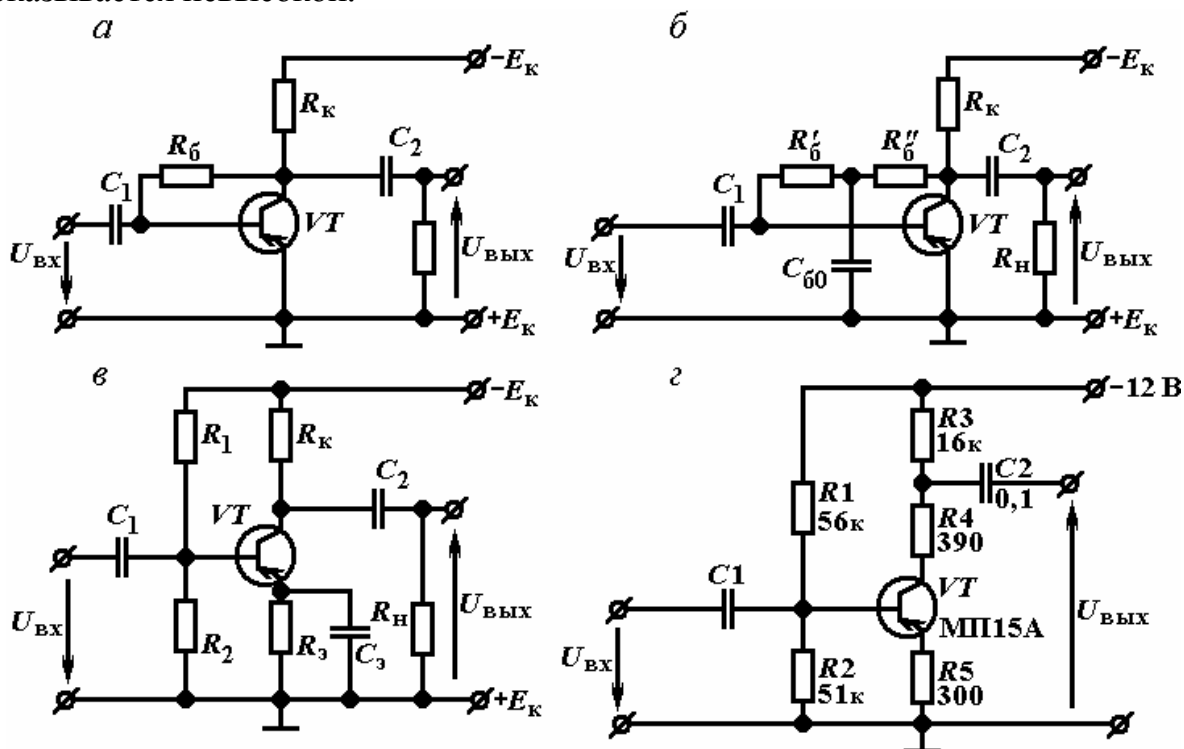


Рис. 2.17. Схемы резисторных усилителей с термостабилизацией рабочей точки: *а, б* – схемы с коллекторной стабилизацией; *в* – схема с эмиттерной стабилизацией; *г* – схема из радиоэлектронного изделия

Более высокую стабильность рабочей точки обеспечивает схема с эмиттерной стабилизацией (см. рис. 2.17, в). Эта схема отличается от схемы резисторного усилителя напряжения с фиксированным напряжением базы (см. рис. 2.4. б) тем, что в цепь эмиттера введена цепь  $R_3, C_3$ . Здесь стабилизация осуществляется отрицательной обратной связью по постоянному току, снимаемой с резистора  $R_3$ . Для устранения обратной связи по переменному току резистор  $R_3$  шунтируют конденсатором  $C_3$  большой емкости. Напряжение смещения  $U_{60}$  в схеме

$$U_{60} = -U_{R_2} + U_{R_3} = -\frac{E_k R_2}{R_1 + R_2} + R_3(I_{к.р.т.} + I_{60}).$$

При увеличении тока  $I_{к.р.т.}$  (из-за повышения температуры) возрастает напряжение на резисторе  $R_3$ . Это вызывает уменьшение по модулю отрицательного напряжения смещения  $U_{60}$ , а следовательно, уменьшение тока  $I_{к.р.т.}$ . Коэффициент нестабильности для этой схемы

$$S = \frac{\beta}{1 + \beta \frac{R_3}{R_3 + R_d}},$$

где  $R_d = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ . Обычно значением коэффициента  $S$  задаются в пределах от 2 до 5 для рассматриваемой схемы. К недостаткам схемы следует отнести уменьшение напряжения  $U_{к0}$  за счет падения напряжения на резисторе  $R_3$ , что особенно проявляется при большом сопротивлении резистора.

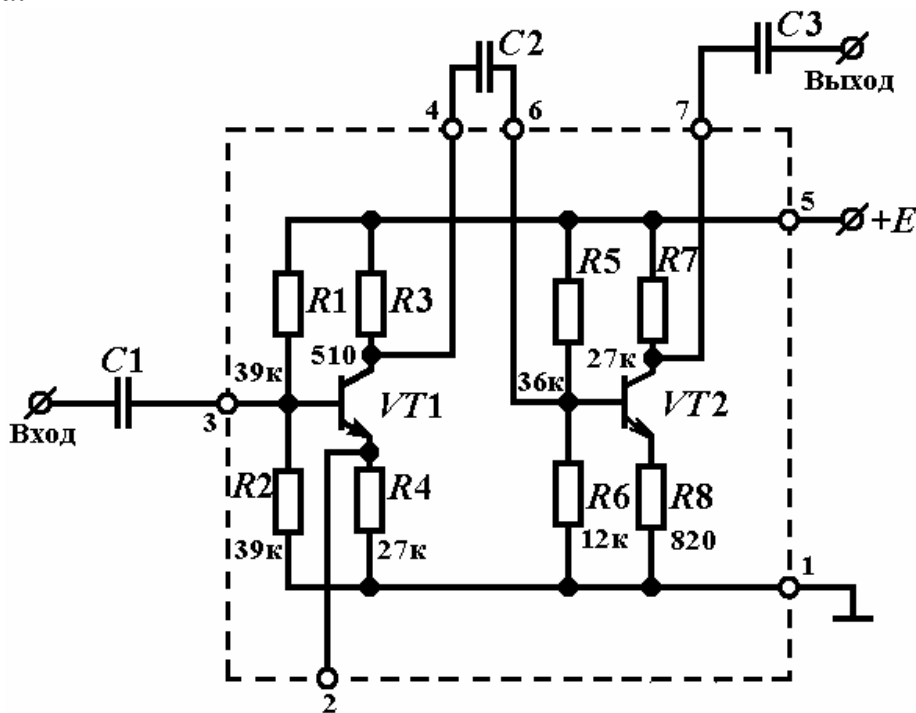


Рис. 2.18. Схема резисторного усилителя напряжения на интегральной микросхеме типа К2УБ241

Резисторный усилитель напряжения с эмиттерной стабилизацией рабочей точки находит широкое применение в автоматике и в информационных системах. На рис. 2.17, *г* изображена схема этого усилителя из электронного изделия. Схема идентична рассмотренной выше схеме усилителя. Только выходное напряжение снимается с части коллекторной нагрузки, и в цепи эмиттера действует последовательная отрицательная обратная связь по переменному току.

На рис. 2.18 показана схема резисторного усилителя напряжения с эмиттерной стабилизацией рабочей точки, выполненная на интегральной микросхеме типа К2УБ241.

Схема представляет собой двухкаскадный усилитель на транзисторах типа *n-p-n*. В схеме отсутствуют конденсаторы в цепях эмиттеров транзисторов, так как емкость их должна быть значительной, а получение таких конденсаторов в интегральных схемах затруднительно. Следовательно, в усилителе имеется отрицательная обратная связь по переменному току. По той же причине разделительные конденсаторы отсутствуют в микросхеме и подключаются к специально предусмотренным выводам.

## 2.7. Эмиттерный повторитель (усилитель мощности)

В эмиттерном повторителе в отличие от рассмотренных ранее усилительных каскадов нагрузка включается не в цепь коллектора, а в цепь эмиттера (резистора  $R_3$  на рис. 2.19, *а*). С резистора  $R_3$  снимается выходное напряжение. Эмиттерный повторитель работает в режиме класса *A*; напряжение смещения, определяющее рабочую точку, создается фиксированным напряжением на участке «база – эмиттер» (делитель  $R_1, R_2$ ).

В дальнейшем будет показано, что в эмиттерном повторителе выходное напряжение совпадает по фазе с входным (относительно общего провода). Тогда, как видно из схемы, на участке «база – эмиттер» входное и выходное напряжения оказываются в противофазе ( $U_{\delta} = U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}$ ), т.е. в схеме действует последовательная отрицательная обратная связь по напряжению, коэффициент передачи которой  $\beta = U_{\text{oc}}/U_{\text{вых}} = 1$ .

Рассмотрим основные параметры эмиттерного повторителя.

По аналогии с ранее рассмотренным материалом изобразим эквивалентную схему эмиттерного повторителя для выходной цепи применительно к области средних частот (см. рис. 2.19, *б*). Из эквивалентной схемы имеем

$$I_{\delta} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{h_{113}}; U_{\text{вых}} = h_{213} I_{\delta} \frac{R_i R'_3}{R_i + R'_3} \approx h_{213} \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{h_{113}} R'_3,$$

где

$$R'_3 = R_3 R_H / (R_3 + R_H),$$

откуда

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{h_{21э} R'_3}{h_{11э} + h_{21э} R'_3} U_{\text{ВХ}}; K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{h_{21э} R'_3}{h_{11э} + h_{21э} R'_3}.$$

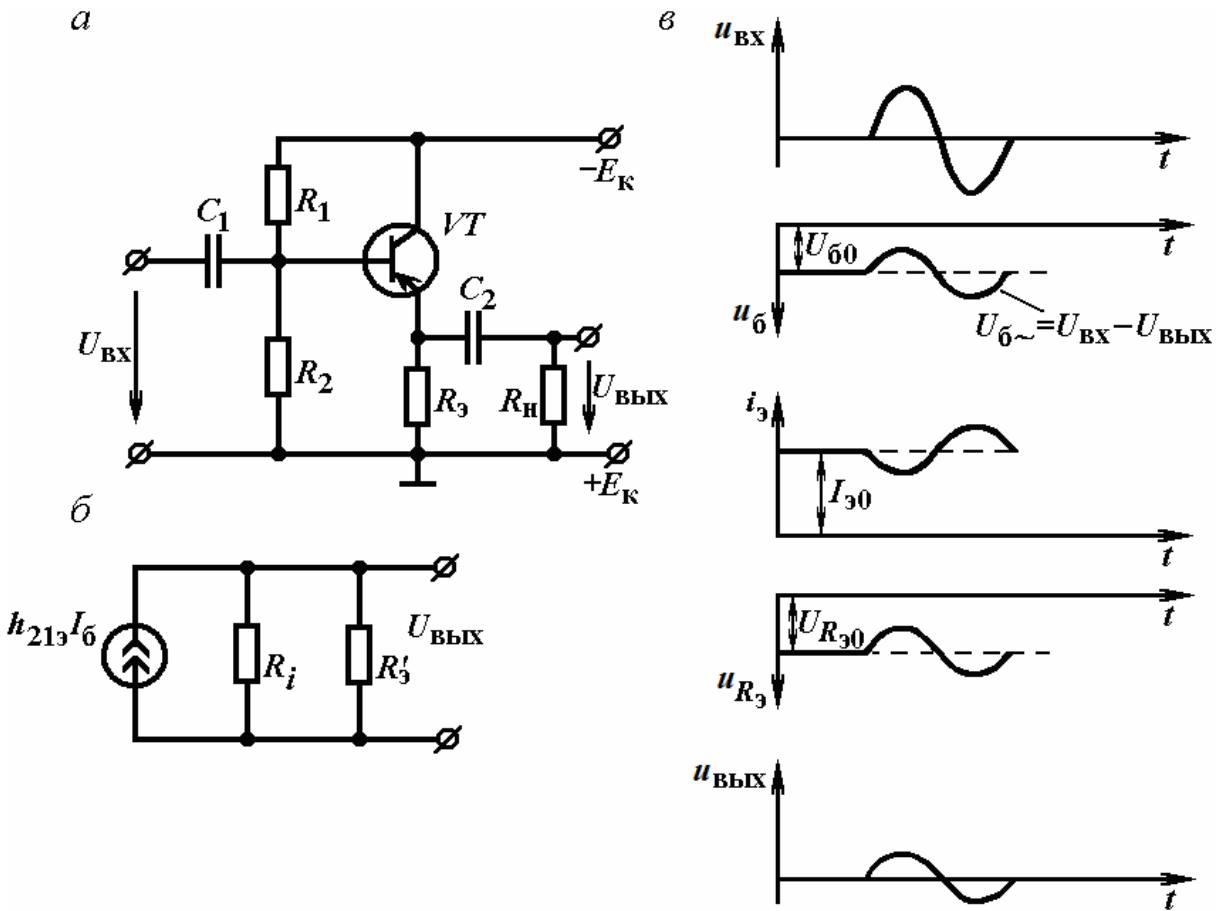


Рис. 2.19. Эмиттерный повторитель на биполярном транзисторе:  
 а – схема; б – эквивалентная схема в области средних частот;  
 в – временные графики напряжений и тока

Как следует из формулы, коэффициент усиления по напряжению анализируемой схемы меньше единицы. Но он очень близок к единице, так как  $h_{11э} \ll h_{21э} R'_3$ , т.е. схема повторяет на выходе входное напряжение.

Можно показать, что коэффициент усиления по току в области средних частот  $K_i = h_{21э} + 1$ . Следовательно, эмиттерный повторитель усиливает по току и по мощности, так как коэффициент усиления по мощности значительно больше единицы:

$$K_p = K \cdot K_i \gg 1.$$

Анализ показывает, что на средних частотах входное ( без учета делителя  $R_1, R_2$ ) и выходное сопротивления эмиттерного повторителя соответственно равны:

$$R_{\text{вх}} \approx (h_{21э} + 1)R'_э; R_{\text{вых}} \approx r_э + \frac{r_б + R_{\text{и}}}{1 + h_{21э}},$$

где  $r_б$  – сопротивление базы транзистора;

$R_э$  – сопротивление эмиттерного  $p - n$  –перехода транзистора;

$R_{\text{и}}$  – внутреннее сопротивление источника входного сигнала.

С учетом делителя входное сопротивление

$$R'_{\text{вх}} = R_{\text{вх}}R_{\text{д}}/(R_{\text{вх}} + R_{\text{д}}),$$

где  $R_{\text{д}} = R_1R_2/(R_1 + R_2)$ .

Эмиттерный повторитель имеет высокое входное сопротивление (единицы – десятки кОм) и малое выходное сопротивление (десятки Ом).

Следует подчеркнуть, что эмиттерный повторитель обладает всеми положительными свойствами усилителя с отрицательной обратной связью.

Рассмотрим принцип действия схемы (см. временные графики на рис. 2.19, в). При подаче положительного входного сигнала на базу транзистора последний прикрывается, ток эмиттера уменьшается, и падает по модулю напряжение на резисторе  $R_э$ , т.е. на выходе появляется положительное выходное напряжение. Следовательно, эмиттерный повторитель не поворачивает фазу выходного сигнала.

Все усилители, в том числе и эмиттерный повторитель, обеспечивают усиление мощности сигнала, но собственно усилителем мощности обычно называют усилитель, который должен отдать в нагрузку  $R_{\text{н}}$  требуемую мощность.

Усилители мощности обычно используются в качестве выходного (оконечного) каскада усилительного устройства (например, оконечный каскад УНЧ в радиоприемнике). В этом случае сопротивление нагрузки усилителя мощности (например, омическое сопротивление катушки динамика) обычно мало. Известно, что усилитель отдает в нагрузку максимальную мощность при равенстве выходного сопротивления усилителя сопротивлению нагрузки, что легко выполняется при применении эмиттерного повторителя, обладающего малым выходным сопротивлением. Поэтому эмиттерный повторитель широко используется в устройствах в качестве выходного (оконечного) каскада – усилителя мощности при работе на низкоомную нагрузку.

Кроме того, эмиттерный повторитель применяется в качестве входного каскада, обладающего большим входным сопротивлением, и промежуточного каскада в случае необходимости согласования высокого выходного сопротивления с малым входным сопротивлением.

На основе эмиттерного повторителя может быть собран двухтактный усилитель мощности, представляющий собой два эмиттерных повторителя (два однотактных усилителя), работающих на общую нагрузку (рис. 2.20, а). Транзисторы в этом усилителе разного типа проводимости и работают в режиме класса В, что позволяет резко увеличить к.п.д. усилителя. В схеме нагрузка  $R_H$  подключена непосредственно в цепь эмиттеров транзисторов. Когда входной сигнал отсутствует, оба транзистора закрыты. При подаче положительного входного сигнала  $u_{вх}$  открывается транзистор  $VT_1$ , и через  $R_H$  течет ток эмиттера  $i_{э1}$  в направлении, указанном стрелкой. При подаче отрицательного сигнала  $u_{вх}$  открывается транзистор  $VT_2$ , и ток в нагрузке меняет свое направление (ток эмиттера  $i_{э2}$ ). На рис. 2.20, б изображены временные графики для двухтактного усилителя.

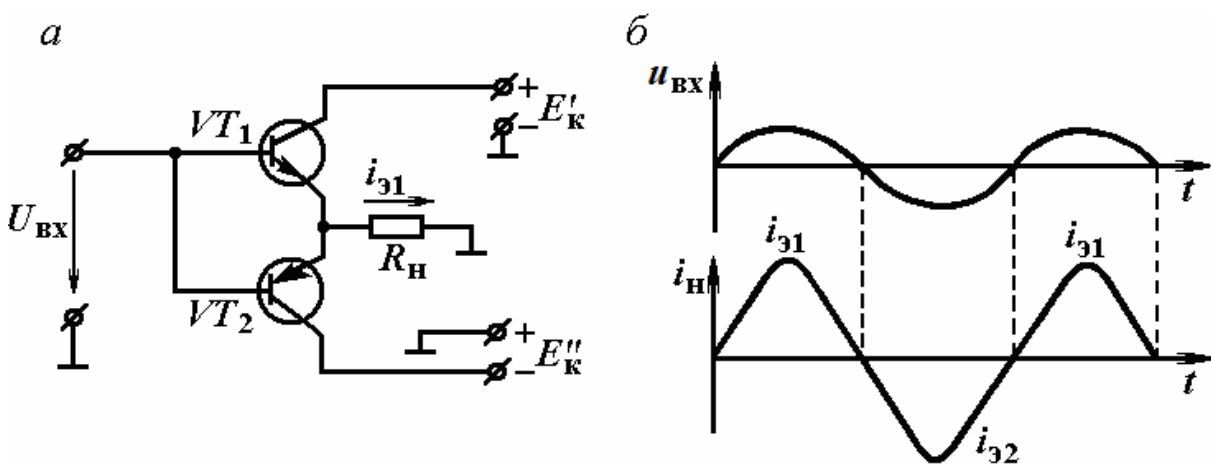


Рис. 2.20. Схема двухтактного усилителя мощности (а), временные графики (б)

## 2.8. Фазоинверсные усилители

Часто возникает необходимость получения двух равных и противофазных напряжений, которые используются для возбуждения двухтактных усилителей, для отклонения луча в электронно-лучевых трубках и во многих других случаях. Сравнительно легко получить равные и противофазные напряжения с помощью трансформатора. Однако применение трансформаторов в усилителях нежелательно, так как они увеличивают вес, габариты и ограничивают частотный диапазон усилителей.

Усилительные схемы, называемые фазоинверсными, обеспечивают возможность получения равных и противофазных напряжений без применения трансформаторов. Ниже рассматриваются наиболее часто встречающиеся схемы: каскад с разделенной нагрузкой и парафазный усилительный каскад.



**Каскад с разделенной нагрузкой.** В каскаде с разделенной нагрузкой (рис. 2.21.) сопротивление нагрузки транзистора разделено на две части  $R_k$  и  $R_3$ , одна из которых включается в коллектор транзистора, а другая – в эмиттер. Выходные напряжения снимаются в схеме относительно земли с коллектора транзистора (коллекторный выход) и с эмиттера (эмиттерный выход). На эмиттерном выходе напряжение  $U_{\text{ВЫХ2}}$  находится в фазе с входным сигналом, на коллекторном  $U_{\text{ВЫХ1}}$  – в противофазе. При коллекторном выходе фазоинверсный каскад аналогичен резисторному усилительному каскаду с эмиттерной стабилизацией рабочей точки и с дополнительной отрицательной обратной связью по переменному току. При эмиттерном выходе фазоинверсный каскад практически аналогичен эмиттерному повторителю.

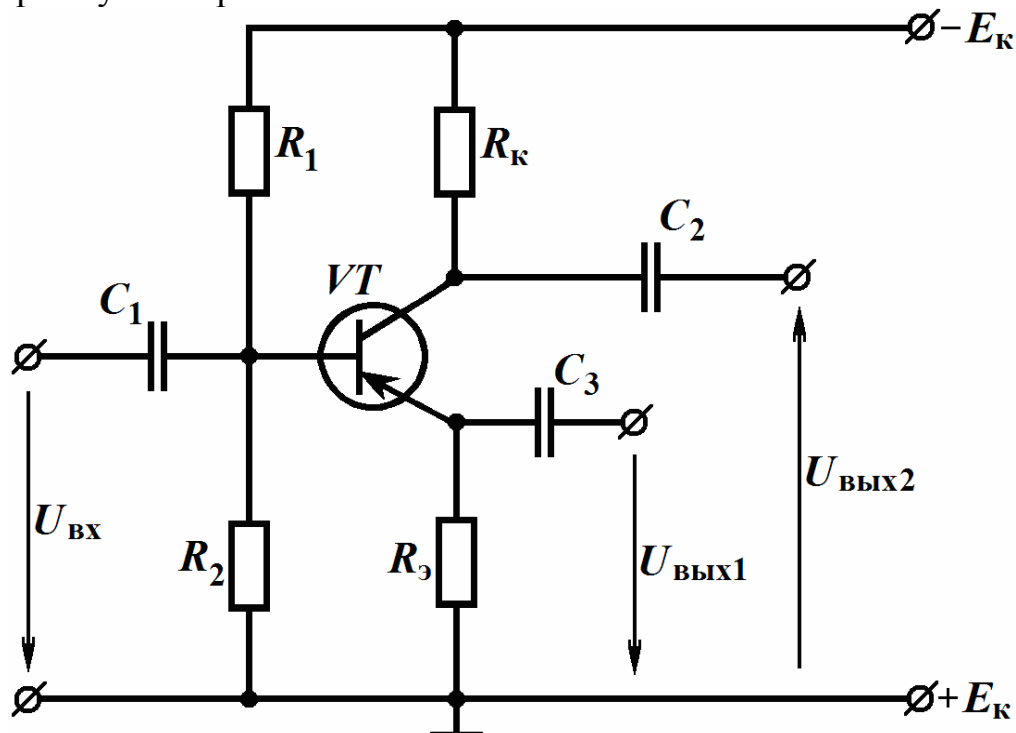


Рис. 2.21. Схема фазоинверсного каскада с разделенной нагрузкой

Коэффициенты усиления по напряжению на средних частотах соответственно по коллекторному и эмиттерному выходам равны:

$$K_1 = \frac{U_{\text{ВЫХ1}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{h_{21э} \cdot R_k}{R_{\text{и}} + (h_{11э} + R_3)(h_{21э} + 1) + r_6},$$

$$K_2 = \frac{U_{\text{ВЫХ2}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{(h_{21э} + 1) \cdot R_3}{R_{\text{и}} + (h_{11э} + R_3)(h_{21э} + 1) + r_6},$$

где  $R_{\text{и}}$  – внутреннее сопротивление источника входного сигнала;

$h_{11э}$  – сопротивление эмиттерного  $p$ – $n$ –перехода транзистора;

$r_6$  – сопротивление базы транзистора;

$h_{21э}$  – статический коэффициент усиления по току.

Для обеспечения равенства  $K_1$  и  $K_2$  резисторы  $R_K$  и  $R_3$  должны быть выбраны из условия  $K_1 = K_2$  или  $h_{21э}R_K = (h_{21э} + 1)R_3$ . Если  $h_{21э} \gg 1$ , то  $R_K = R_3$ .

Из вышеприведенных соотношений видно, что коэффициент усиления по напряжению каскада с разделенной нагрузкой при  $R_K = R_3$  для каждого выхода меньше единицы. Коэффициент усиления по току и мощности для каждого выхода каскада с разделенной нагрузкой значительно больше единицы.

**Парафазный усилительный каскад.** Парафазным усилительным каскадом называют фазоинверсный каскад с эмиттерной связью, на выходе которого создаются симметричные относительно земли напряжения. Рассмотрим парафазный усилительный каскад (рис. 2.22), в схеме которого используются два усилительных элемента.

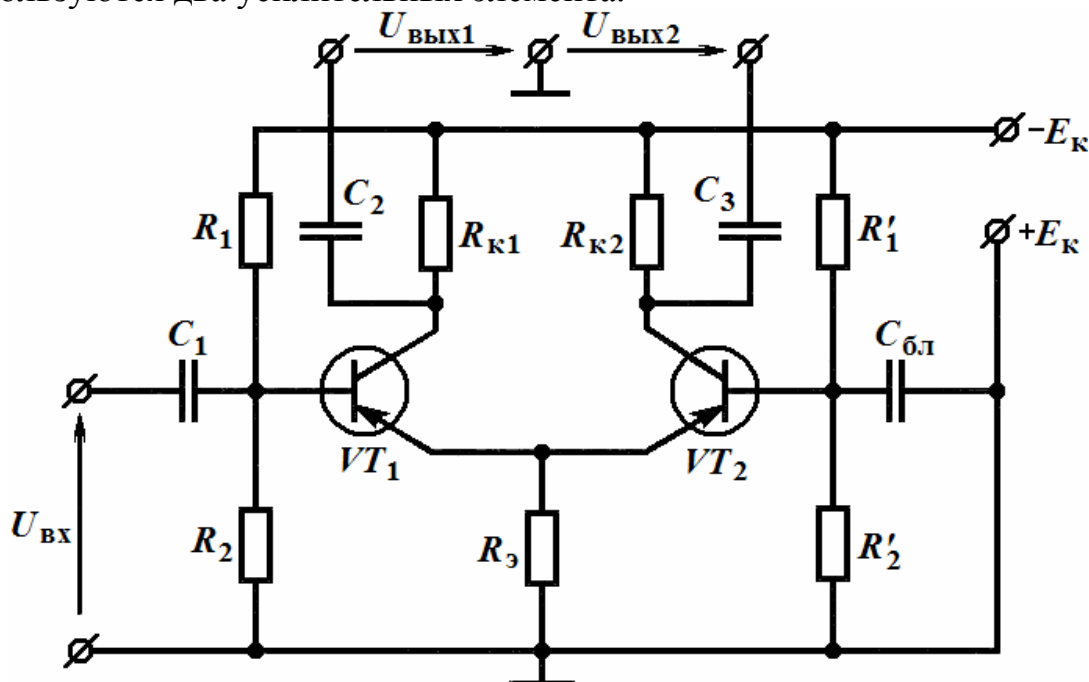


Рис. 2.22. Принципиальная схема парафазного усилительного каскада

Подлежащий усилению сигнал  $U_{вх}$  действует между базой первого транзистора  $VT_1$ , включенного по схеме с общим эмиттером, и землей. На транзисторе  $VT_1$  собран резисторный усилитель напряжения с эмиттерной стабилизацией рабочей точки, в котором дополнительно имеется отрицательная обратная связь по переменному току, обусловленная эмиттерным резистором  $R_3$ . Это первое плечо парафазного каскада. Резистор  $R_3$ , общий для обоих плеч каскада, является элементом связи. Выделенное на нем переменное напряжение  $U_{ос}$  действует между базой и эмиттером транзистора  $VT_2$  (второе плечо) и является напряжением возбуждения второго резисторного усилителя напряжения. Транзистор  $VT_2$  включен по схеме с общей базой, так как его база соединена по переменному току с землей через блокировочный конденсатор  $C_{бл}$ . Легко

убедиться, что напряжения возбуждения транзисторов, стоящих в разных плечах каскада, противофазны и поэтому выходные напряжения, снимаемые относительно земли с коллекторов транзисторов, также противофазны. При соответствующем подборе элементов схемы и ее режима можно обеспечить и равенство выходных напряжений  $U_{\text{вых1}} = U_{\text{вых2}}$ . В отличие от вышеприведенной схемы каскада с разделенной нагрузкой, в парафазном усилителе коэффициенты усиления по напряжению плеч усилителя значительно больше единицы.

## 2.9. Избирательные усилители

### 2.9.1. Основные свойства и применение избирательных усилителей

**Избирательными** называют усилители, усиливающие сигналы в относительно узкой полосе частот с целью отделения сигналов в нужной полосе частот от сигналов помех других частот. Их главным свойством является избирательность.

АЧХ подобных усилителей имеет резко выраженные спады с обеих сторон полосы пропускания.

Избирательные усилители можно разделить на три группы:

- а) резонансные, использующие частотно-зависимую нагрузку; в качестве такой нагрузки обычно применяют параллельный контур, настроенный на частоту усиливаемого сигнала;
- б) полосовые, нагрузкой которых служит полосовой фильтр;
- в) усилители с частотно-зависимой отрицательной обратной связью, в которых используются избирательные  $RC$ -цепи для осуществления обратной связи.

Последние усилители используются сравнительно редко, главным образом, для усиления сигналов с частотами от единиц Гц до десятков кГц.

На наиболее высоких частотах порядка сотен кГц и выше применяются резонансные и полосовые усилители (усилители радиочастоты). Резонансные усилители предназначены для усиления напряжения модулированных колебаний высокой частоты (радиосигналов) и обеспечения необходимых избирательных свойств радиоприемного устройства, а также для усиления мощности высокочастотных колебаний в радиопередающем устройстве. Полосовые усилители применяются в основном для усиления напряжения промежуточной частоты в супергетеродинных приемниках.

### 2.9.2. Резонансные и полосовые усилители напряжения

Наиболее простые схемы резонансного усилителя напряжения приведены на рис. 2.23, а, б. В усилителе на биполярном транзисторе (см. рис. 2.23, а) в коллекторную цепь транзистора вместо резистора  $R_k$  включен параллельный колебательный контур. Назначение остальных

элементов схемы было рассмотрено ранее при анализе работы однокаскадного резисторного усилителя напряжения. АЧХ усилителя в основном будет определяться зависимостью сопротивления контура от частоты сигнала. Аналогичная схема резонансного усилителя напряжения на полевом транзисторе (см. рис. 2.23, б).

В соответствии с ранее принятой методикой можно заменить биполярный транзистор генератором тока  $h_{213} \dot{I}_б$  с внутренним сопротивлением  $R_i = 1/h_{223}$  и изобразить эквивалентную схему по переменному току выходной цепи резонансного усилителя на биполярном транзисторе (см. рис. 2.23, в). Эквивалентная схема усилителя на полевом транзисторе аналогична и здесь не приведена. Поэтому можно ограничиться анализом частотной характеристики резонансного усилителя на биполярном транзисторе.

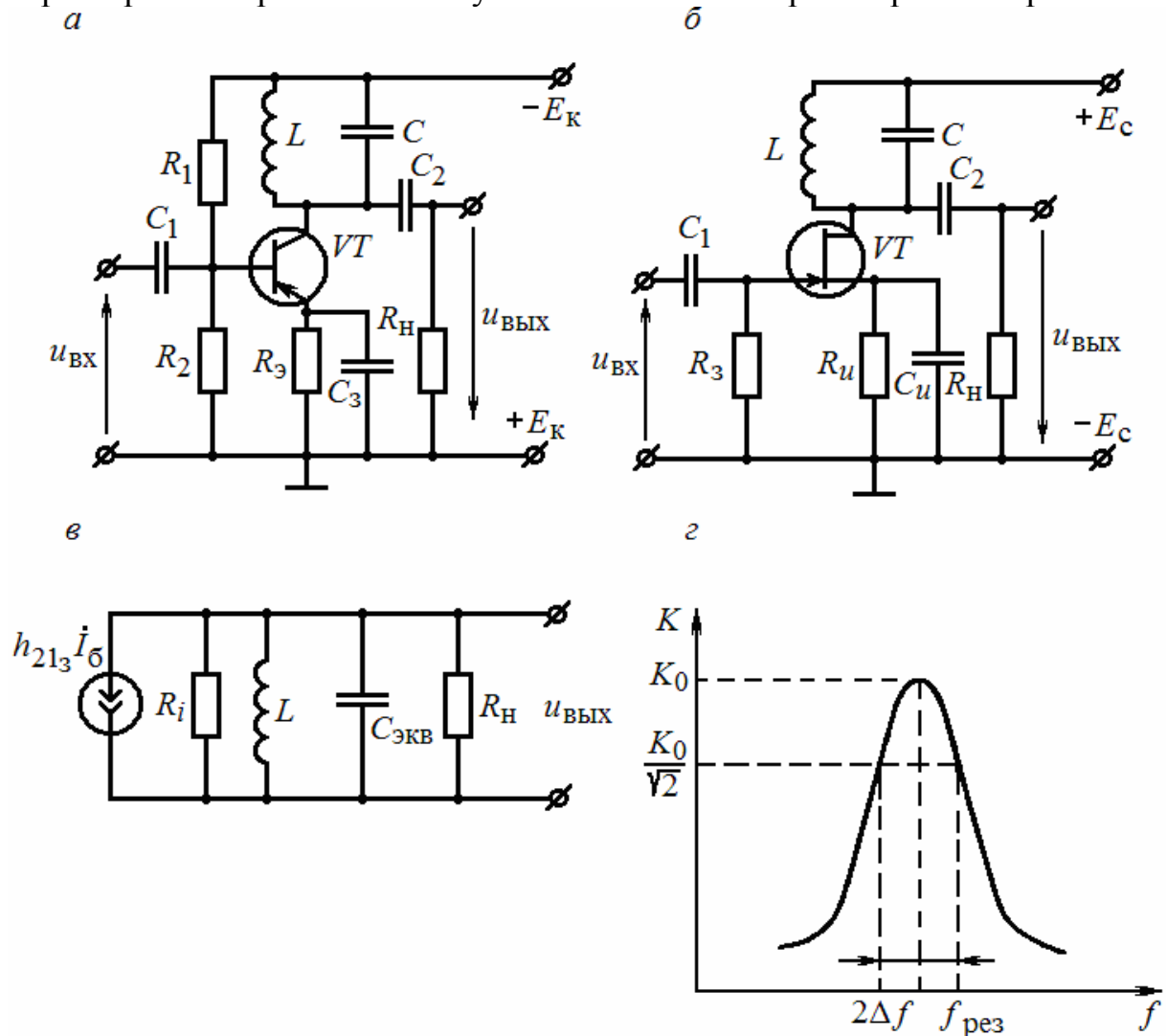


Рис. 2.23. Схемы резонансного усилителя напряжения:  
 а – на биполярном транзисторе; б – на полевом транзисторе;  
 в – эквивалентная схема резонансного усилителя напряжения  
 на биполярном транзисторе (в); АЧХ резонансного усилителя напряжения (г)

В эквивалентной схеме не показаны сопротивление потерь  $R$  в контуре и внутренняя обратная связь из цепи коллектора транзистора в цепь базы, о влиянии которой будет показано ниже. В этой схеме емкость  $C_{\text{ЭКВ}}$  представляет собой полную емкость контура и равна  $C_{\text{ЭКВ}} = C + C_{\text{ВЫХ}} + C_{\text{М}} + C_{\text{Н}}$ , где  $C$  – емкость конденсатора контура;  $C_{\text{ВЫХ}}$  – выходная емкость транзистора,  $C_{\text{М}}$  – емкость монтажа,  $C_{\text{Н}}$  – емкость нагрузки.

Найдем полное выходное сопротивление усилителя  $\dot{Z}_{\text{ВЫХ}}$ . Обозначив

$$R'_i = R_i R_{\text{Н}} / (R_i + R_{\text{Н}}),$$

получим:

$$\dot{Z}_{\text{ВЫХ}} = R'_i \dot{Z}_{\text{К}} / (R'_i + \dot{Z}_{\text{К}}),$$

где  $\dot{Z}_{\text{К}}$  – сопротивление контура. Можно показать, что сопротивление

$$\dot{Z}_{\text{К}} = R_{\text{К.рез}} / (1 + j2Q\xi),$$

где  $R_{\text{К.рез}} = Q^2 R$  – сопротивление контура при резонансе;

$Q$  – добротность контура;

$R$  – сопротивление потерь в контуре;

$\xi = (f - f_{\text{рез}}) / f_{\text{рез}} = \Delta f / f_{\text{рез}}$  – относительная расстройка контура.

Тогда

$$\dot{Z}_{\text{ВЫХ}} = \frac{R'_i R_{\text{К.рез}}}{1 + j2Q\xi} \left/ \left( R'_i + \frac{R_{\text{К.рез}}}{1 + j2Q\xi} \right) \right. = \frac{R'_i R_{\text{К.рез}}}{R'_i + j2Q\xi R'_i + R_{\text{К.рез}}}.$$

Разделив числитель и знаменатель на  $(R'_i + R_{\text{К.рез}})$ , получим:

$$\dot{Z}_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{1 + \frac{j2Q\xi R'_i}{R'_i + R_{\text{К.рез}}}} = \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{1 + j2Q'\xi} \Phi,$$

где сопротивление  $R_{\text{ЭКВ}} = R'_i + R_{\text{К.рез}} / (R'_i + R_{\text{К.рез}})$ ; приведенная добротность  $Q' = Q / (1 + R_{\text{К.рез}} / R'_i + R_{\text{К.рез}} / R_{\text{Н}})$ .

Выходное напряжение схемы

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = h_{21\text{э}} \dot{I}_{\text{б}} \dot{Z}_{\text{ВЫХ}} = \frac{h_{21\text{э}} \dot{U}_{\text{ВХ}} \dot{Z}_{\text{ВЫХ}}}{h_{11\text{э}}} = y_{21\text{э}} \dot{U}_{\text{ВХ}} \dot{Z}_{\text{ВЫХ}} \Phi.$$

Коэффициент усиления резонансного усилителя

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = y_{21\text{э}} \dot{Z}_{\text{ВЫХ}} = \frac{y_{21\text{э}} R_{\text{ЭКВ}}}{1 + j2Q'\xi} = \frac{K_0}{1 + j2Q'\xi} \Phi; \quad K = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (2Q'\xi)^2}} \Phi,$$

где  $K_0 = y_{21\text{э}} R_{\text{ЭКВ}}$  – максимальный коэффициент усиления, когда  $\xi = 0$ .

На рис. 2.23,  $\text{з}$  приведена схема АЧХ резонансного усилителя. Легко получить, что полоса пропускания усилителя, определяемая на уровне  $K = K_0 / \sqrt{2} \Phi$ , равна  $2\Delta f = f_{\text{рез}} / Q'$ .

При малых величинах  $R_i$  и  $R_n$  добротность  $Q'$  уменьшается, полоса пропускания расширяется и избирательные свойства ухудшаются. Для уменьшения шунтирования контура сопротивлениями  $R_i$  и  $R_n$  применяют автотрансформаторное включение контура в усилитель и нагрузки в контур (контур II вида) (рис. 2.24, а), при этом увеличивается добротность  $Q'$  и сужается полоса пропускания.

Резонансные усилители могут работать неустойчиво и даже самовозбуждаться за счет внутренней обратной связи между входом и выходом активного усилительного элемента. Автотрансформаторное включение контура в усилитель ослабляет эту обратную связь и повышает устойчивость работы усилителя.

В качестве резонансного усилителя напряжения часто используют каскадную схему. Она включает в себя два усилительных элемента и представляет собой, в сущности, двухкаскадный усилитель; первый усилительный элемент, на который подается входной сигнал, включен в ней с общим эмиттером (истоком), а второй, с которого снимается усиленный сигнал, – с общей базой (затвором). По отношению к источнику питания усилительные элементы могут быть включены последовательно или параллельно; вариант с последовательным включением проще, а поэтому обычно и применяется (см. рис. 2.24, б).

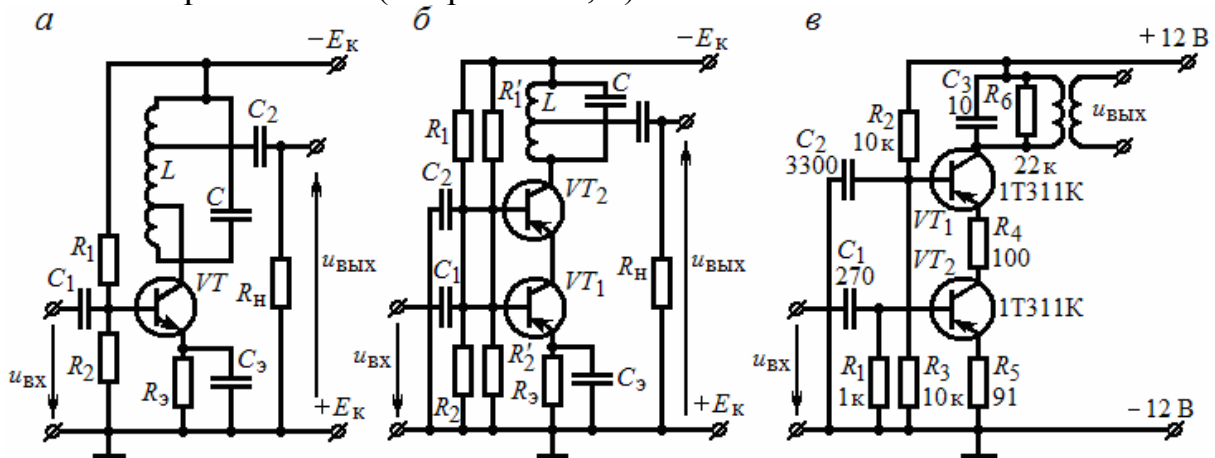


Рис. 2.24. Резонансные усилители напряжения:  
 а – усилитель с автотрансформаторным включением контура в усилитель и нагрузки в контур; б – каскадный усилитель; в – каскадный усилитель из радиоэлектронного изделия

На схеме с помощью делителей  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R'_1$ ,  $R'_2$  создаются напряжения смещения на базах транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ . В первом каскаде через конденсатор  $C_3$  по переменному току заземлен эмиттер транзистора  $VT_1$  (схема с общим эмиттером), во втором каскаде через конденсатор  $C_2$  – база транзистора  $VT_2$  (схема с общей базой). В цепь коллектора транзистора  $VT_2$  в качестве нагрузки включен параллельный контур. Цепочка  $R_3$ ,  $C_3$  обеспечивает температурную стабилизацию рабочей точки. При подаче

входного сигнала изменяется напряжение  $U_{кэ}$  транзистора  $VT_1$ , т.е. появляется выходное напряжение первого каскада  $U_{вых1}$ , практически равное входному (коэффициент усиления первого каскада близок к единице). Малое изменение напряжения  $U_{кэ1}$  резко ослабляет внутреннюю обратную связь в транзисторе  $VT_1$ . Напряжение  $U_{вых1}$  подается на вход транзистора второго каскада; при этом изменяется напряжение между коллектором и базой транзистора  $VT_2$ , т.е. появляется выходное напряжение усилителя. Так как входное сопротивление транзистора  $R_i$  для схемы с общей базой больше, чем для схемы с общим эмиттером, то в каскадной схеме уменьшается шунтирование контура сопротивлением  $R_i$ . Кроме того, в схеме резко ослаблена внутритранзисторная обратная связь; усилитель работает устойчиво и имеет малые шумы. На рис. 2.24, в изображена аналогичная схема каскадного усилителя из радиоэлектронного изделия. Резисторы  $R_4, R_5$ , помимо температурной стабилизации рабочей точки, обеспечивают в схеме отрицательную обратную связь. Резистор  $R_6$  шунтирует контур для обеспечения необходимой полосы пропускания.

Рассмотрим полосовой усилитель напряжения. На рис. 2.25, а изображен полосовой усилитель напряжения, где в качестве коллекторной нагрузки транзистора используется полосовой фильтр – два индуктивно связанных контура. Для уменьшения шунтирования контуров соответственно сопротивлениями  $R_i, R_H$  применено автотрансформаторное включение первого контура в усилитель и нагрузки во второй контур. Так как АЧХ двух связанных контуров (при соответствующей связи) имеет плоскую вершину и крутые склоны, то форма АЧХ полосового усилителя оказывается лучше, чем у резонансного усилителя. Наиболее выгодной связью между контурами является связь критическая или несколько большая ее. На рис. 2.25, б показана АЧХ полосового усилителя при связи, несколько большей критической.

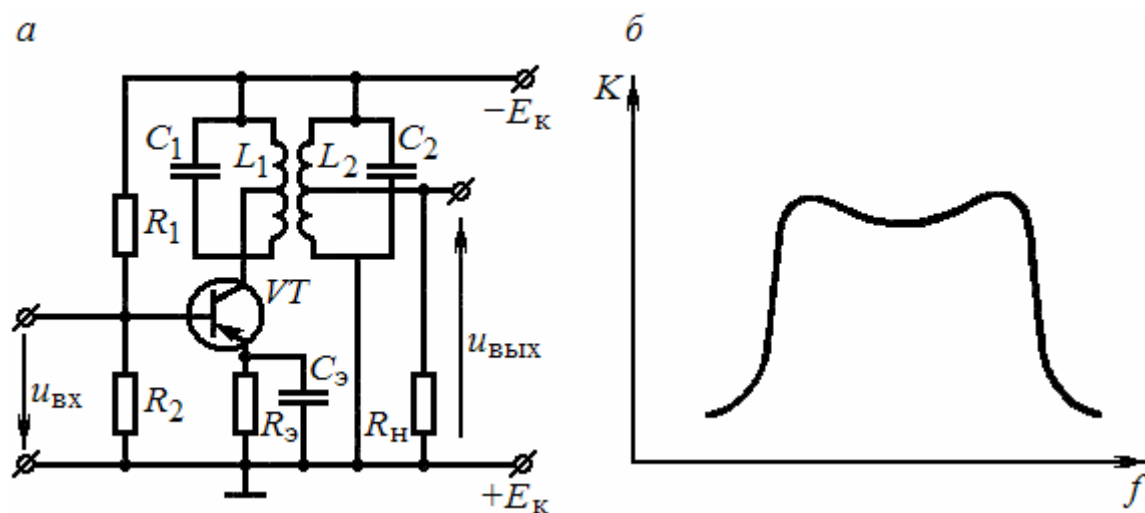


Рис. 2.25. Полосовой усилитель напряжения:  
а – схема усилителя; б – АЧХ усилителя

## 2.10. Усилители постоянного тока

Усилителями постоянного тока (УПТ) называют усилители, усиливающие сколь угодно медленно изменяющиеся электрические сигналы. АЧХ усилителя постоянного тока показана на рис. 2.26. Низшая рабочая частота УПТ  $f_H = 0$ ; высшая рабочая частота  $f_B$  усилителей постоянного тока, как и усилителей переменного тока, определяется назначением УПТ. УПТ широко используются в измерительной технике, в автоматике и информационных системах и т.д.

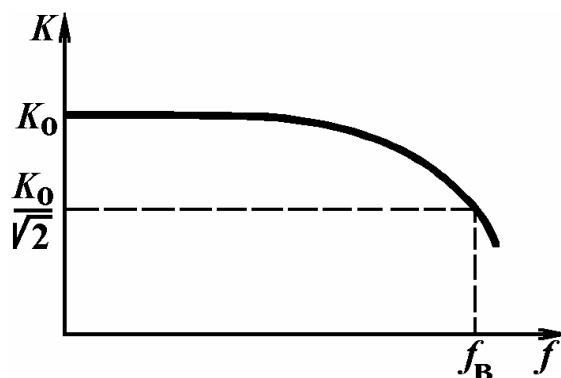


Рис. 2.26. АЧХ усилителя постоянного тока

По принципу действия УПТ можно разделить на два типа:

- УПТ прямого усиления (или прямого действия);
- УПТ с преобразованием частоты сигнала (или – УПТ с преобразованием).

Рассмотрим УПТ прямого усиления.

Так как УПТ должен усиливать как переменный, так и постоянный входной сигнал, в его цепях нельзя применять конденсаторы, трансформаторы. В УПТ используются резисторные усилительные каскады, не имеющие названных выше элементов, работающие в режиме класса А. В УПТ прямого усиления используется схема прямой (непосредственной) межкаскадной связи. В частности, в УПТ на биполярных транзисторах коллектор предыдущего каскада непосредственно соединяется с базой следующего (рис. 2.27, а). Для согласования потенциала коллектора предыдущего каскада с потенциалом базы последующего в эмиттерную цепь транзистора включен резистор  $R_3$ . В этой схеме напряжение смещения  $U_{60}$  на базе первого транзистора создается с помощью делителя  $R_{D1}, R_{D2}$ . Напряжение смещения на базе каждого из остальных транзисторов является разностью напряжений на коллекторе предыдущего каскада и на эмиттере транзистора (относительно общего провода). Например, напряжение смещения на базе второго транзистора  $U_{602} = -U_{к01} + U_{э02}$ , где напряжение  $U_{к01} = U_{к.э01} + U_{э01}$ , а напряжение  $U_{э02} = I_{э02} \cdot R_{э2}$  (напряжение  $U_{э01} = I_{э01} \cdot R_{э1}$ ).



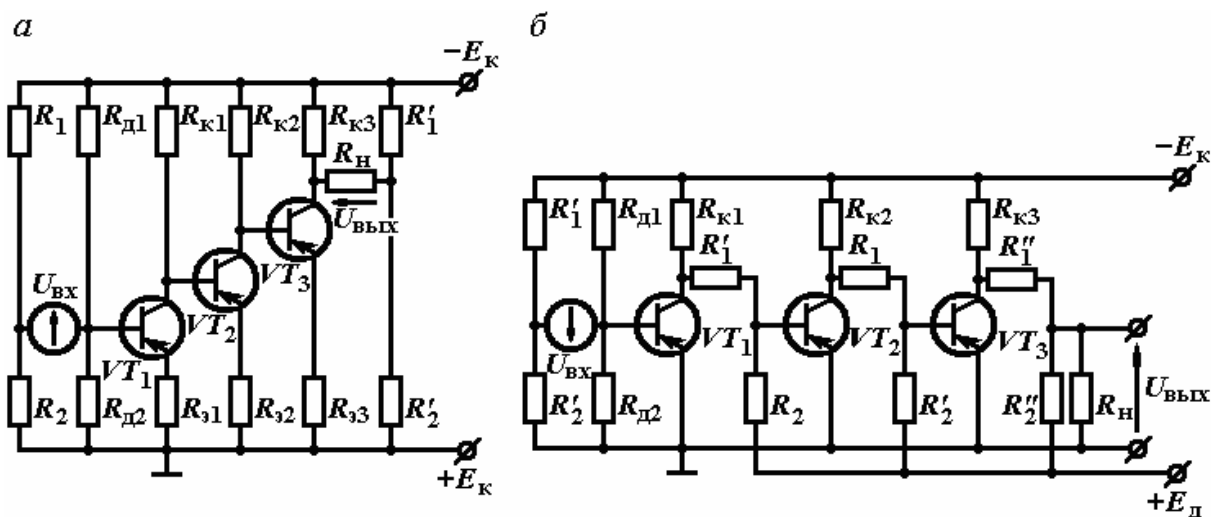


Рис. 2.27. Усилитель постоянного тока:  
 а – с непосредственной связью; б – с потенциметрической связью

Делитель напряжения  $R_1, R_2$  компенсирует напряжение, поступающее на источник сигнала с резистора  $R_{Д2}$ , и сохраняет напряжение смещения на базе транзистора  $VT_1$  неизменным при изменении внутреннего сопротивления источника сигнала. Делитель  $R'_1, R'_2$  компенсирует постоянную составляющую напряжения, поступающую на нагрузку усилителя с коллектора транзистора  $VT_3$  при отсутствии сигнала на входе. В схеме резисторы  $R_{31}, R_{32}, R_{33}$  создают в каждом каскаде местную отрицательную обратную связь по току, снижающую усиление, и, кроме того, эти резисторы осуществляют температурную стабилизацию рабочих точек транзисторов.

Рассмотренный УПТ имеет существенный недостаток, заключающийся в том, что коэффициент усиления каждого последующего каскада оказывается меньше предыдущего. Действительно, так как напряжение смещения на базе транзистора мало, то  $U_{к01} \approx U_{э02}, U_{к02} \approx U_{э03}$ . С другой стороны, нужно, чтобы напряжения между коллекторами и эмиттерами транзисторов в отсутствие входного сигнала были равны, т.е.  $U_{к,э01} = U_{к,э02} = U_{к,э03}$ . При выполнении обоих условий оказывается, что  $R_{к1} > R_{к2} > R_{к3}, R_{э1} < R_{э2} < R_{э3}$ . Эти неравенства приводят к уменьшению коэффициента усиления последующих каскадов. Поэтому использование таких УПТ с числом каскадов более трех нецелесообразно.

При большем числе каскадов применяют УПТ с потенциметрической межкаскадной связью, где компенсация постоянного напряжения, поступающего с выхода предыдущего каскада на вход следующего, осуществляется дополнительным источником постоянного напряжения  $E_Д$  через делители напряжения (потенциометры) из резисторов  $R_1$  и  $R_2$ . Наличие делителя в цепи межкаскадной связи приводит к уменьшению усиливаемого напряжения, что является недостатком такого УПТ (см. рис. 2.27, б).

Наконец, возможна связь между каскадами УПТ с помощью только дополнительного источника смещения в цепи базы транзистора. При такой связи возможности транзисторов по усилению сигналов используются полностью. Однако в  $n$ -каскадном УПТ надо иметь  $(n-1)$  дополнительных источников.

Медленные процессы, связанные с колебаниями напряжения питания, изменениями сопротивления резисторов и параметров транзисторов, вызывают изменение напряжения на коллекторах транзисторов. В усилителях переменного тока эти медленные изменения не передаются на вход последующего каскада, так как межкаскадные связи содержат разделительные конденсаторы или трансформаторы. В УПТ любое медленное изменение напряжения на коллекторе будет передаваться на вход последующего каскада и усиливаться им. В результате при входном напряжении, равном нулю, выходное напряжение может отличаться от нуля и медленно изменяться во времени, создавая ложный выходной сигнал. Это явление получило название дрейфа нуля. Всем рассмотренным ранее схемам УПТ присущ этот существенный недостаток.

Для уменьшения дрейфа нуля используются балансные схемы УПТ, которые могут строиться по параллельной или последовательной схеме.

Рассмотрим работу параллельной балансной схемы УПТ. Такие усилители называют дифференциальными. В этом усилителе (рис. 2.28, *a*) используются два резисторных усилительных каскада. Резисторы  $R_{к1}$  и  $R_{к2}$  и транзисторы  $VT_1$ ,  $VT_2$  образуют четыре плеча моста. К одной диагонали моста подключено напряжение источника питания, к другой – нагрузка. При полной симметрии (оба транзистора одинаковы, а  $R_{к1} = R_{к2}$ ,  $R'_1 = R''_1$ ,  $R'_2 = R''_2$ ), когда  $U_{вх} = 0$ , коллекторные токи транзисторов одинаковы, потенциалы коллекторов равны и  $U_{вых} = 0$ . Любые изменения напряжения питания, окружающей температуры, старение элементов схемы приведут к одинаковым изменениям потенциалов коллекторов, и  $U_{вых}$  остается равным нулю при идеальной полной симметрии схемы.

В реальных условиях параметры транзисторов с течением времени и при изменении температуры меняются неодинаково; поэтому дрейф нуля в схеме остается, но он значительно снижен.

Общий резистор каскадов  $R_3$  оказывает стабилизирующее действие на схему. При возрастании, например, э.д.с.  $E_k$  увеличиваются постоянные токи транзисторов  $I_{э01}$  и  $I_{э02}$ , что приводит к увеличению падения напряжения на резисторе  $R_3$  и к прикрыванию транзисторов. Токи транзисторов уменьшаются, приближаясь к величине, при которой схема была сбалансирована. Резистор  $R_3$  обеспечивает отрицательную обратную связь по току, увеличивая стабильность исходного режима и снижая дрейф нуля.

Рассмотрим принцип действия дифференциального усилителя. Транзисторы работают в режиме класса *A*. Входное напряжение приложено между базами транзисторов и делится на два входных напряжения ( $u_{вх1}$ ,  $u_{вх2}$ ),

действующих на входе соответственно транзистора  $VT_1$  и транзистора  $VT_2$ . Как видно из рис. 2.28, *а*, если напряжение  $u_{\text{вх1}}$  приложено плюсом к базе, то напряжение  $u_{\text{вх2}}$  – минусом к базе. Следовательно,  $u_{\text{вх1}}$  и  $u_{\text{вх2}}$  равны по величине и противоположны по фазе. Такие входные сигналы называют дифференциальными. Под действием положительного напряжения  $u_{\text{вх1}}$  транзистор  $VT_1$  прикрывается и напряжение на его коллекторе  $u_{\text{к1}}$  увеличивается по модулю. Тогда под действием отрицательного напряжения  $u_{\text{к2}}$  транзистор  $VT_2$  больше открывается и напряжение на его коллекторе  $u_{\text{к1}}$  уменьшается по модулю. На нагрузке  $R_{\text{н}}$  появляется выходное напряжение, равное разности коллекторных напряжений, т.е.  $u_{\text{вых}} = u_{\text{к1}} - u_{\text{к2}}$  (см. рис. 2.28, *б*).

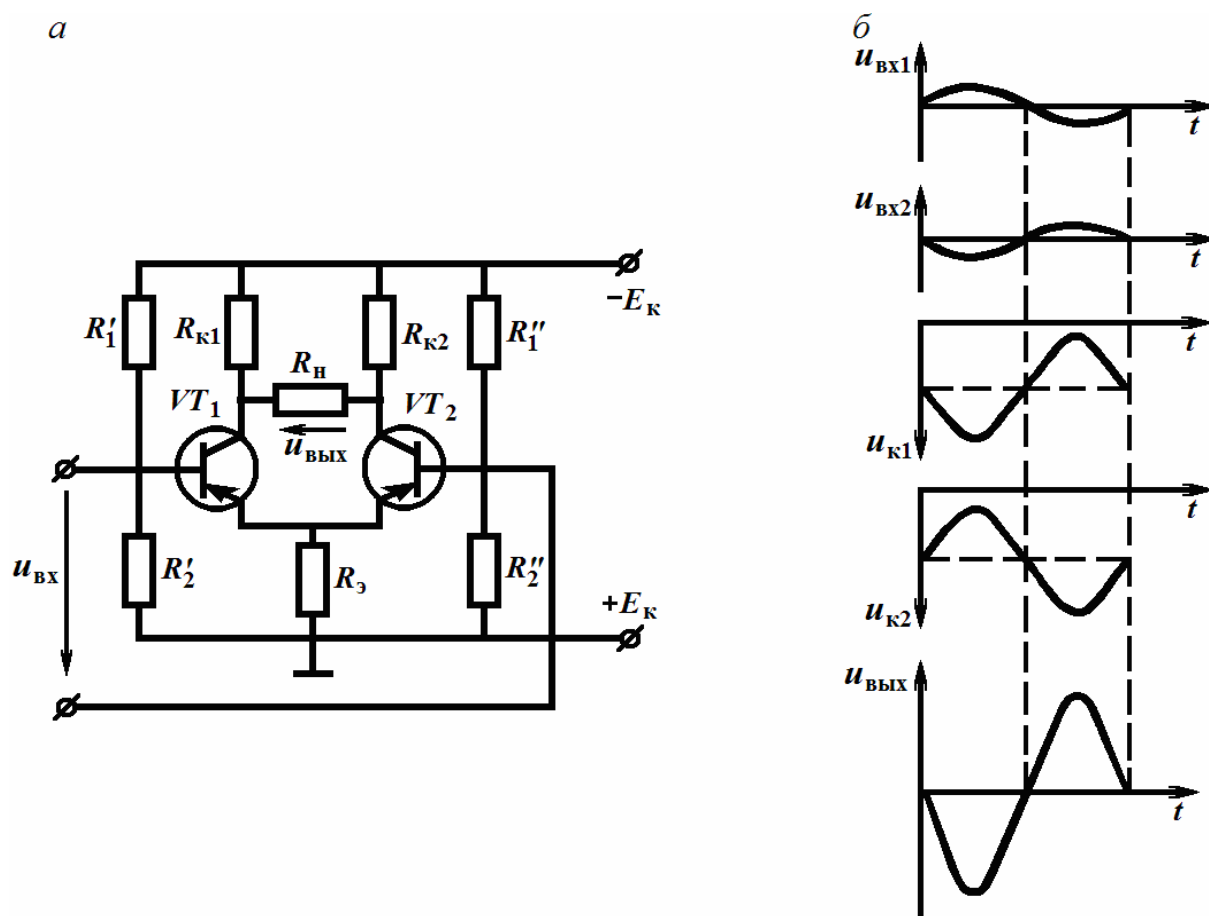


Рис. 2.28. Дифференциальный усилитель (*а*) и временные графики напряжений (*б*)

Отрицательная обратная связь на резисторе  $R_3$  по усиливаемому сигналу отсутствует, т.к. приращения эмиттерных токов транзисторов равны по величине и противоположны по направлению.

Была рассмотрена схема дифференциального усилителя с симметричным подключением нагрузки, где  $u_{\text{вых}}$  снимается между коллекторами транзисторов. Выходное напряжение может сниматься с коллектора любого из транзисторов относительно корпуса (несимметричное подключение нагрузки). В таком случае для компенсации постоянного коллектор-

ого напряжения используется делитель напряжения и дополнительный источник питания аналогично схеме УПТ, изображенной на рис. 2.27, б. Кроме того, напряжение  $u_{вх1}$  может подаваться на базу первого транзистора относительно корпуса, а напряжение  $u_{вх2}$  – на базу второго транзистора относительно корпуса.

На рис.2.29, а изображена схема дифференциального усилителя с дополнительным источником питания  $E_2$ . За счет источников  $E_1, E_2$  текут коллекторные токи транзисторов, а за счет источника  $E_2$  – базовые токи. Напряжение смещения  $U_{б0}$  на базе каждого транзистора определяется отрицательной э.д.с.  $E_2$  за вычетом напряжения на резисторе  $R_3$ , создаваемого эмиттерными токами транзисторов, и напряжения на резисторе  $R_{б1}(R_{б2})$ , создаваемого током базы. Ясно, что если напряжения  $u_{вх1}$  и  $u_{вх2}$  равны по величине и однофазны (синфазны), то напряжения  $u_{к1}$  и  $u_{к2}$  будут изменяться одинаково и в одной фазе, а выходное напряжение для симметричного выхода будет равно нулю. Следовательно, дифференциальный усилитель усиливает дифференциальные сигналы  $u_{вх1}$  и  $u_{вх2}$ , которые равны по величине и противофазны, и подавляет синфазные сигналы  $u_{вх1}$  и  $u_{вх2}$ , равные по величине и однофазные.

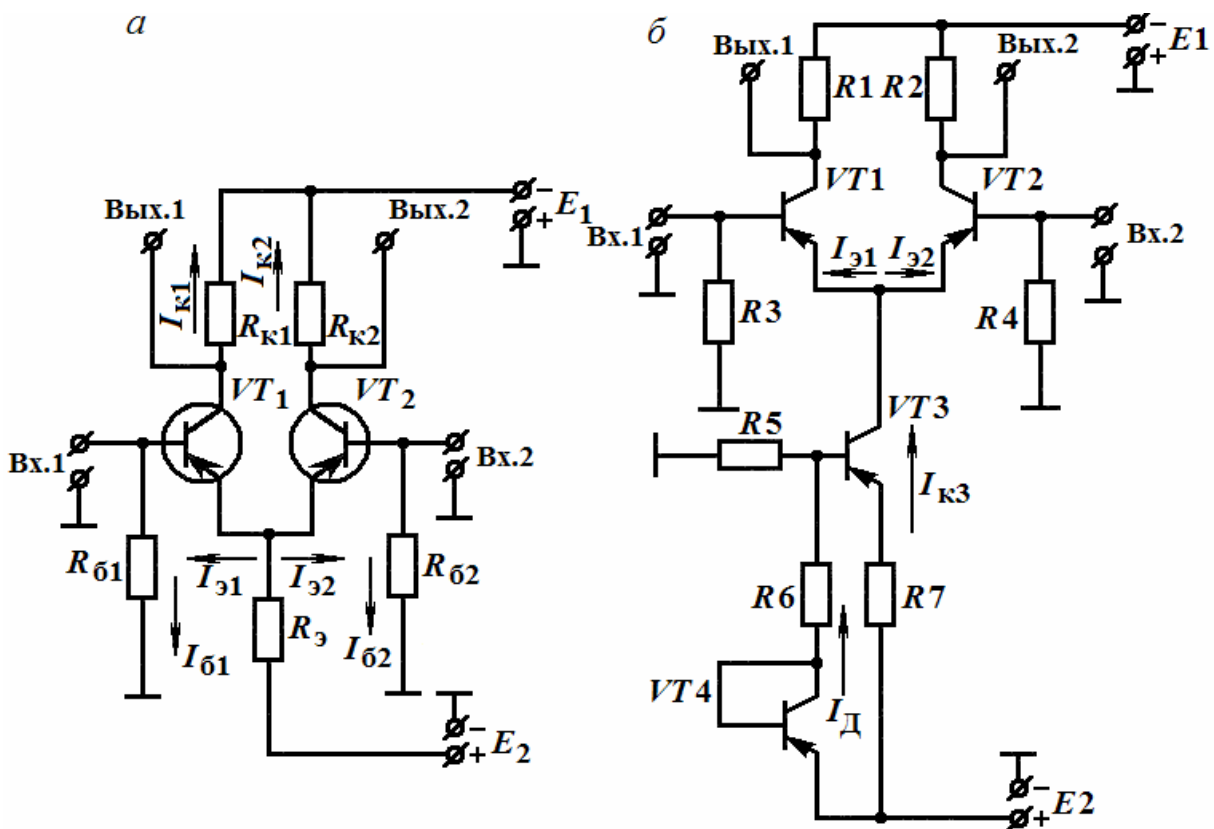


Рис. 2.29. Дифференциальный усилитель с дополнительным источником питания (а) на интегральной микросхеме (б)

Коэффициент усиления дифференциального усилителя с симметричным выходом

$$K = 2SR_{\text{экв}},$$

где

$$S = y_{21э};$$

$$R_{\text{экв}} = \frac{R_{к1} \frac{R_H}{2}}{R_{к1} + \frac{R_H}{2}} = \frac{R_{к2} \frac{R_H}{2}}{R_{к2} + \frac{R_H}{2}}.$$

Чем больше сопротивление резистора  $R_3$ , тем лучше дифференциальный усилитель, так как за счет более глубокой отрицательной обратной связи сильнее подавляются синфазные сигналы (помехи) и дрейф нуля. Однако простое увеличение величины сопротивления  $R_3$  невыгодно, так как возрастает напряжение на этом резисторе, что ведет к необходимости увеличения э.д.с.  $E_1$ .

В современных дифференциальных УПТ интегрального исполнения (например, серия К118) вместо резистора  $R_3$  используется транзистор  $VT3$  (см. рис. 2.29, б). Напряжение смещения транзистора  $VT3$   $U_{603}$  зависит от базового делителя напряжения, состоящего из резистора  $R5$ , транзистора  $VT4$  в диодном включении и резистора  $R6$ . Делитель питает источник  $E2$ . Напряжение  $U_{603}$  выбирают так, чтобы коллекторный ток резистора  $VT3$  был равен сумме эмиттерных токов транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ . Напряжение на коллекторе транзистора  $VT3$  невелико, так как выходное сопротивление транзистора постоянному току сравнительно мало (единицы – кОм). В то же время выходное сопротивление транзистора переменному току  $R_i$  велико (сотни кОм), что позволяет еще более уменьшить дрейф нуля и подавить действие синфазных сигналов. Выходное сопротивление  $R_i$  транзистора  $VT3$  еще больше увеличивается за счет использования резистора  $R7$ , обеспечивающего отрицательную обратную связь по току, которая способствует температурной стабилизации коллекторного тока  $I_{к3}$  транзистора  $VT3$ . Температурной стабилизации тока  $I_{к3}$  способствует также транзистор  $VT4$  в диодном включении. Действительно, при повышении температуры увеличиваются токи транзистора  $VT3$ , в том числе его ток коллектора. Но с повышением температуры также увеличивается ток базового делителя транзистора  $VT3$  – ток, проходящий через транзистор  $VT4$ . В результате этого напряжение  $U_{603}$  уменьшается по модулю, транзистор  $VT3$  прикрывается, и его коллекторный ток снижается до исходного уровня.

Использование дифференциального усилителя позволяет снизить напряжение дрейфа, приведенное ко входу УПТ, до нескольких сотен, в лучшем случае десятков микровольт в час. Поэтому для усиления сигналов с напряжением ниже сотен микровольт дифференциальные усилители не применяются, и для этой цели приходится использовать усилители

постоянного тока с преобразованием частоты усиливаемых сигналов, устройство и принцип действия которых поясняются на рис. 2.30, а, б.

В УПТ с преобразованием напряжение усиливаемых сигналов, имеющих спектр частот от 0 до  $\Omega_{\text{в}}$ , с помощью амплитудного модулятора модулирует по амплитуде напряжение генератора опорного напряжения несущей частоты  $\omega$ , в результате чего на выходе модулятора получают амплитудно-модулированный сигнал. АМ сигнал подают на вход усилителя переменного тока; усиленный АМ сигнал детектируется амплитудным детектором, преобразующим АМ сигнал в усиленный сигнал первоначальной формы (см. рис. 6.5, б). Для неискаженного усиления несущая частота  $\omega$  должна по крайней мере в 5...10 раз превышать частоту  $\Omega_{\text{в}}$ .

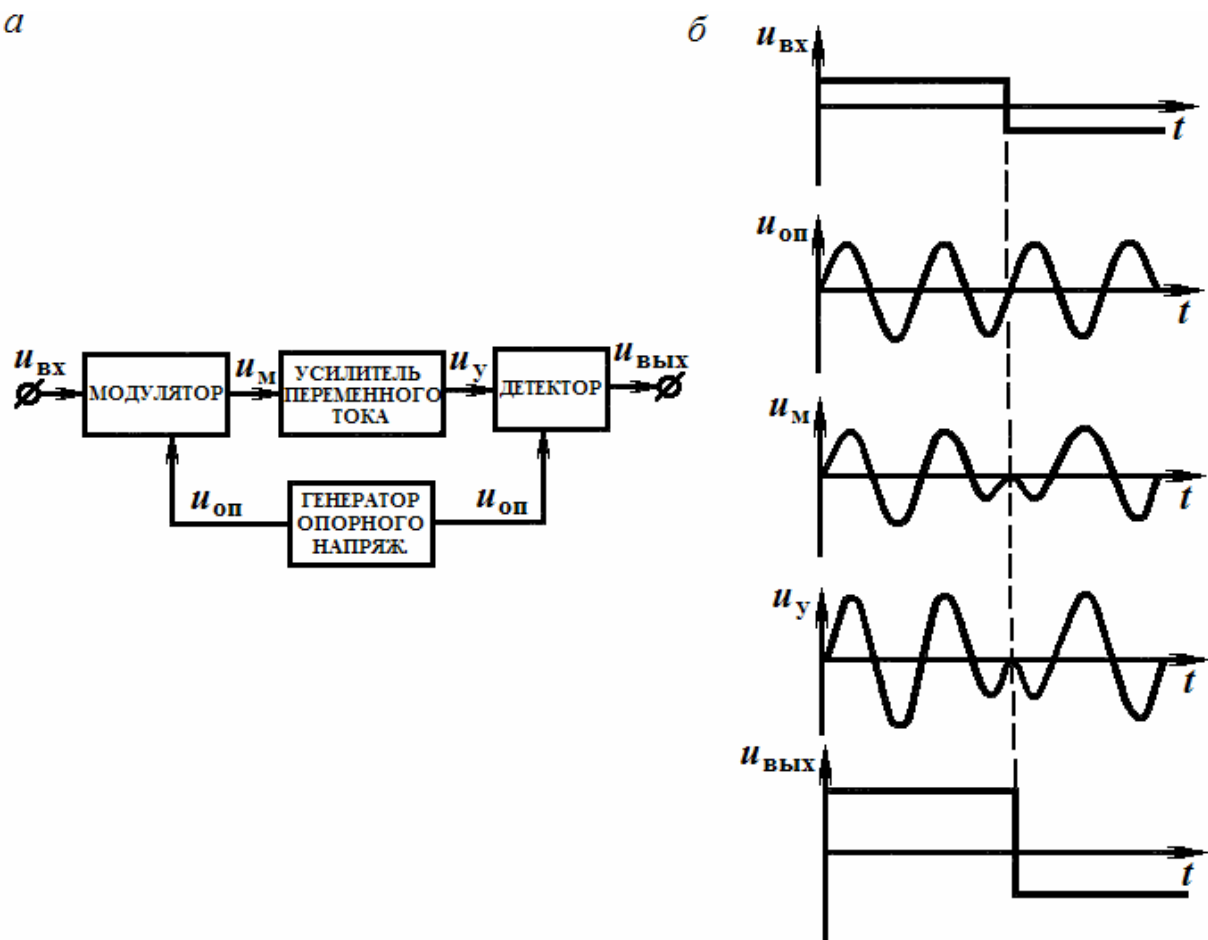


Рис. 2.30. Усилитель постоянного тока с преобразованием: а – структурная схема; б – временные графики напряжений, действующих на элементах схемы

Известно, что в усилителях переменного тока дрейф нуля не сказывается. Поэтому дрейф нуля УПТ с преобразованием намного меньше, чем дрейф нуля дифференциального УПТ.

Очень важным обстоятельством является то, что амплитудный модулятор и амплитудный детектор в УПТ должны быть фазочувствительными. Дело в том, что при смене полярности входного напряжения должна соот-

ответственно измениться и полярность выходного напряжения. Фазочувствительный модулятор преобразует постоянное напряжение в переменное так, что при изменении величины постоянного напряжения меняется амплитуда переменного напряжения, а при изменении полярности постоянного напряжения меняется фаза переменного напряжения на  $180^\circ$ . Фазочувствительный детектор преобразует переменное напряжение в постоянное так, что при изменении амплитуды переменного напряжения меняется величина постоянного напряжения, а при изменении фазы переменного напряжения на  $180^\circ$  меняется полярность постоянного напряжения на обратную (см. рис. 2.30, б).

## 2.11. Операционный усилитель

Операционный усилитель предназначен для выполнения определенных математических операций над входными сигналами: сложения, вычитания, интегрирования, дифференцирования и др.

В настоящее время широко используются операционные усилители, выполняемые на интегральных микросхемах. Поэтому рассмотрим построение интегрального операционного усилителя. Он представляет собой многокаскадный УПТ с симметричным (дифференциальным) входом (для дифференциальных сигналов) и несимметричным выходом, имеет весьма высокие значения коэффициента усиления и входного сопротивления и малое значение выходного сопротивления.

Независимо от сложности принципиальной схемы интегральный операционный усилитель обычно содержит следующие элементы: входной дифференциальный усилитель, усилитель напряжения и выходной каскад – усилитель мощности (рис. 2.31, а).

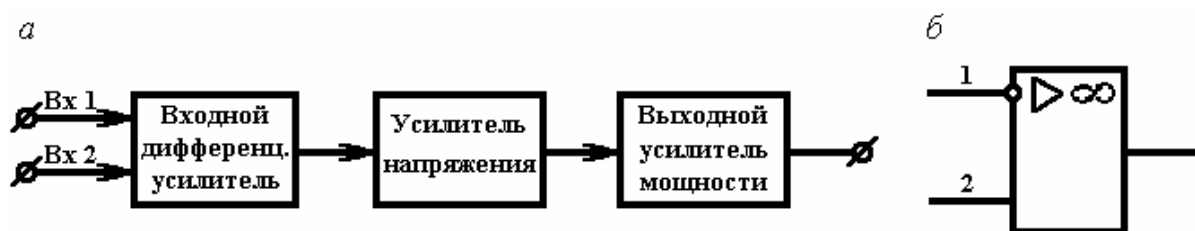


Рис. 2.31. Структурная схема интегрального операционного усилителя (а); условное обозначение операционного усилителя (б)

Входной дифференциальный усилитель имеет симметричный (дифференциальный) вход и симметричный выход. Он обладает высокой симметрией плеч, что позволяет значительно снизить дрейф нуля и уменьшить чувствительность к синфазным помехам.

Усилитель напряжения предназначен для обеспечения требуемого коэффициента усиления операционного усилителя и перехода от симмет-

ричного выхода входного дифференциального усилителя к несимметричному. Он представляет собой дифференциальный усилитель с несимметричным выходом.

Выходной усилитель мощности служит для согласования выходного сопротивления операционного усилителя с низкоомной нагрузкой, т.е. обеспечивает малое выходное сопротивление операционного усилителя. Как правило, он выполняется в виде эмиттерного повторителя.

Следует отметить, что наличие дифференциального входа не означает необходимость подачи на входы только дифференциальных сигналов. Как и во всех дифференциальных усилителях, один из входов операционного усилителя можно заземлить, и подавать сигнал на второй вход.

На рис. 2.31, б приводится условное обозначение операционного усилителя. Вход 1, обозначенный кружком, называется инвертирующим или инверсным, так как для него входной и выходной сигналы находятся в противофазе. Вход 2 называется неинвертирующим или прямым, так как для него входной и выходной сигналы находятся в одной фазе.

Рассмотрим типовую схему включения операционного усилителя. Такой схемой является схема с глубокой отрицательной обратной связью по напряжению (рис. 2.32, а). Внешние элементы цепи отрицательной обратной связи – сопротивления  $Z_1$  и  $Z_2$  – подключаются к инвертирующему входу (при подключении цепи обратной связи к прямому входу обратная связь будет положительной и операционный усилитель можно превратить в тот или иной тип генератора; в ряде случаев это используется).

Для схемы, изображенной на рис. 2.32, а найдем зависимость  $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$  от  $\dot{U}_{\text{ВХ}}$  и параметров усилителя.

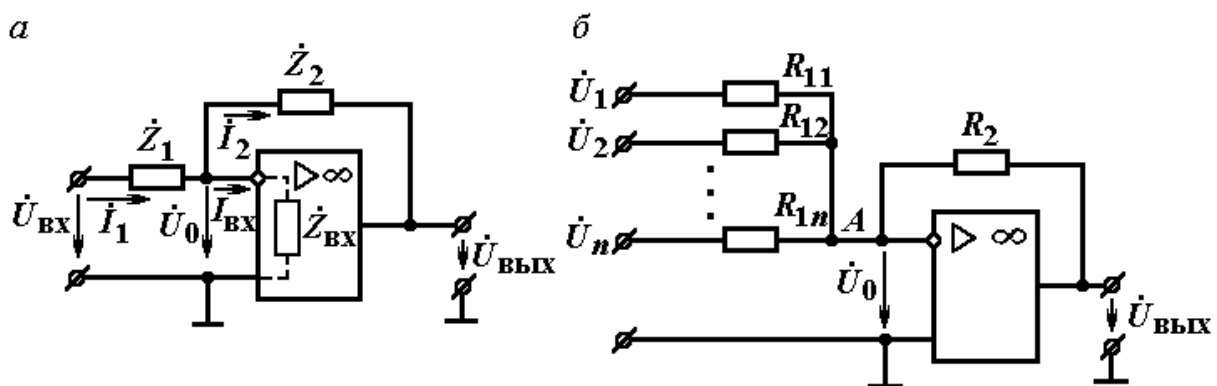


Рис. 2.32. Типовая схема включения операционного усилителя (а); суммирующий усилитель (б)



Согласно первому закону Кирхгофа для входной цепи:

$$I_1 = I_{\text{ВХ}} + I_2,$$

где

$$I_1 = \frac{\dot{U}_{\text{ВХ}} - \dot{U}_0}{\dot{Z}_1}; \quad I_{\text{ВХ}} = \frac{\dot{U}_0}{\dot{Z}_{\text{ВХ}}}; \quad I_2 = \frac{\dot{U}_0 - \dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{Z}_2}.$$

так как

$$\dot{U}_{\text{ВХ}} = \dot{U}_{z_1} + \dot{U}_0; \quad \dot{U}_0 = \dot{U}_{z_2} + \dot{U}_{\text{ВЫХ}}.$$

Подставляя значения токов в первое уравнение, можно получить:

$$\frac{\dot{U}_{\text{ВХ}} - \dot{U}_0}{\dot{Z}_1} = \frac{\dot{U}_0}{\dot{Z}_{\text{ВХ}}} + \frac{\dot{U}_0 - \dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{Z}_2} = \frac{\dot{U}_0 \dot{Z}_2 + \dot{U}_0 \dot{Z}_{\text{ВХ}} - \dot{U}_{\text{ВЫХ}} \dot{Z}_{\text{ВХ}}}{\dot{Z}_{\text{ВХ}} \dot{Z}_2}.$$

Отсюда

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{ВХ}} \dot{Z}_{\text{ВХ}} \dot{Z}_2 - \dot{U}_0 \dot{Z}_{\text{ВХ}} \dot{Z}_2 &= \dot{U}_0 \dot{Z}_2 \dot{Z}_1 + \dot{U}_0 \dot{Z}_{\text{ВХ}} \dot{Z}_1 - \dot{U}_{\text{ВЫХ}} \dot{Z}_{\text{ВХ}} \dot{Z}_1; \\ \dot{U}_{\text{ВЫХ}} &= -\frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} \dot{U}_{\text{ВХ}} + \dot{U}_0 \left(1 + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_{\text{ВХ}}}\right). \end{aligned}$$

Используя формулу  $\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = -K \dot{U}_0$ , где  $K$  – коэффициент усиления операционного усилителя без обратной связи, а знак минус указывает на противофазность напряжений  $\dot{U}_0$  и  $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ , получим следующее выражение:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = -\frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} \dot{U}_{\text{ВХ}} - \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{K} \left(1 + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_{\text{ВХ}}}\right).$$

Из последнего выражения определим:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = -\frac{\frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} \dot{U}_{\text{ВХ}}}{1 + \frac{1}{K} \left(1 + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_{\text{ВХ}}}\right)}.$$

Знак минус указывает на противофазность  $\dot{U}_{\text{ВХ}}$  и  $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ . Используя выражение  $\dot{U}_{\text{ВХ}} = -K_{\text{ОС}} \dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ , получим формулу для коэффициента усиления операционного усилителя с отрицательной обратной связью:

$$K_{\text{ОС}} = \frac{\frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1}}{1 + \frac{1}{K} \left(1 + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_{\text{ВХ}}}\right)}.$$

Из последнего выражения видно, что целесообразно увеличивать параметры  $\dot{K}$  и  $\dot{Z}_{\text{вх}}$ , так как при этом уменьшается погрешность операционного усилителя (в виде второго члена в знаменателе), связанная с влиянием температуры, нестабильности источников питания, параметров транзисторов и т.д.

Для идеального операционного усилителя, у которого  $K = \infty$  и  $\dot{Z}_{\text{вх}} = \infty$ , имеем

$$\dot{U}_{\text{вых}} = -\frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} \dot{U}_{\text{вх}}; \quad \dot{K}_{\text{ос}} = \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1}.$$

Таким образом, операционный усилитель выполняет математическую операцию умножение входного сигнала на отношение сопротивлений цепи обратной связи. Используя различные сочетания величин и характеров сопротивлений  $\dot{Z}_1$  и  $\dot{Z}_2$ , с помощью операционного усилителя можно осуществлять различные математические операции.

Рассмотрим суммирующий усилитель. В нем цепи обратной связи реализуются на резисторах. В общем случае на вход суммирующего усилителя может быть подано  $n$  суммируемых сигналов (см. рис. 2.32, б). Выходное напряжение суммирующего усилителя зависит от каждого входного напряжения, поэтому для идеального операционного усилителя,

у которого  $K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_0} = \infty$ , выходное напряжение

$$\dot{U}_{\text{вых}} = -\left(\frac{R_2}{R_{11}} \dot{U}_1 + \frac{R_2}{R_{12}} \dot{U}_2 + \dots + \frac{R_2}{R_{1n}} \dot{U}_n\right) = -\sum_{i=1}^{i=n} \frac{R_2}{R_{1i}} \dot{U}_i = -M_i \dot{U}_i,$$

где

$$M_i = \sum_{i=1}^{i=n} \frac{R_2}{R_{1i}}$$

есть масштабный коэффициент по  $i$ -му входу. Таким образом, суммирующий усилитель выполняет операцию сложения входных сигналов с учетом их «веса». Главным достоинством суммирующего усилителя является то, что суммирование производится без взаимных помех источников входных сигналов, так как эти сигналы суммируются в точке  $A$  с почти нулевым потенциалом. Действительно, для идеального операционного усилителя  $\dot{K} = \infty$  и  $U_0 = 0$ .

Если на вход суммирующего усилителя подается только один сигнал ( $n = 1$ ), то в этом случае осуществляются перемена знака и умножение на постоянную величину. Такой усилитель называется масштабным усилителем.

$$\dot{U}_{\text{вых}} = -\frac{R_2}{R_1} \dot{U}_{\text{вх}}; \quad \dot{K} = \frac{R_2}{R_1}.$$

Рассмотрим дифференцирующий усилитель. Он осуществляет дифференцирование входного сигнала по времени. Для этого во входную цепь в качестве элемента цепи обратной связи включается конденсатор, а вторым элементом цепи обратной связи является резистор (рис. 2.33, а).

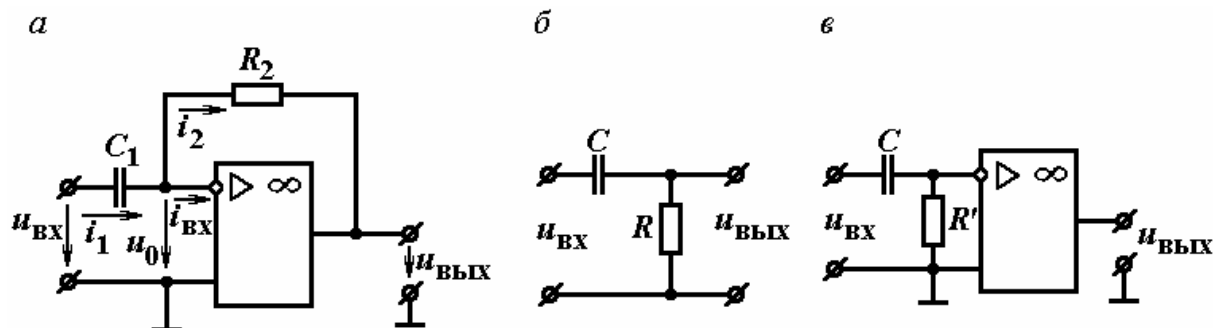


Рис. 2.33. Дифференцирующий усилитель (а); дифференцирующая цепь  $RC$  (б); эквивалентная схема дифференцирующего усилителя (в)

Будем считать, что операционный усилитель является идеальным. Тогда коэффициент усиления  $K = U_{\text{ВЫХ}}/U_0 = \infty$  и входное сопротивление  $Z_{\text{ВХ}} = \infty$ . Поэтому  $u_0 = 0$ ,  $i_{\text{ВХ}} = 0$ . Для идеального операционного усилителя имеем следующие выражения:

$$i_2 = i_1; i_1 = i_C = C_1 \frac{du_{C_1}}{dt} = C_1 \frac{d(u_{\text{ВХ}} - u_0)}{dt} = C_1 \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt};$$

$$u_{R_2} + u_{\text{ВЫХ}} = 0; u_{\text{ВЫХ}} = -u_{R_2} = -i_2 R_2 = -R_2 C_1 \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt} = -\tau \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt},$$

где  $\tau = R_2 C_1$  – постоянная времени цепи обратной связи.

Таким образом, напряжение на выходе дифференциального усилителя пропорционально производной по времени от входного напряжения.

Операцию дифференцирования может осуществлять цепь  $RC$ , состоящая из последовательно включенных резистора и конденсатора (см. рис. 2.33, б). Можно показать, что реальный дифференцирующий усилитель, обладающий конечным коэффициентом усиления  $K$ , эквивалентен цепи  $RC$  с конденсатором  $C$  и резистором  $R' = R/K$ , напряжение с которого усиливается в  $K$  раз (см. рис. 2.33, в).

Рассмотрим интегрирующий усилитель. Он осуществляет интегрирование входного сигнала во времени. Для этого между входом и выходом в качестве элемента цепи обратной связи включается конденсатор, а вторым элементом цепи обратной связи является резистор (рис. 2.34, а).

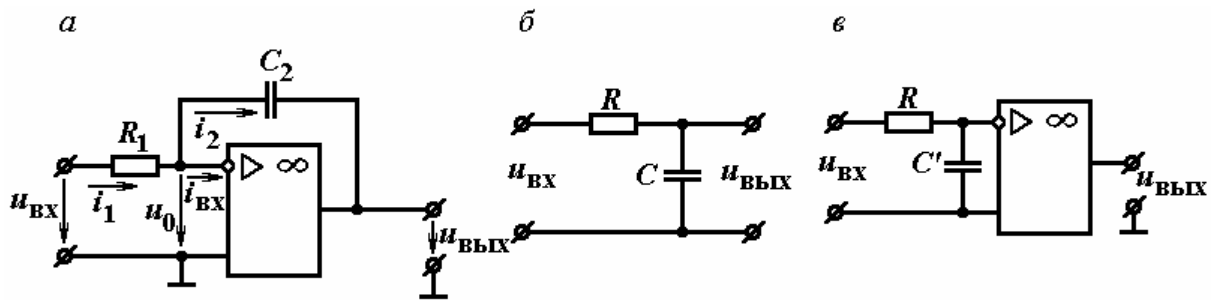


Рис. 2.34. Интегрирующий усилитель (а); интегрирующая цепь  $RC$  (б); эквивалентная схема интегрирующего усилителя (в)

Будем считать, что операционный усилитель является идеальным. Тогда

$$K = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_0} = \infty; Z_{\text{ВХ}} = \infty; u_0 = 0; i_{\text{ВХ}} = 0.$$

Для идеального операционного усилителя имеем следующие выражения:

$$i_1 = i_2 = \frac{u_{\text{ВХ}}}{R_1};$$

$$u_{\text{ВЫХ}} = -u_{c_2} = -\frac{1}{c_2} \int_0^t i_2 dt = -\frac{1}{c_2} \int_0^t \frac{u_{\text{ВХ}}}{R_1} dt = -\frac{1}{R_1 c_2} \int_0^t u_{\text{ВХ}} dt = -\frac{1}{\tau} \int_0^t u_{\text{ВХ}} dt,$$

где  $\tau = R_2 C_1$ .

Таким образом, напряжение на выходе интегрирующего усилителя пропорционально интегралу по времени от входного напряжения.

Операцию интегрирования может осуществлять цепь  $RC$ , состоящая из последовательно включенных резистора и конденсатора (см. рис. 2.34, б). Можно показать, что реальный интегрирующий усилитель, обладающий конечным коэффициентом усиления  $K$ , эквивалентен цепи  $RC$  с резистором  $R$  и конденсатором с емкостью  $C' = KC$ , напряжение с которого усиливается в  $K$  раз (см. рис. 2.34, в).

На основе операционного усилителя может выполняться избирательный усилитель. Для построения избирательного усилителя в цепь обратной связи включается специальный фильтр, например  $T$ -образный  $RC$ -фильтр (рис. 2.35, а). Параметры этого фильтра выбираются из следующих условий:

$$R_{21} = R_{22} = 2R_{23} = R; C_{21} = C_{22} = \frac{C_{23}}{2} = C.$$

Тогда резонансная частота такого избирательного усилителя

$$f_{\text{рез}} = \frac{1}{2\pi RC}.$$

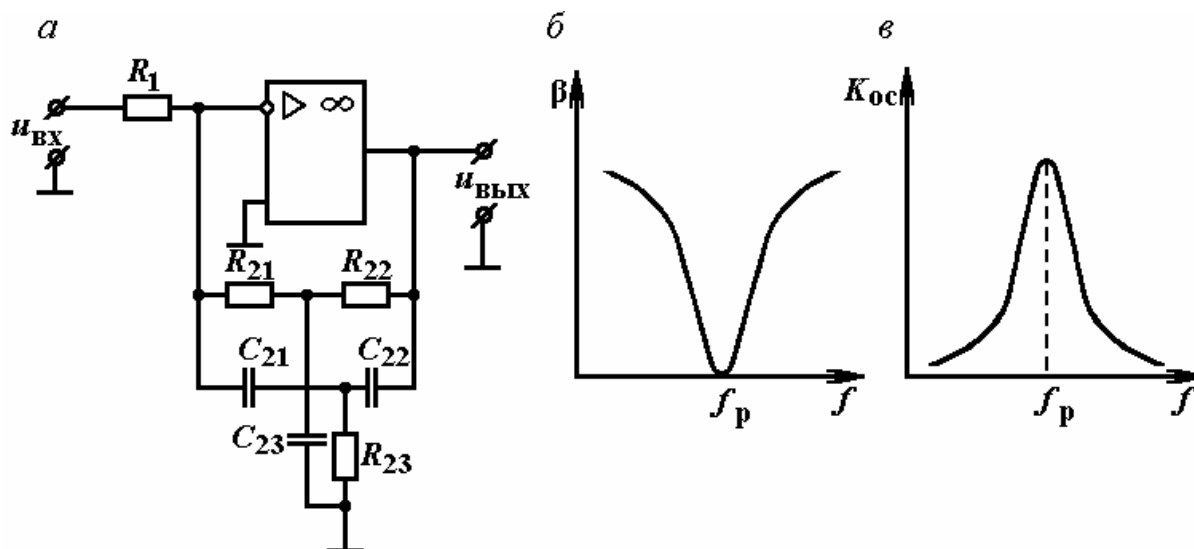


Рис. 2.35. Избирательный усилитель с  $T$ -образным  $RC$ -фильтром (а); зависимость коэффициента передачи  $T$ -образного  $RC$ -фильтра (б) и коэффициента усиления избирательного усилителя (в) от частоты

Избирательные свойства усилителя объясняются тем, что на резонансной частоте сопротивление  $T$ -образного  $RC$ -фильтра максимально и, следовательно, напряжение обратной связи  $u_{\text{ос}}$ , действующее на резисторе  $R_1$ , минимально. При этом  $u_{\text{ВЫХ}}$  максимально. При частотной расстройке сопротивление  $T$ -образного  $RC$ -фильтра уменьшается, вследствие чего возрастает напряжение обратной связи и уменьшается  $u_{\text{ВЫХ}}$ . Зависимости коэффициента передачи  $T$ -образного  $RC$ -фильтра  $\beta = U_{\text{ос}}/U_{\text{ВЫХ}}$  и коэффициента усиления  $K_{\text{ос}} = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$  избирательного усилителя от частоты входного сигнала приведены на рис. 2.35, б, в.

### Вопросы для самоконтроля

1. Каковы основные характеристики и параметры электронных усилителей?
2. Охарактеризуйте режим работы усилителя класса А.
3. Каково назначение элементов схемы резисторного усилителя напряжения с фиксированным напряжением базы?

4. Каков принцип действия резисторного усилителя напряжения на биполярном транзисторе с учетом временных графиков напряжений и тока в усилителе?

5. Каким образом можно расширить АЧХ резисторного усилителя напряжения?

6. Укажите назначение цепей коррекции в широкополосном усилителе напряжения.

7. При каком условии усилитель с положительной обратной связью превращается в автогенератор?

8. Перечислите свойства усилителя с отрицательной обратной связью.

9. Как работает цепь обратной связи в резисторном усилителе с эмиттерной стабилизацией рабочей точки?

10. Каков принцип действия и основные параметры эмиттерного повторителя?

11. Как построена схема фазоинверсного каскада с разделенной нагрузкой?

12. Каков принцип действия парафазного усилительного каскада?

13. Каково построение схемы и АЧХ резонансного усилителя напряжения?

14. Каковы особенности схемы и достоинства резонансного каскадного усилителя?

15. Что такое дрейф нуля в УПТ?

16. Каков принцип действия и достоинство дифференциального усилителя?

17. Объясните условное обозначение операционного усилителя.

18. Какова типовая схема включения операционного усилителя?

19. Объясните состав элементов цепи отрицательной обратной связи суммирующего, дифференцирующего, интегрирующего и избирательного операционных усилителей.

## 3. ЭЛЕКТРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

### 3.1. Общие сведения о генераторах гармонических высокочастотных колебаний

Генераторами гармонических высокочастотных колебаний называют устройства, которые преобразуют энергию источника постоянного напряжения в энергию гармонических колебаний высокой частоты.

Различают два вида генераторов гармонических высокочастотных колебаний: генераторы с внешним, или независимым, возбуждением и генераторы с самовозбуждением (автогенераторы).

Генератор *с внешним возбуждением* представляет собой резонансный усилитель мощности высокочастотных колебаний. На вход такого генератора подаются возбуждающие гармонические колебания малой мощности, полученные в другом устройстве. Генераторы с внешним возбуждением широко применяются в радиопередающих устройствах в качестве буферных и выходных каскадов, умножителей частоты.

Генератор *с самовозбуждением* не требует для работы внешнего возбуждающего напряжения. В этих устройствах при выполнении определенных условий гармонические высокочастотные колебания возбуждаются автоматически. Автогенераторы используются в радиопередающих устройствах в качестве задающих автогенераторов, в радиоприемных устройствах в качестве гетеродинов.

В генераторах гармонических высокочастотных колебаний применяются мощные высокочастотные транзисторы. Большинство таких транзисторов – биполярные кремниевые типа  $n-p-n$  и полевые. Следует отметить, что напряжения источников питания для транзистора типа  $n-p-n$  по сравнению с соответствующими напряжениями для транзистора типа  $p-n-p$  имеют другую полярность.

Автогенераторы в зависимости от вида элементов, входящих в звенья обратной связи подразделяются на  $LC$ -автогенераторы (высокочастотные) и  $RC$ -автогенераторы (низкочастотные).

### 3.2. Генератор гармонических высокочастотных колебаний с независимым возбуждением (резонансный усилитель мощности высокой частоты)

Генератор гармонических высокочастотных колебаний с независимым возбуждением представляет собой каскад, у которого в качестве коллекторной нагрузки включен параллельный колебательный контур, что позволяет назвать его резонансным усилителем мощности.

На рис. 3.1, *a* изображена простейшая схема этого генератора. Источники э.д.с.  $E_{\text{б}}$  и  $E_{\text{к}}$  обеспечивают выбор режима покоя транзистора. Как будет видно далее, рабочая точка в генераторах гармонических высокочастотных колебаний выбирается вблизи начала динамической входной характеристики, и генератор работает в режиме с отсечкой коллекторного тока. Пусть рабочая точка соответствует режиму класса *B* (точка *A* на рис. 3.1, *б*). Тогда при подаче на вход схемы гармонического высокочастотного напряжения  $u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}m} \cos \omega t$  коллекторный ток приобретает форму периодической последовательности косинусоидальных импульсов с углом отсечки  $\Theta = 90^\circ$  (см. рис. 3.1, *в*). При этом током  $I_{\text{к}0}$  пренебрегаем. Такая последовательность импульсов может быть представлена рядом Фурье:

$$I_{\text{к}}(t) = I_{\text{к.ср}} + I_{\text{к}m1} \cos \omega t + I_{\text{к}m2} \cos 2\omega t + I_{\text{к}m3} \cos 3\omega t + \dots$$

Постоянная составляющая тока коллектора и амплитуды гармонических составляющих пропорциональны амплитуде импульсов тока коллектора  $I_{\text{к}m}$ :

$$I_{\text{к.ср}} = \alpha_0 I_{\text{к}m}; \quad I_{\text{к}m1} = \alpha_1 I_{\text{к}m}; \quad I_{\text{к}m2} = \alpha_2 I_{\text{к}m} \dots I_{\text{к}mn} = \alpha_n I_{\text{к}m},$$

где  $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$  — коэффициенты разложения ряда Фурье. Величины этих коэффициентов зависят от угла отсечки  $\Theta$  и могут быть вычислены по следующим формулам:

$$\alpha_0 = \frac{\sin \Theta - \Theta \cos \Theta}{\pi(1 - \cos \Theta)}, \quad \alpha_1 = \frac{\Theta - \cos \Theta \sin \Theta}{\pi(1 - \cos \Theta)}, \quad \dots$$

$$\alpha_n = \frac{2 \sin n\Theta \cos \Theta - n\Theta \sin \Theta}{\pi n(n^2 - 1)(1 - \cos \Theta)}.$$

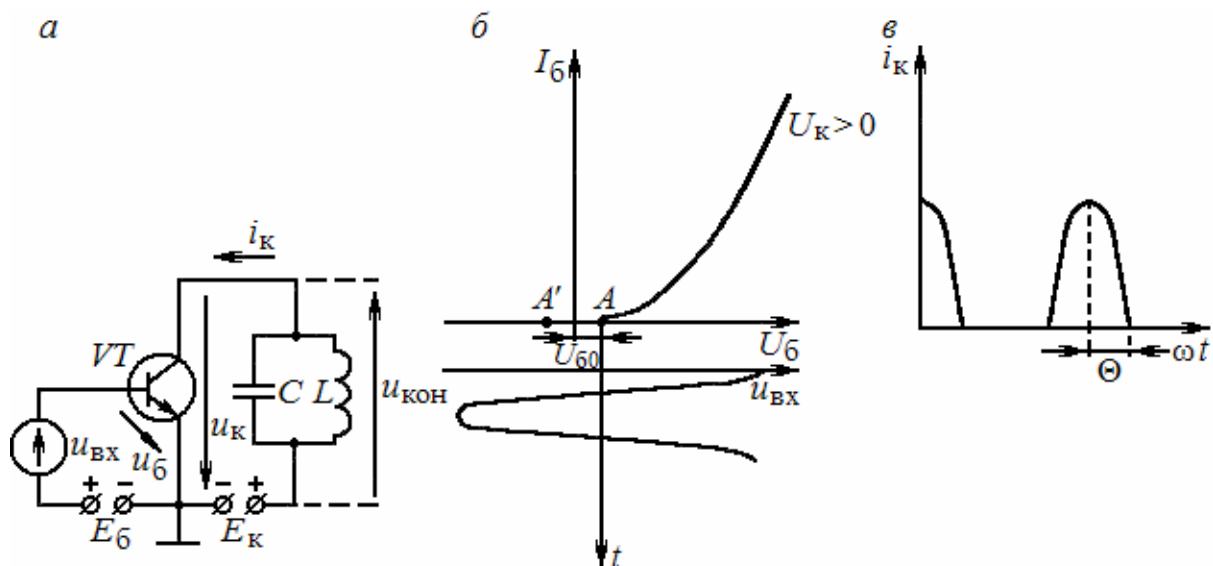


Рис. 3.1. Генератор гармонических высокочастотных колебаний с независимым возбуждением:  
*a* — простейшая схема; *б* — положение рабочей точки; *в* — коллекторный ток





кпд при достаточно большой колебательной мощности. Углу  $\Theta < 90^\circ$  соответствует режим  $C$ .

В случае удвоения частоты контур настраивается на вторую гармонику тока коллектора и максимальная мощность (см. рис. 3.2, *а*) получается при угле отсечки  $\Theta = 60^\circ$ .

Рассмотрим схемы питания цепей генератора гармонических высокочастотных колебаний.

Различают две схемы питания *коллекторной* цепи – последовательную (рис. 3.3, *а*) и параллельную (см. рис. 3.3, *б*).

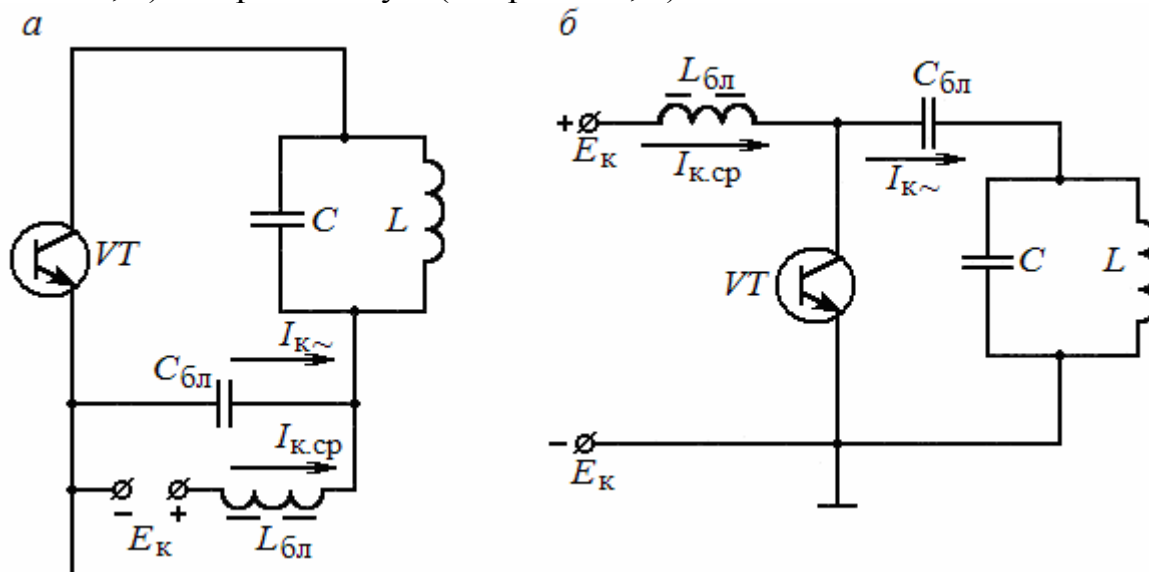


Рис. 3.3. Последовательная (*а*) и параллельная (*б*) схемы питания коллекторной цепи генератора гармонических высокочастотных колебаний

При последовательном питании источник эдс  $E_k$ , транзистор и контур включены последовательно, а при параллельном питании – параллельно. В схемах предусмотрены элементы блокировки: дроссель  $L_{бл}$ , обладающий большим сопротивлением для переменного тока коллектора  $I_{к\sim}$ , и конденсатор  $C_{бл}$ , обладающий малым сопротивлением для тока  $I_{к\sim}$ . Эти элементы блокируют источник эдс  $E_k$  от протекания по нему переменного коллекторного тока. В противном случае ток  $I_{к\sim}$  будет создавать на сопротивлении источника переменное напряжение, что нежелательно, так как может привести к неустойчивой работе других устройств, питаемых от этого же источника. Как видно из рис. 3.3, *а*, *б*, переменный коллекторный ток проходит через транзистор, контур и блокировочный конденсатор, минуя источник эдс  $E_k$ . Последовательная схема питания коллекторной цепи имеет следующие недостатки: 1) контур находится под постоянным напряжением относительно земли (или корпуса), и напряжение  $E_k$  опасно для человека, настраивающего контур; 2) при изменении емкости конденсатора рука оператора может заметно влиять на частоту настройки контура. В параллельной схеме первый недостаток устраняется тем, что

постоянный ток коллектора в схеме через контур не проходит. Из параллельной схемы видно, что в схеме ротор контурного конденсатора заземлен (нижняя пластина).

В цепи базы дополнительный источник  $E_6$ , как правило, отсутствует. Необходимое напряжение смещения  $U_{60}$ , определяющее рабочую точку в режимах классов  $B$ ,  $AB$ , создается теми же способами, что и в усилителях (см. рис. 2.4,  $a$ ,  $б$ ). Рассмотрим, каким образом создается напряжение  $U_{60}$ , определяющее рабочую точку в режиме класса  $C$ .

Подобно коллекторной цепи, различают две основные схемы питания базовой цепи генератора: последовательную (рис. 3.4,  $a$ ) и параллельную (см. рис. 3.4,  $б$ ). Напряжение смещения получается за счет энергии источника возбуждения. В цепь базы включается цепочка смещения, которая состоит из резистора  $R_6$  и конденсатора  $C_6$ . В последовательной схеме резистор  $R_6$  включен последовательно с участком база – эмиттер, в параллельной схеме – параллельно.

Принцип действия схем одинаков. Когда входное напряжение положительно и больше по модулю отрицательного напряжения конденсатора  $u_{с6}$ , транзистор открыт и часть тока базы заряжает конденсатор  $C_6$  (см. рис. 3.4,  $a$ ,  $б$ ). При этом напряжение на конденсаторе увеличивается. В остальные моменты времени транзистор закрыт и конденсатор частично разряжается через резистор  $R_6$ . Как видно из рис. 3.4,  $в$ , отрицательное напряжение на конденсаторе оказывается по форме близким к постоянному. Это и есть напряжение смещения  $U_{60}$ . Параллельная схема несколько хуже, что объясняется шунтирующим действием резистора  $R_6$  на источник возбуждения. Для уменьшения этого недостатка часто последовательно с резистором  $R_6$  включается дроссель  $L_6$ .

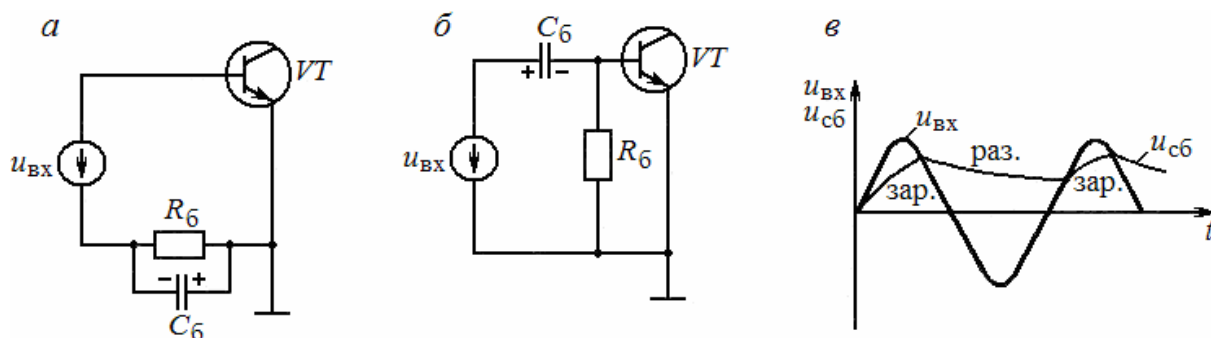


Рис. 3.4. Последовательная ( $a$ ) и параллельная ( $б$ ) схемы питания базовой цепи генератора гармонических высокочастотных колебаний; временные графики напряжений, действующих в схемах ( $в$ )

### 3.3. LC–автогенератор гармонических высокочастотных колебаний с самовозбуждением

Генератор гармонических высокочастотных колебаний с самовозбуждением представляет собой резонансный усилитель мощности с цепью положительной обратной связи. Автогенератор работает в режиме с отсечкой коллекторного тока. При этом угол отсечки выбирается в пределах от  $60^\circ$  до  $90^\circ$  для получения высокого КПД при достаточно большой колебательной мощности. Схемы питания цепей автогенератора аналогичны схемам питания цепей генератора с независимым возбуждением. Возникающие в контуре автогенератора при включении источника питания колебания поддерживаются незатухающими за счет подачи части напряжения с контура через цепь обратной связи на вход схемы. Напряжение обратной связи или напряжение возбуждения транзисторного автогенератора  $U_{\delta}$  вызывает коллекторный ток, первая гармоника которого, протекая через контур, компенсирует в нем потери энергии.

Автогенератор самовозбуждается при выполнении двух условий самовозбуждения: условия баланса амплитуд и условия баланса фаз. Как следует из материала п. 2.6.1, усилитель с положительной обратной связью превращается в автогенератор, если  $K \cdot \beta = 1$  (условие баланса амплитуд) и  $\varphi_k + \varphi_{\beta} = 0$  (условие баланса фаз), где  $K$  и  $\beta$  – модули коэффициентов усиления и обратной связи;  $\varphi_k$ ,  $\varphi_{\beta}$  – фазовые сдвиги входных и выходных напряжений соответственно усилителя и цепи обратной связи.

Условия самовозбуждения генератора удобно исследовать с помощью колебательной характеристики и линии обратной связи. Колебательной характеристикой называют зависимость амплитуды первой гармоники коллекторного тока  $I_{k\ m1}$  от амплитуды напряжения возбуждения  $U_{\delta\ m}$  (транзисторный автогенератор). Линия обратной связи определяет зависимость амплитуды напряжения возбуждения  $U_{\delta\ m}$ , поступающего по цепи обратной связи, от амплитуды первой гармоники коллекторного тока  $I_{k\ m1}$ . Колебательные характеристики, полученные при различных смещениях на базе, имеют различный вид.

На рис. 3.5, *a*, *б* показаны колебательные характеристики, соответствующие режимам с углом отсечки  $\Theta \geq 90^\circ$  и углом отсечки  $\Theta < 90^\circ$ . Колебательную характеристику и линию обратной связи строят на одном графике и по их взаимному положению судят о режиме самовозбуждения генератора. Если колебательная характеристика идет выше линии обратной связи, то выполняется условие  $K \cdot \beta > 1$ , что соответствует увеличению амплитуды возникших колебаний вследствие действия положительной обратной связи. Точки пересечения соответствуют установившемуся режиму автогенератора, когда  $K \cdot \beta = 1$ . В остальных случаях возникшие колебания ссылаются. Возможны два режима самовозбуждения: мягкий и жесткий. При мягком режиме ( $\Theta \geq 90^\circ$ , см. рис. 3.5, *a*) в момент включения источника

питания в контуре возникают колебания, создающие начальное напряжение возбуждения с амплитудой  $U_{\delta m1}$ , появляется первая гармоника тока коллектора с амплитудой  $I'_{\kappa m1}$ , которая вызывает увеличение амплитуды напряжения возбуждения  $U_{\delta m1}$  на  $\Delta U_{\delta m}$ , что вызывает увеличение амплитуды тока коллектора  $I_{\kappa m1}$  на величину  $\Delta I'_{\kappa m1}$  и т.д. Рост  $U_{\delta m}$  и  $I_{\kappa m1}$  продолжается до точки установившегося режима  $a$ .

Таким образом, при мягком режиме самовозбуждение происходит при любом малом напряжении возбуждения. В жестком режиме ( $\Theta < 90^\circ$ , см. рис. 3.5, б) линия обратной связи пересекает колебательную характеристику в двух точках –  $a$  и  $b$ . В точке  $a$  колебания получаются неустойчивыми, так как при амплитуде напряжения возбуждения, меньшей  $U_{\delta m1}$ , колебания срываются, а при большей амплитуде они нарастают до точки установившегося режима  $b$  аналогично тому, как это было при мягком режиме. Таким образом, при жестком режиме самовозбуждение происходит, когда амплитуда напряжения возбуждения больше определенной амплитуды ( $U_{\delta m1}$ ).

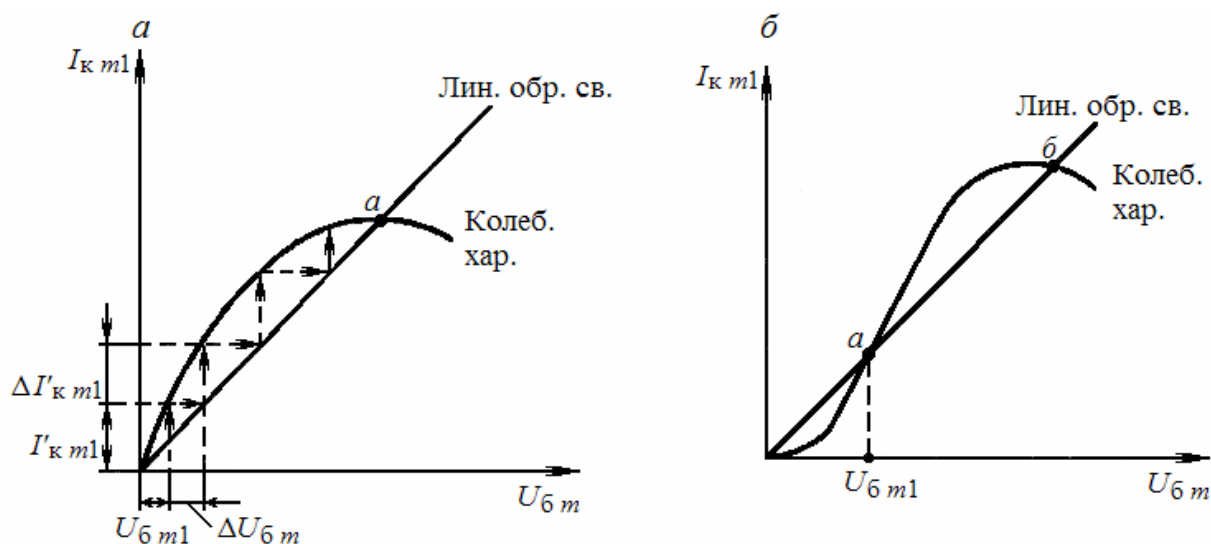


Рис. 3.5. Мягкий (а) и жесткий (б) режимы самовозбуждения

Широкое применение получила схема автогенератора с трансформаторной обратной связью (рис. 3.6, а). Схема питания коллекторной и базовой цепей автогенератора собраны по последовательным схемам питания. Трансформаторная положительная обратная связь осуществляется в схеме с помощью специальной катушки индуктивности  $L_{\delta}$ . В начале процесса самовозбуждения схема работает в мягком режиме ( $\Theta \geq 90^\circ$ ), а затем – в режиме жесткого самовозбуждения ( $\Theta < 90^\circ$ ).

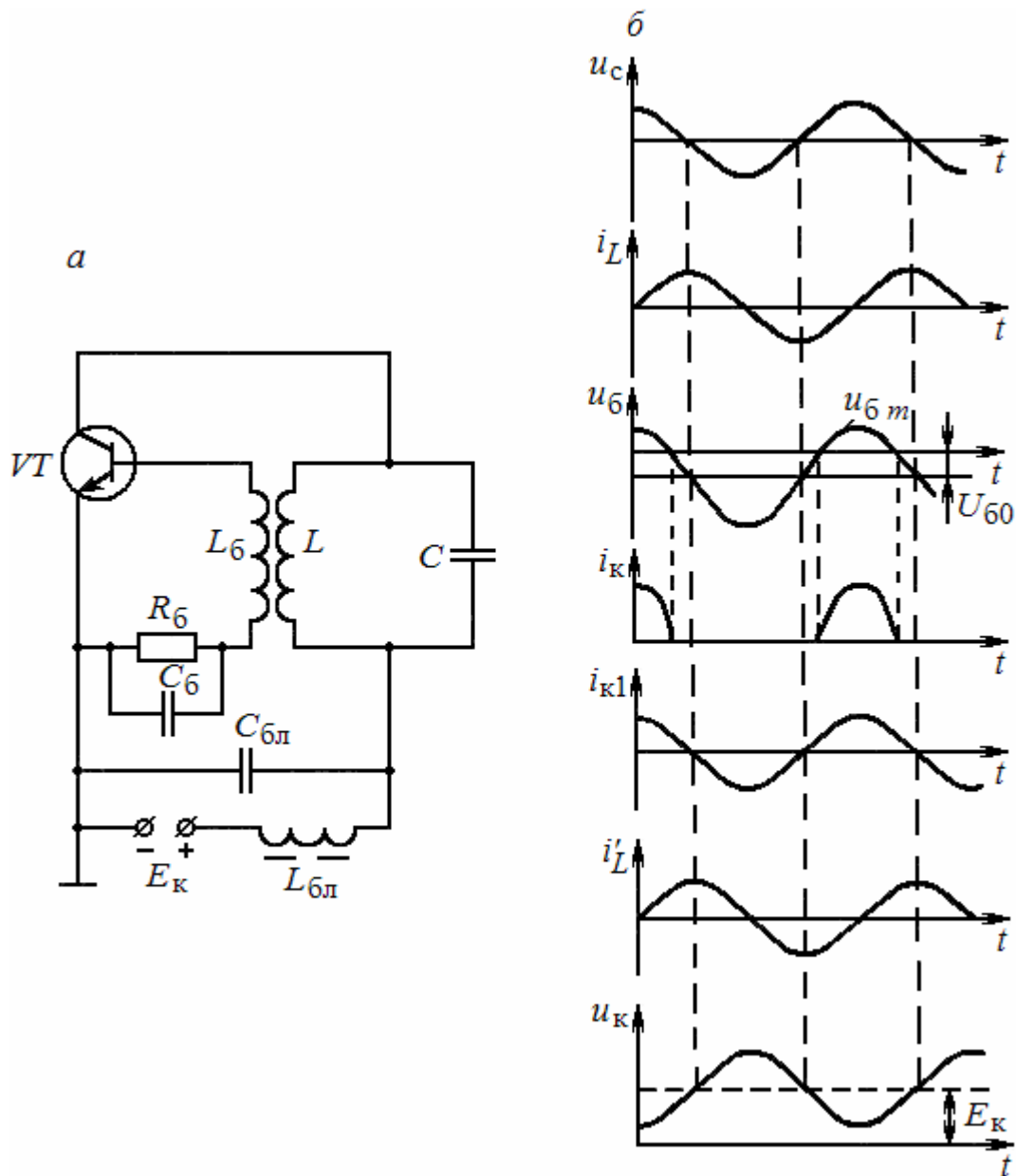


Рис. 3.6. Автогенератор с трансформаторной обратной связью:  
 а – схема; б – временные графики токов и напряжений,  
 действующих в схеме (током коллектора  $I'_{к0}$  пренебрегаем)

Процесс самовозбуждения осуществляется следующим образом. После включения источника питания  $E_K$  через транзистор и контур начинает протекать небольшой начальный ток коллектора, который нарастает. На катушке индуктивности  $L$  возникает эдс, конденсатор контура  $C$  заряжается. Конденсатор успевает зарядиться до небольшого напряжения, начальный ток коллектора достигает установившегося значения (близкого к нулю), и конденсатор начинает разряжаться через катушку индуктивности  $L$ . В контуре автогенератора возникают колебания небольшой мощности. Контурный ток, протекая через катушку  $L$ , создает переменное магнитное поле. Оно пересекает витки катушки  $L_6$  и создает там

напряжение обратной связи – напряжение возбуждения  $U_6$ . Под действием напряжения  $U_6$  возникает импульсный ток коллектора. Первая гармоника тока коллектора имеет частоту, совпадающую с частотой колебаний в контуре. Поэтому для этой гармоники контур обладает большим сопротивлением. Первая гармоника, протекая через контур, увеличивает амплитуду колебаний в контуре, что вызывает увеличение амплитуды напряжения возбуждения. Увеличиваются амплитуда тока первой гармоники, амплитуда колебаний в контуре и так далее до установившегося значения. Во время самовозбуждения за счет увеличения базового тока увеличивается напряжение смещения, рабочая точка перемещается, и угол отсечки  $\Theta$  уменьшается.

В установившемся режиме устанавливается ток коллектора с определенным углом отсечки  $\Theta < 90^\circ$ , и величина поступающей за счет первой гармоники энергии в контур равна энергии потерь в нем.

Рассмотрим временные графики токов и напряжений, действующих в схеме (см. рис. 3.6, б). Пусть в конденсаторе действует косинусоидальное напряжение  $u_c$ . Ток контура  $i_L$ , протекающий через индуктивность, отстает от напряжения  $u_c$  на  $90^\circ$  (если пренебречь активным сопротивлением катушки индуктивности  $L$ ). Напряжение возбуждения  $u_6 \sim$ , наведенное в катушке  $L_6$  за счет взаимной индукции, отличается по фазе от тока  $i_L$  на  $\pm 90^\circ$ . Знак зависит от направления намотки катушек  $L_6$  и  $L$ . Выберем направление намотки таким образом, чтобы  $u_6 \sim$  совпадало по фазе с напряжением  $u_c$ . Первая гармоника тока коллектора  $i_{к1}$  совпадает по фазе с напряжением возбуждения  $u_6 \sim$ . Ток  $i_{к1}$ , протекая через контур, разветвляется на два тока:  $i'_L$  – ток, протекающий через индуктивную ветвь;  $i_c$  – ток, протекающий через емкостную ветвь. Ток  $i_{к1}$  создает на контуре напряжение, совпадающее с током по фазе, ибо сопротивление контура для этого тока носит активный характер. Ток  $i'_L$  отстает по фазе от тока  $i_{к1}$  почти на  $90^\circ$ , а ток  $i_c$  опережает по фазе ток  $i_{к1}$  практически на  $90^\circ$ . Таким образом, ток в контуре  $i_L$  и ток коллектора  $i'_L$  совпадают по фазе. Следовательно, токи складываются и колебания в контуре не затухают. Для выполнения этого фаза напряжения на базе должна совпадать с фазой напряжения на контуре (или отличаться на  $180^\circ$  от фазы напряжения на коллекторе). Это и есть условие баланса фаз. Условие баланса амплитуд выполняется за счет определенной величины коэффициента обратной связи, когда энергия, расходуемая в контуре, равна энергии, получаемой от коллекторного тока.

Для облегчения самовозбуждения автогенератора в ряде случаев в схеме создается мягкий режим самовозбуждения путем подачи предварительного напряжения смещения. В процессе мягкого самовозбуждения рабочая точка перемещается в положение, соответствующее жесткому режиму самовозбуждения, когда угол отсечки  $\Theta < 90^\circ$ . Кроме того, обычно для уменьшения шунтирования контура транзистором контур включается в выходную цепь транзистора не полностью, а частично.

Автогенератор гармонических высокочастотных колебаний выполняется и на интегральной микросхеме операционного усилителя (рис. 3.7). В схеме параллельный колебательный контур является элементом цепи положительной обратной связи. Процесс самовозбуждения осуществляется в целом аналогично процессу самовозбуждения в предыдущей схеме. Для уменьшения нелинейных искажений выходного напряжения используется также цепь отрицательной обратной связи  $R_1, R_2$ .

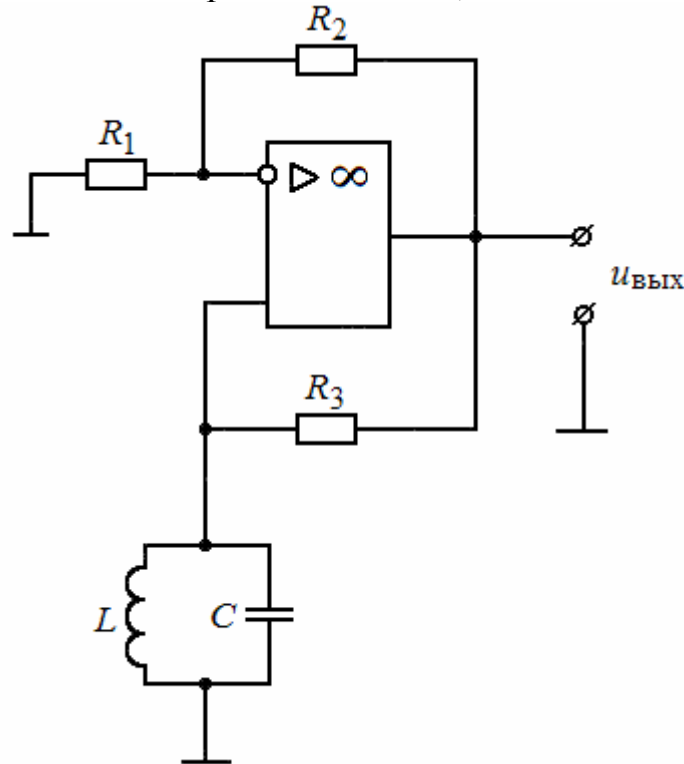


Рис. 3.7. Автогенератор на интегральной микросхеме операционного усилителя

В современных радиопередающих устройствах широкое применение находят *трехточечные* схемы автогенераторов, в которых транзистор подключается по переменному току к контуру тремя точками: коллектором, эмиттером и базой. Обобщенная эквивалентная трехточечная схема автогенератора по переменному току показана на рис. 3.8, а. В большинстве реальных схем в контуре используются индуктивные катушки и конденсаторы с малыми потерями, поэтому для простоты будем полагать, что  $Z_{кб} = jX_{кб}$ ,  $Z_{бэ} = jX_{бэ}$ ,  $Z_{кэ} = jX_{кэ}$ .

Для того чтобы схемы могли быть автогенераторами, в них должны выполняться условия баланса фаз и амплитуд. Выполнение условия баланса амплитуд обычно не вызывает затруднений, так как используется активный элемент и не трудно получить  $K \cdot \beta = 1$ . Условие баланса фаз выполняется за счет правильного включения элементов колебательного контура. Частота генерируемых колебаний совпадает с частотой собственных колебаний в контуре и определяется из условия резонанса:  $X_{кб} + X_{бэ} +$



$X_{кз}=0$ . Ток в контуре проходит через элементы  $X_{кб}$  и  $X_{бз}$  в одном направлении, а через  $X_{кз}$  – в другом. Чтобы выполнить условие баланса фаз и обеспечить противофазные изменения напряжений  $U_б$  и  $U_к$  знаки элементов  $X_{бз}$  и  $X_{кз}$  должны совпадать. Это будет иметь место, когда реактивные сопротивления  $X_{бз}$  и  $X_{кз}$  будут одного характера (либо  $L$ , либо  $C$ ). Следовательно, для выполнения условия резонанса характер сопротивления  $X_{кб}$  должен быть противоположен характеру сопротивлений  $X_{бз}$  и  $X_{кз}$ . Тогда образуются два варианта трехточечных схем автогенераторов: *индуктивной* и *емкостной* (рис. 3.8, б, в).

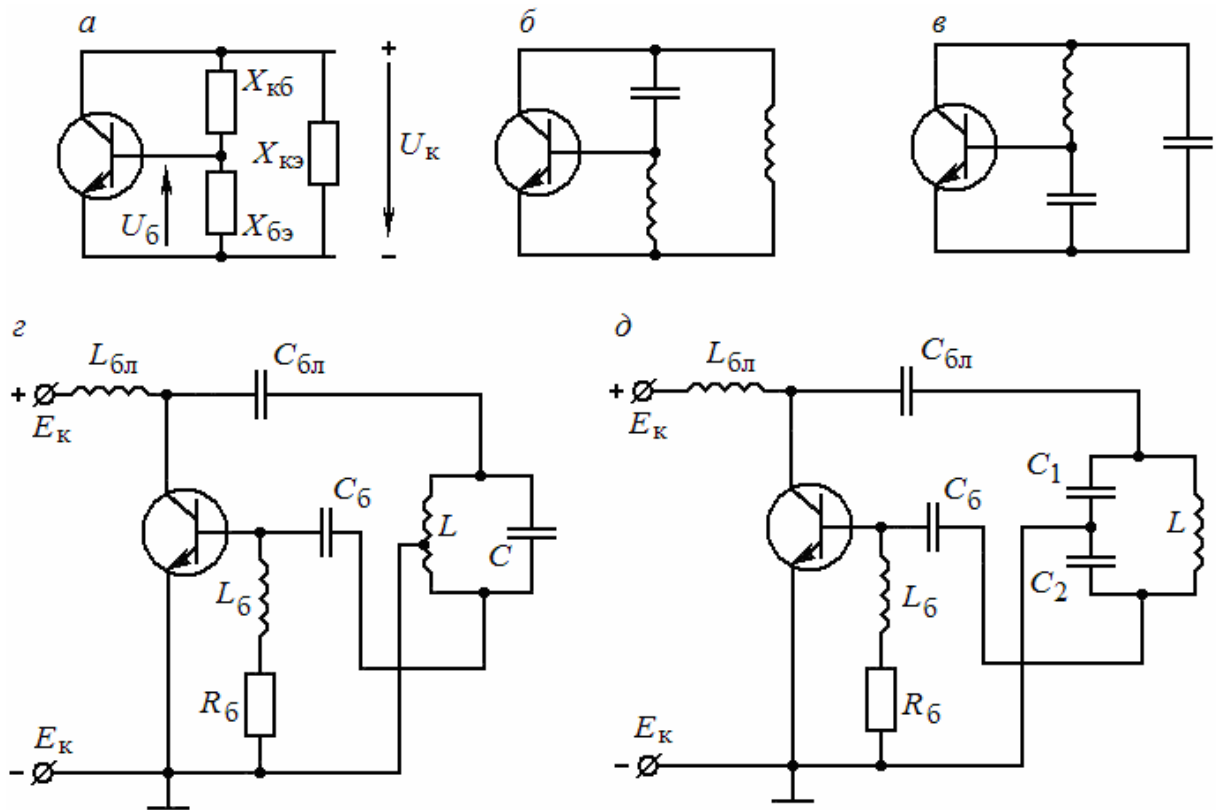


Рис. 3.8. Трехточечные схемы автогенераторов

На рис. 3.8, г, д изображены полные электрические схемы соответственно индуктивной и емкостной трехточечной схем автогенераторов. В этих автогенераторах схемы питания базовой и коллекторной цепей собраны по параллельным схемам питания.

### 3.4. RC–автогенераторы гармонических колебаний

Для получения гармонических колебаний инфранизкой и низкой частот (от долей герца до нескольких десятков килогерц) применение LC–автогенераторов нецелесообразно из-за больших величин индуктив-

ностей катушек и емкостей конденсаторов в колебательном контуре. Для создания гармонических колебаний инфранизкой и низкой частот используют  $RC$ -автогенераторы, которые могут вырабатывать колебания и относительно высокой частоты (до нескольких единиц мегагерц). Однако преимущества  $RC$ -автогенераторов по сравнению с  $LC$ -автогенераторами проявляются именно на низких и инфранизких частотах, так как в этом частотном диапазоне колебания имеют высокую стабильность частоты за счет применения резисторов и конденсаторов с хорошей стабильностью параметров. Кроме того,  $RC$ -автогенераторы при одной и той же потребляемой мощности по сравнению с  $LC$ -автогенераторами имеют меньшие габариты, массу и стоимость.

$RC$ -автогенератор содержит усилитель (одно- или многокаскадный) и цепь обратной связи, являющуюся частотно-зависимой  $RC$ -цепью. Частотно-зависимыми цепями, используемыми в  $RC$ -автогенераторах, являются  $\Gamma$ -образная  $RC$ -цепь (рис. 3.9, а, б), мост Вина (рис. 3.9, в) и двойной  $T$ -образный мост (рис. 3.9, г).

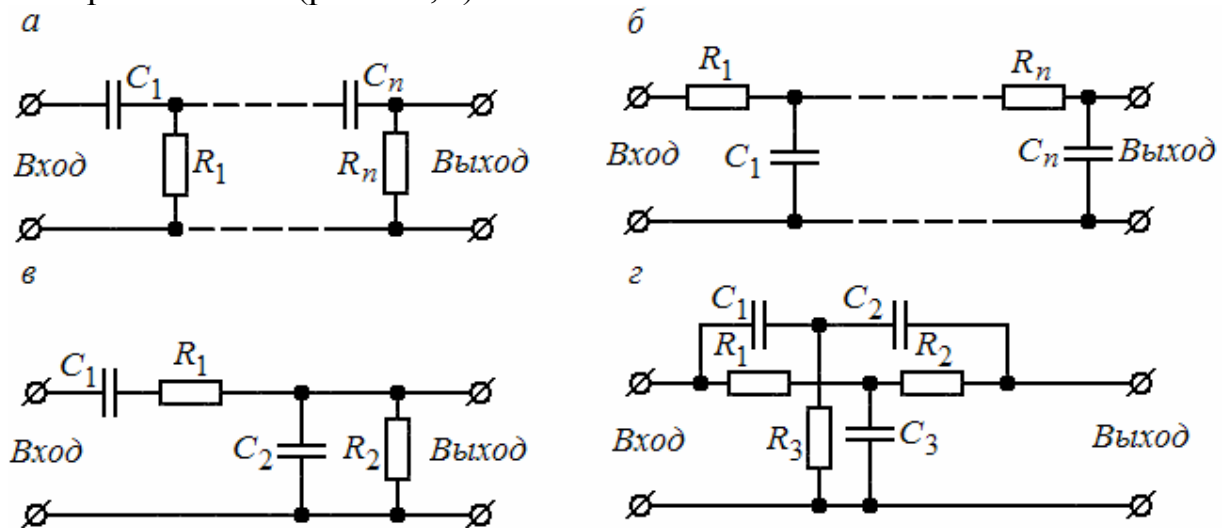


Рис. 3.9. Частотно-зависимые цепи:  
а, б –  $\Gamma$ -образные  $RC$ -цепи; в – мост Вина; г – двойной  $T$ -образный мост

**$RC$ -автогенератор с  $\Gamma$ -образной  $RC$ -цепью обратной связи.** Этот автогенератор (рис. 3.10, а) представляет собой каскад усилителя, охваченного положительной обратной связью. Входное и выходное напряжения сдвинуты по фазе на  $180^\circ$ . Если выходное напряжение непосредственно подать на вход усилителя, то получится отрицательная обратная связь. Следовательно, для соблюдения условия баланса фаз, прежде чем подать напряжение с выхода на вход, необходимо сдвинуть его по фазе еще раз на  $180^\circ$ . Эту задачу выполняет  $\Gamma$ -образная  $RC$ -цепь, состоящая из трех одинаковых  $RC$ -звеньев, причем каждое  $RC$ -звено сдвигает фазу на  $60^\circ$ . Если рассчитать коэффициент обратной связи трехзвенной  $RC$ -цепи,

предусмотрев фазовый сдвиг ее входного и выходного напряжений в  $180^\circ$ , то при выполнении условий  $R_1 = R_2 = R_3 = R$  и  $C_1 = C_2 = C_3 = C$  самовозбуждение станет возможным на частоте  $f_0 = \frac{1}{15,4RC}$ . Нетрудно подсчитать,

что модуль коэффициента передачи  $\beta$  такой трехзвенной  $RC$ -цепи составит  $\sim 1/29$ . Поэтому условие баланса амплитуд должно выполняться при коэффициенте усиления усилителя не менее 29. Следует отметить, что  $\Gamma$ -образные  $RC$ -цепи иногда выполняют с числом звеньев больше трех (чаще всего четырехзвенные  $RC$ -цепи). Кроме того, применяют  $RC$ -цепи, в которых по сравнению с  $\Gamma$ -образными  $RC$ -цепями (см. рис. 3.9, а) все резисторы и конденсаторы меняются местами (см. рис. 3.9, б). В трехзвенных  $\Gamma$ -образных  $RC$ -цепях второго вида с одинаковыми по величине сопротивлениями  $R$  и емкостями  $C$  генерируемую частоту определяют из соотношения  $f_0 = \frac{1}{2,57RC}$ . Автогенераторы с трехзвенными  $RC$ -

цепями первого вида генерируют наиболее низкую частоту, а с  $RC$ -цепями второго вида – самую высокую частоту. Для изменения частоты в таких автогенераторах необходимо изменять одновременно либо все сопротивления  $R$ , либо все емкости  $C$  в трехфазной  $RC$ -цепи обратной связи.

а

б

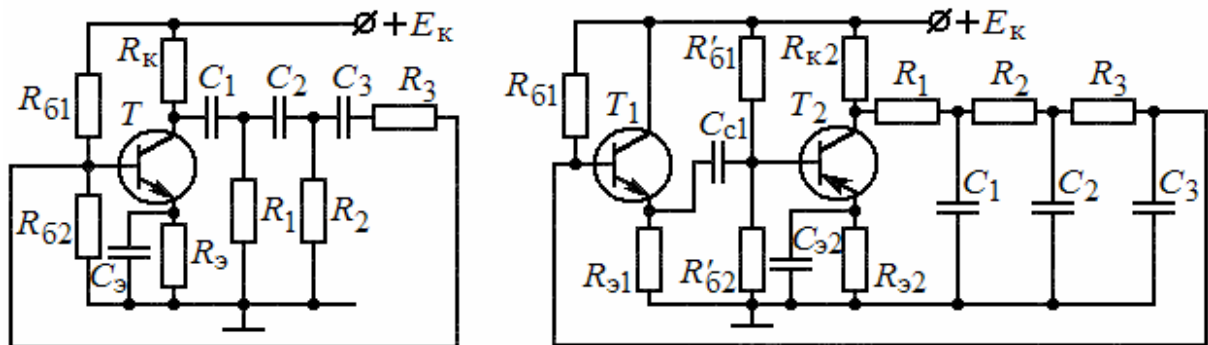


Рис. 3.10. Схемы автогенератора с фазосдвигающей  $\Gamma$ -образной и  $RC$ -цепью: а – однокаскадного; б – двухкаскадного

Рассмотренный  $RC$ -автогенератор имеет ряд недостатков:

- цепь обратной связи сильно шунтирует каскад усилителя, вследствие чего снижается коэффициент усиления и нарушается условие баланса амплитуд или возникающие колебания будут неустойчивыми;
- генерируемые колебания имеют значительное искажение формы, вызванное тем, что условия самовозбуждения выполняются для гармоник с частотой, близкой к  $f_0$ ; это объясняется отсутствием строгой избирательности к основной частоте  $\Gamma$ -образных  $RC$ -цепей.

Для уменьшения шунтирующего влияния  $RC$ -цепей обратной связи в автогенератор вводят дополнительный каскад – эмиттерный повторитель,

имеющий, как известно, высокое входное сопротивление. Этот каскад включают между выходом усилителя и цепью обратной связи (рис. 3.10, б). Эмиттерный повторитель сохраняет условие баланса фаз и в то же время практически исключает шунтирующее действие Г-образной цепи обратной связи.

Для снижения искажений формы генерируемых колебаний в усилитель часто вводят отрицательную обратную связь. В автогенераторе рис. 3.10, б это осуществляется включением резистора  $R_3$  в эмиттерную цепь.

**RC-автогенератор с мостом Вина.** Этот автогенератор состоит из двух каскадов – RC-усилителя и цепи обратной связи, представляющей собой мост Вина (рис. 3.11).

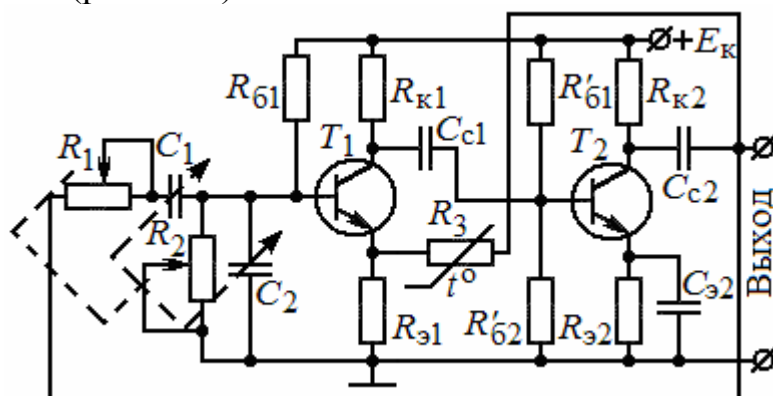


Рис. 3.11. Схема RC-автогенератора с мостом Вина

Если исключить из этого автогенератора цепь обратной связи и подавать напряжение с выхода двухкаскадного усилителя на его вход, то в автогенераторе возникнут колебания, форма которых будет резко отличаться от синусоидальной, так как условия баланса амплитуд и фаз будут выполняться для множества гармоник, число которых определяется полосой пропускания двухкаскадного усилителя.

Включение в цепь обратной связи моста Вина обуславливает появление в автогенераторе гармонических колебаний, так как мост Вина, обладающий избирательными свойствами, создает условия самовозбуждения только для одной гармонической составляющей. На рис. 3.12 изображены амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики моста Вина. При условии  $R_1 = R_2 = R$  и  $C_1 = C_2 = C$  квазирезонансная частота  $f_0 = 1/(2\pi RC)$ . Коэффициент передачи  $\beta$  на этой частоте максимален и равен  $1/3$ , а фазовый угол  $\psi = 0$ . Следует отметить, что в автогенераторе с мостом Вина по сравнению с другими RC-генераторами требуется наименьший коэффициент усиления, равный трем. В двухкаскадном усилителе коэффициент усиления обычно значительно больше трех. При таком большом усилении в автогенераторе могут наблюдаться существенные нелинейные искажения. Для уменьшения коэффициента усиления усилителя, а также стабилизации частоты и амплитуды генерируемых колебаний вводят

отрицательную обратную связь, представляющую собой цепь, в которую входят терморезистор  $R_3$  и резистор  $R_{31}$ . Так, например, при увеличении амплитуды выходного напряжения автогенератора из-за изменений параметров транзисторов, напряжения питания или других причин ток через терморезистор  $R_3$  возрастает, а его сопротивление уменьшается. В результате возрастает падение напряжения на резисторе  $R_{31}$  и коэффициент усиления первого каскада снижается, что приводит к уменьшению амплитуды выходного напряжения автогенератора.

Регулировка частоты колебаний в данном автогенераторе проста и удобна, причем в очень широком диапазоне частот. Ее осуществляют изменением величин либо сопротивлений обоих резисторов, либо емкостей обоих конденсаторов моста Вина.

Автогенераторы с мостом Вина широко применяют в различной измерительной аппаратуре как широкодиапазонные автогенераторы (от нескольких единиц герц до нескольких сотен килогерц) с относительно хорошей стабильностью частоты. В этом заключается их основное преимущество по сравнению с другими типами  $RC$ -автогенераторов.

На рис. 3.13 изображена принципиальная схема  $RC$ -автогенератора с мостом Вина, в которой вместо двухкаскадного усилителя включен операционный усилитель (ОУ).

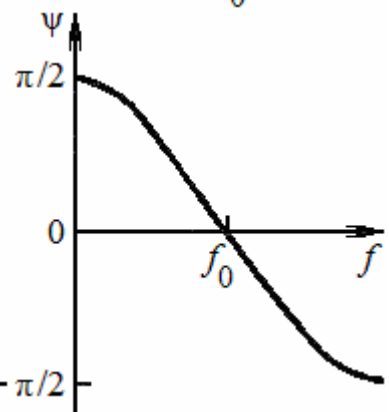
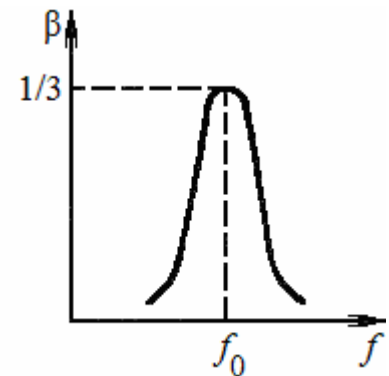


Рис. 3.12. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики моста Вина

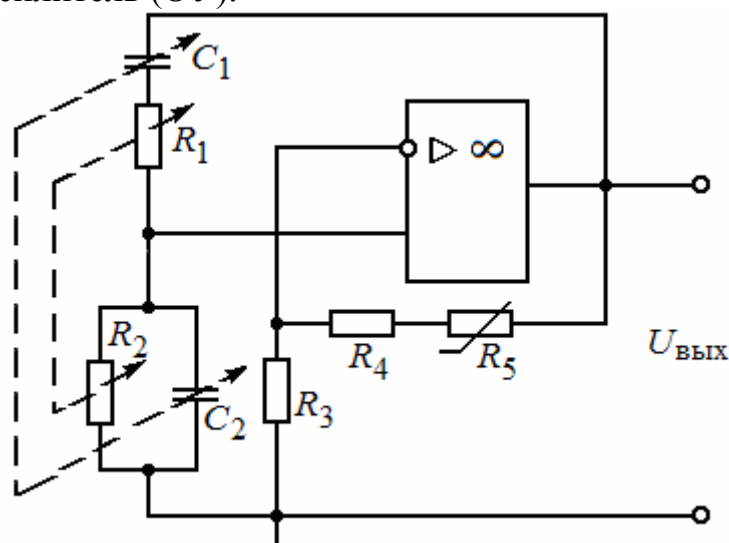


Рис. 3.13. Схема  $RC$ -автогенератора с мостом Вина на операционном усилителе

Работа его ничем не отличается от работы автогенератора, выполненного по предыдущей схеме. В настоящей схеме мост Вина включают между выходным выводом ОУ и его неинвертирующим (прямым) входом, чем достигается введение положительной обратной связи. Резисторы  $R_3$ ,  $R_4$  и  $R_5$ , соединяющие выход с инвертирующим входом ОУ, образуют звено отрицательной обратной связи. Резисторы  $R_3$  и  $R_4$  определяют нужный коэффициент усиления, а терморезистор  $R_5$  стабилизирует амплитуду и снижает нелинейные искажения выходного напряжения.

**RC–автогенератор с симметричным двойным T–образным мостом.** Схема этого автогенератора (рис. 3.14, а) содержит два каскада усилителя (на транзисторах  $T_2$  и  $T_3$ ), эмиттерный повторитель (на транзисторе  $T_1$ ), цепь положительной частотно-независимой обратной связи (на резисторе  $R_{\text{ПОС}}$ ) и цепь отрицательной обратной связи, являющуюся симметричным двойным T–образным мостом. Цепь положительной обратной связи включают между коллектором усилителя на транзисторе  $T_3$  и базой эмиттерного повторителя, что обеспечивает выполнение условия баланса фаз. Цепь отрицательной обратной связи включают между коллектором усилителя на транзисторе  $T_2$  и базой эмиттерного повторителя. Такое включение создает фазовый сдвиг в  $180^\circ$ , что является условием возникновения отрицательной обратной связи.

При отключении цепи отрицательной обратной связи в генераторе будет выполняться условие баланса амплитуд (условия самовозбуждения) для широкого частотного диапазона, определяемого частотной характеристикой усилителя, и возникнут автоколебания, форма которых будет резко отличаться от синусоидальной. При включении двойного T–образного моста в качестве цепи отрицательной обратной связи условие баланса амплитуд будет выполняться только для одной частоты. Это объясняется тем, что двойной T–образный мост не пропускает гармоническую составляющую с частотой  $f_0$  (рис. 3.14, б), вследствие чего условие баланса амплитуд будет выполняться только для частоты  $f_0$ , а для всех остальных частот коэффициент усиления усилителя снизится, и произведение  $K\beta$  будет меньше единицы. Регулировку частоты колебаний автогенератора осуществляют изменением величин, либо сопротивлений всех резисторов, либо емкостей всех конденсаторов двойного T–образного моста. В противном случае нарушатся избирательные свойства моста. Частота генерации в данной схеме  $f_0 = 1/(2\pi RC)$ . Если включить двойной T–образный мост в схему автогенератора без эмиттерного повторителя, то мост будет сильно шунтировать усилитель. В результате снизится общий коэффициент усиления усилителя и автогенератор перестанет возбуждаться.

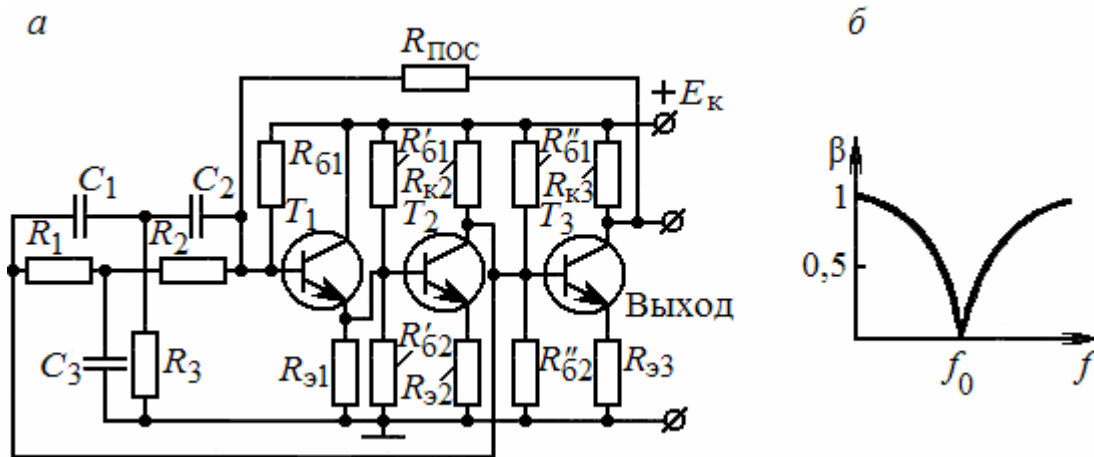


Рис. 3.14.  $RC$ -автогенератор с симметричным двойным  $T$ -образным мостом: а – схема автогенератора; б – амплитудно-частотная характеристика двойного  $T$ -образного моста

С помощью *несимметричного* двойного  $T$ -образного моста можно создать автогенератор на одном (или нечетном числе) каскаде с коэффициентом усиления  $K \geq 11$  (рис. 3.15). В таком автогенераторе двойной  $T$ -образный мост включают как цепь положительной обратной связи. При выполнении условий  $C_1 = C_2 = C$ ,  $C_3 = C/0,207$ ,  $R_1 = R_2 = R$ ,  $R_3 = 0,207$  фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями моста составляет  $180^\circ$  при коэффициенте передачи  $\beta = 1/11$ . Частота колебаний в автогенераторе рис. 3.15  $f_0 = 1/(2\pi RC)$ .

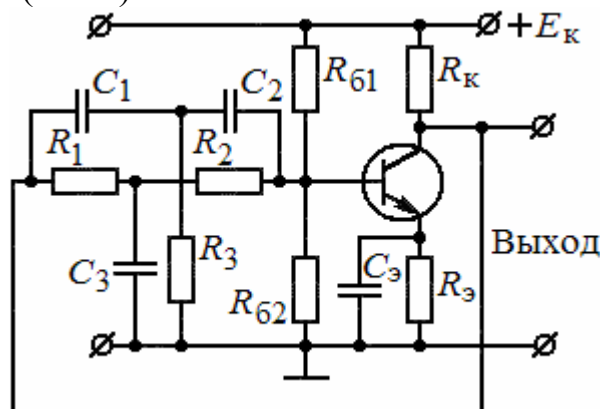


Рис. 3.15. Схема  $RC$ -автогенератора с несимметричным двойным  $T$ -образным мостом

Стабильность частоты всех  $RC$ -автогенераторов определяется стабильностью усилителей, а также величин сопротивлений и емкостей резисторов и конденсаторов. Если применять параметрическую стабилизацию частоты и охватывать усилитель глубокой отрицательной обратной связью, сохраняя условие баланса амплитуд, то нестабильность частоты составит величину порядка  $10^{-4}$ – $10^{-5}$ .

### Вопросы для самоконтроля

1. Каково построение схемы простейшего  $LC$ -генератора гармонических колебаний с независимым возбуждением?
2. Каков принцип действия схемы простейшего  $LC$ -генератора гармонических колебаний с независимым возбуждением?
3. Каковы схемы питания цепей  $LC$ -генератора гармонических колебаний?
4. Охарактеризуйте мягкий и жесткий режимы самовозбуждения  $LC$ -генератора гармонических колебаний.
5. Объясните принцип действия схемы  $LC$ -генератора гармонических колебаний с трансформаторной обратной связью.
6. Каковы особенности  $LC$ -генератора гармонических колебаний, построенного на интегральном операционном усилителе?
7. Каков принцип построения трехточечных схем  $LC$ -автогенератора гармонических колебаний?
8. Каково в общем плане построение схем  $RC$ -автогенератора гармонических колебаний?
9. Как строятся схемы  $RC$ -автогенераторов гармонических колебаний с  $\Gamma$ -образной  $RC$ -цепью обратной связи, с мостом Вина, с симметричным двойным  $T$ -образным мотом?
10. Каковы особенности схемы  $RC$ -автогенератора гармонических колебаний с мостом Вина, построенной на операционном усилителе?



## 4. ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

### 4.1. Выпрямители

#### 4.1.1. Структурная схема и основные параметры выпрямителя

Во многих электронных устройствах используется энергия постоянного тока. Преобразование переменного тока в постоянный осуществляется с помощью *выпрямителей*, использующих вентильные свойства электронных приборов. Основные элементы выпрямителя:

- 1) трансформатор, изменяющий величину переменного напряжения промышленной частоты в соответствии с необходимой величиной напряжения на выходе выпрямителя;
- 2) вентильная группа, преобразующая переменный ток в постоянный;
- 3) сглаживающий фильтр, необходимый для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения.

Структурная схема выпрямителя показана на рис. 4.1.

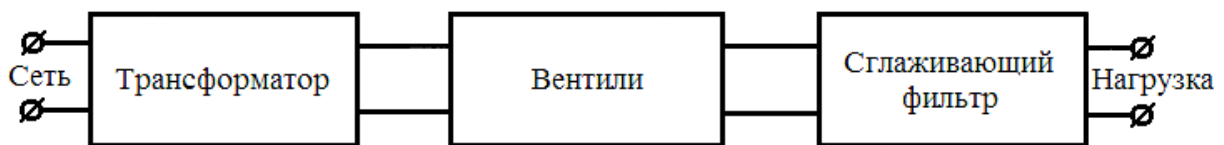


Рис. 4.1. Структурная схема выпрямителя

По числу фаз первичной обмотки трансформатора различают выпрямители однофазного и трехфазного тока. Мы будем рассматривать выпрямители однофазного тока, которые находят наибольшее применение.

Рассмотрим основные параметры выпрямителя. Выпрямленное напряжение  $u_0$  (или ток  $i_0$ ) является пульсирующим, т.е. представляет собой периодическую несинусоидальную функцию времени, которую можно разложить в ряд Фурье. Ряд Фурье содержит постоянную составляющую (среднее значение выпрямленного напряжения  $U_0$  или тока  $I_0$ ) и переменные составляющие – пульсации. Постоянная составляющая выпрямленного напряжения  $U_0$  (тока  $I_0$ ) является важнейшим параметром выпрямителя и может быть представлена графически высотой прямоугольника с основанием, равным длительности периода, и площадью, равной площади, ограниченной кривой выпрямленного напряжения.

Для характеристики степени сглаживания выпрямленного напряжения вводят параметр  $K_{\text{П}}$ , называемый коэффициентом пульсаций. Это есть отношение амплитуды максимальной переменной составляющей выпрямленного напряжения к его среднему значению. Чем меньше величина  $K_{\text{П}}$ , тем ближе форма кривой выпрямленного напряжения к прямой линии.

К другим параметрам выпрямителя относятся действующие значения токов и напряжений первичной и вторичной обмоток трансформатора, максимальное обратное напряжение на вентиле  $U_{\text{сбр max}}$ , максимальный ток вентилея  $I_{\text{в max}}$ .

#### 4.1.2. Схемы выпрямителей однофазного тока с активной нагрузкой

Анализ работы выпрямителей проведем при допущениях, что трансформатор и вентиль идеальны. Это означает, что:

- индуктивные сопротивления рассеяния и активные сопротивления обмоток трансформатора, а также сопротивление вентилея в прямом направлении равны нулю;
- обратное сопротивление вентилея бесконечно велико.

*Однополупериодная схема.* Простейшей выпрямительной схемой является однополупериодная схема (рис. 4.2, а). Она содержит трансформатор, в цепь вторичной обмотки которого включены последовательно вентиль и сопротивление нагрузки.

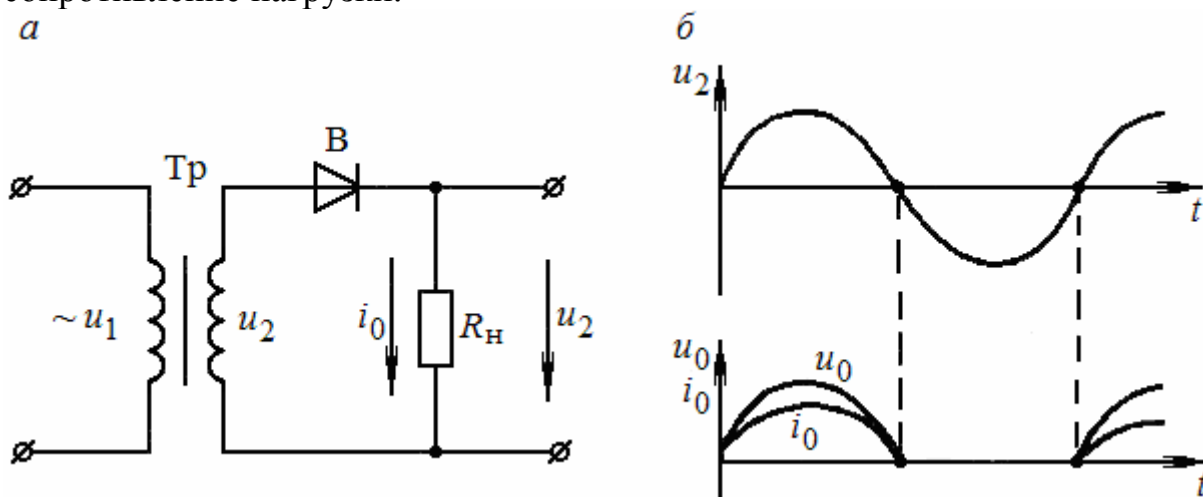


Рис. 4.2. Схема (а) и временные диаграммы напряжений и тока (б) однополупериодного выпрямителя

Рассмотрим работу схемы. При идеальном трансформаторе мгновенное значение эдс  $e_2$  вторичной обмотки трансформатора совпадает по величине и форме с напряжением на концах вторичной обмотки  $u_2$ . При синусоидальном напряжении  $u_1$  питающей сети напряжение на концах вторичной обмотки  $u_2$  также синусоидально (см. рис. 4.2, б). Так как в цепь вторичной обмотки трансформатора последовательно с нагрузкой включен идеальный вентиль, то при положительной полуволне напряжения  $u_2$  в нагрузке будет протекать ток, мгновенное значение которого определяется формулой  $i_0 = u_2/R_{\text{н}}$ . При обратной полярности напряжения  $u_2$  ток в нагрузке будет равен нулю. Схема обладает выпрямляющими свойствами. Форма кривой тока  $i_0$  показана на рис. 4.2, б. Когда вентиль проводит ток, к нагрузке прикладывается напряжение, представляющее собой положитель-

ные полуволны напряжения  $u_2$  (см. рис. 4.2, б), т.е.  $u_2 = i_0 R_H = u_0$ . Среднее значение выпрямленного напряжения на нагрузке

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2} U_2 \sin \omega t \, d\omega t = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} = 0,45 U_2,$$

где  $U_2$  – действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора. Среднее значение (постоянную составляющую) выпрямленного тока можно найти по формуле  $I_0 = U_0 / R_H$ .

Можно показать, что максимальный ток вентиля равен  $I_{B \max} = \pi I_0$ , максимальное обратное напряжение на вентиле  $U_{обр \max} = \pi U_0$ , а коэффициент пульсаций  $K_H = 1,57$ .

Большой коэффициент пульсаций является существенным недостатком однополупериодной схемы. К недостаткам этой схемы следует отнести также большие размеры трансформатора, вызванные плохим использованием его обмоток и вынужденным намагничиванием сердечника постоянной составляющей выпрямленного тока, большое обратное максимальное напряжение на вентиле и большой максимальный ток вентиля. Схема используется редко.

*Однофазная мостовая схема.* Эта схема наиболее распространена в радиоэлектронной технике. Схема содержит трансформатор и четыре вентиля, собранные по схеме моста. Питающее напряжение вторичной обмотки трансформатора включено в одну из диагоналей моста, а в другую включено сопротивление нагрузки (рис. 4.3, а).

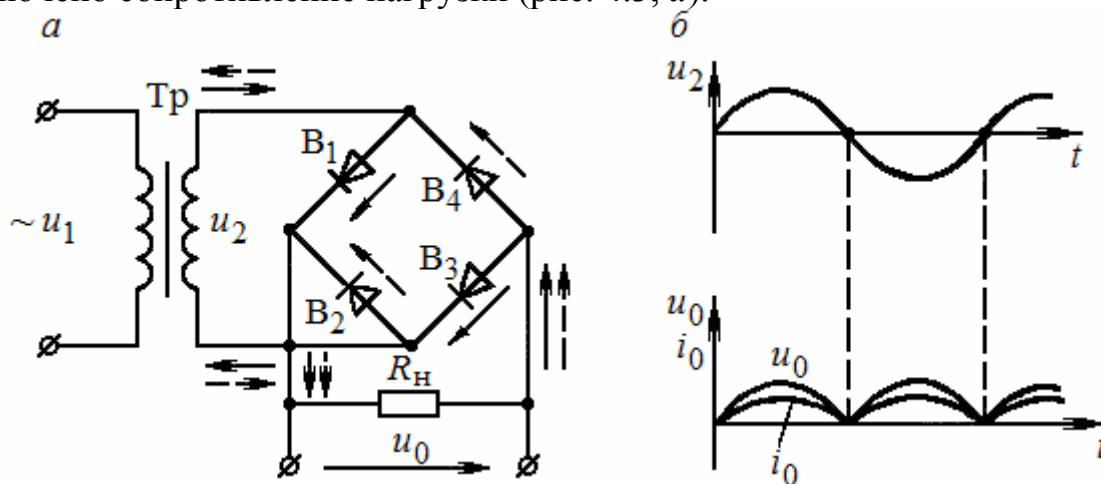


Рис. 4.3. Схема (а) и временные диаграммы напряжений и тока (б) однофазного мостового выпрямителя

Форма кривой напряжения вторичной обмотки трансформатора показана на рис. 4.3, б. При положительной полуволне напряжения  $u_2$  ток протекает через вентиль  $B_1$ , сопротивление нагрузки и вентиль  $B_3$  в направлении, показанном сплошными стрелками. Вентили  $B_2$  и  $B_4$  в этот момент тока не пропускают и находятся под обратным напряжением. Во второй полупериод ток протекает через вентиль  $B_2$ , сопротивление

нагрузки и вентиль  $B_4$  в направлении, указанном пунктирными стрелками. Вентили  $B_1$  и  $B_3$  в этот полупериод тока не пропускают. Из рассмотрения схемы видно, что направления токов, текущих через нагрузку в течение обоих полупериодов, совпадают. Форма кривой тока в нагрузке показана на рис. 4.3, б. Здесь же дана форма кривой напряжения на нагрузке  $u_0$ , представляющая собой полусинусоиды напряжения  $u_2$ . Происходит двухполупериодное выпрямление.

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_0 = 2 \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t \, d\omega t = \frac{2\sqrt{2} U_2}{\pi} = 0,9 U_2.$$

Ток вторичной обмотки трансформатора  $i_2$  протекает в течение всего периода, причем направление его меняется каждый полупериод. Следовательно, намагничивание сердечника постоянным током отсутствует.

Постоянная составляющая тока в нагрузке равна сумме средних токов вентилях, т.е.  $I_0 = 2I_{в0} = U_0/R_H$ .

Можно показать, что максимальный ток вентиля  $I_{в\max} = \frac{\pi}{2} I_0$ , максимальное обратное напряжение на вентиле  $U_{обр\max} = \frac{\pi}{2} U_0$ , коэффициент пульсаций  $K_{\Pi} = 0,67$ .

Мостовая схема выпрямления имеет следующие основные преимущества перед ранее рассмотренной схемой:

- меньше коэффициент пульсаций;
- малые размеры трансформатора вследствие хорошего использования его обмоток и отсутствия намагничивания сердечника постоянным током;
- вдвое меньшие параметры  $U_{обр\max}$  и  $I_{в\max}$ .

Недостаток схемы – наличие четырех вентилях.

### 4.1.3. Сглаживающие фильтры

Сглаживающие фильтры служат для уменьшения пульсаций напряжения на нагрузке. Отношение коэффициента пульсаций на выходе выпрямителя к коэффициенту пульсаций на нагрузке определяет степень сглаживания выпрямленного напряжения и называется коэффициентом сглаживания (фильтрации) фильтра  $K_c$ .

Простейшими сглаживающими фильтрами являются емкостный и индуктивный фильтры. Емкостный фильтр (рис. 4.4, а) (конденсатор  $C_{\phi}$ ) включается параллельно нагрузке и шунтирует ее для переменной составляющей тока (напряжения), а индуктивный фильтр (дроссель  $L_{\phi}$ ) включается последовательно с нагрузкой (см. рис. 4.4, б) и представляет собой большое сопротивление для переменной составляющей тока (напряжения).

Вследствие включения фильтров падение напряжения от переменной составляющей на сопротивлении нагрузки становится незначительным.

Рассмотрим работу однополупериодной и мостовой схем выпрямления с емкостным фильтром (см. рис. 4.4, в, д).

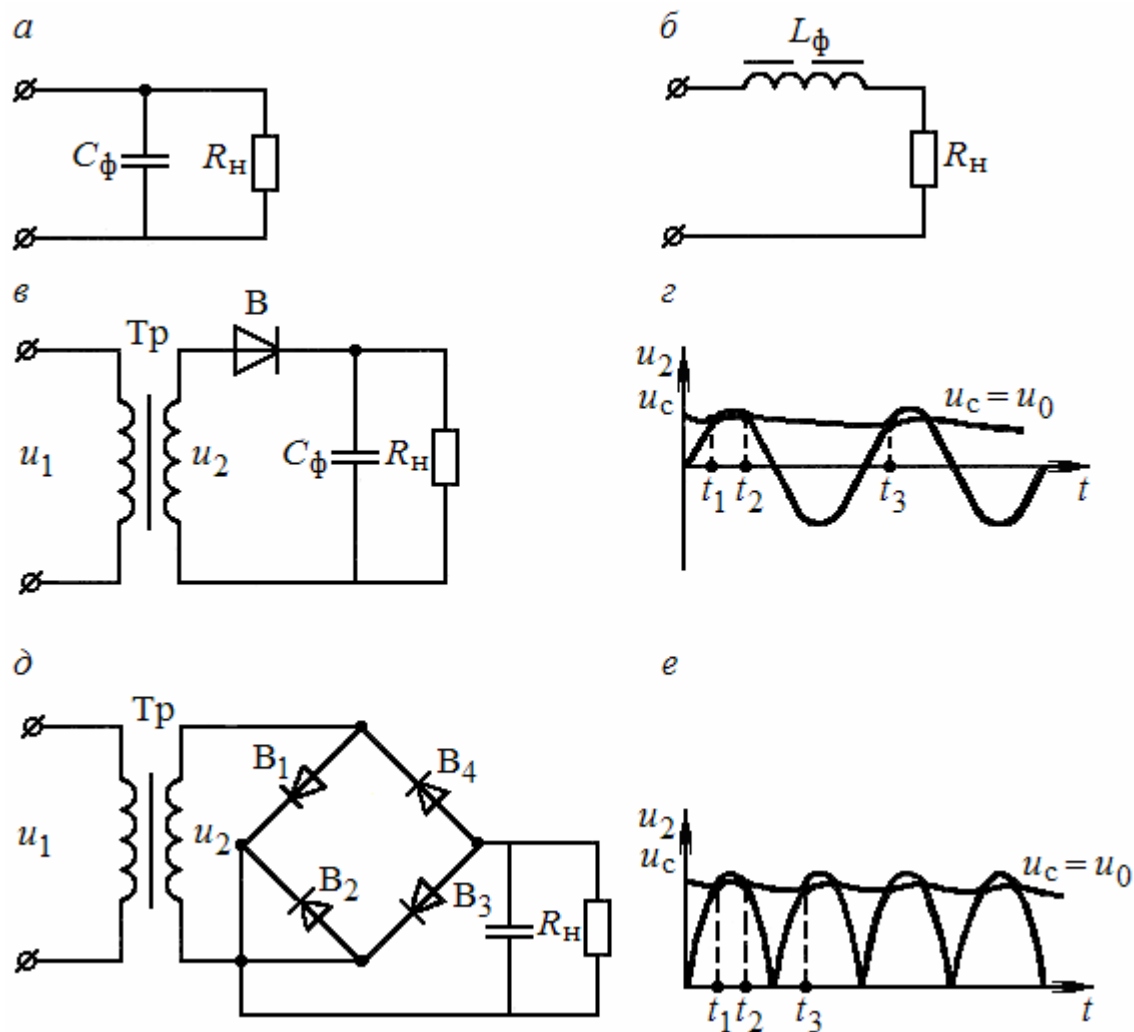


Рис. 4.4. Емкостный (а) и индуктивный (б) фильтры; схемы однополупериодного (в) и однофазного мостового (д) выпрямителей с емкостным фильтром и временные диаграммы напряжений для этих схем (г, е)

В однополупериодной схеме конденсатор  $C_\phi$  заряжается через вентиль в моменты времени, когда напряжение  $u_2$  на вторичной обмотке трансформатора положительно и превышает напряжение  $u_c$  на конденсаторе (см. рис. 4.4, г). Этому режиму соответствует интервал времени  $t_1 \dots t_2$ . В течение интервала времени  $t_2 \dots t_3$  вентиль закрыт, а конденсатор медленно разряжается через нагрузку с постоянной времени  $\tau = C_\phi R_H$ . При этом напряжение  $u_c = u_0$  снижается до некоторого значения. Начиная с момента времени  $t_3$  напряжение  $u_c$  становится меньше, чем положительное напряжение

$u_2$ . Вентиль открывается, конденсатор  $C_\phi$  начинает заряжаться, и процессы повторяются. Как показывают временные графики (см. рис. 4.4,  $z$ ), при включении емкостного фильтра напряжение  $u_0 = u_c$  не уменьшается до нуля, а пульсирует в некоторых пределах, увеличивая среднее значение выпрямленного напряжения.

В двухполупериодной мостовой схеме выпрямления с емкостным фильтром происходят аналогичные процессы. Только конденсатор  $C_\phi$  подзаряжается в два раза чаще (см. рис. 4.4,  $e$ ), и выпрямленное напряжение ближе по форме к постоянному.

Для еще большего снижения пульсаций применяют более сложные сглаживающие фильтры. Основными требованиями, предъявляемыми к сглаживающему фильтру, являются максимальное уменьшение переменной составляющей и минимальное уменьшение постоянной составляющей выпрямленного напряжения. Последнее связано с тем, что фильтр включается между выпрямителем и нагрузкой и через него проходит весь ток нагрузки. При этом одновременно с уменьшением переменной составляющей уменьшается и постоянная составляющая выпрямленного напряжения. Для выполнения указанных требований служат сглаживающие фильтры с различными комбинациями реактивных элементов ( $L$  и  $C$ ) (рис. 4.5,  $a, б$ ). В маломощных выпрямителях используются  $RC$ -фильтры, размеры которых меньше (см. рис. 4.5,  $в, z$ ). Чаще других применяются  $\Pi$ -образные фильтры (см. рис. 4.5,  $б, z$ ).

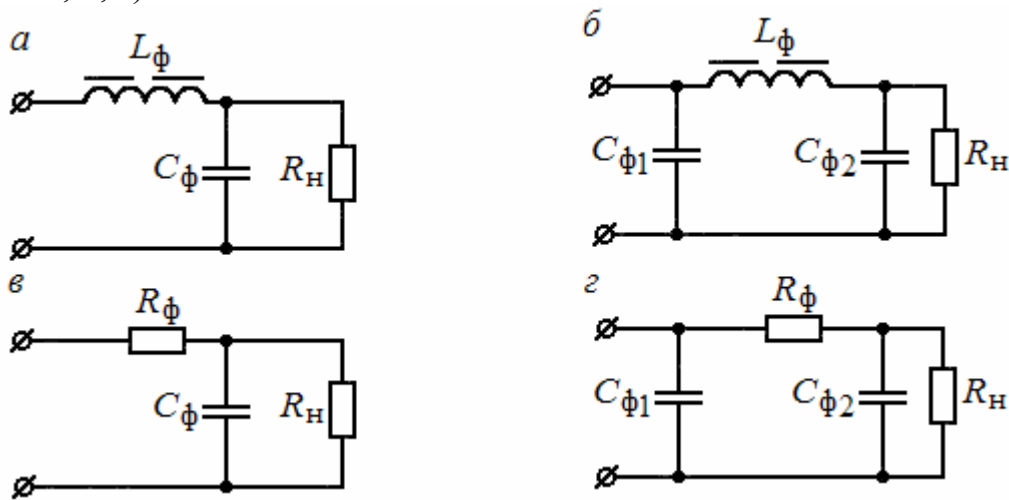


Рис. 4.5. Схемы сглаживающих фильтров:  
 $a, в$  –  $\Gamma$ -образные фильтры,  $б, z$  –  $\Pi$ -образные фильтры

#### 4.1.4. Выпрямители с умножением напряжения

Выпрямители с умножением напряжения позволяют получать выпрямленное напряжение на нагрузке, в несколько раз большее напряжения вторичной обмотки трансформатора. Различают *последовательную* и *параллельную* схемы выпрямителя с умножением напряжения.

Параллельная схема выпрямителя с удвоением напряжения (рис. 4.6, а) состоит из двух однополупериодных выпрямительных схем, каждая из которых нагружена на свой конденсатор. Каждый из вентилях схемы проводит ток поочередно, заряжая соответственно конденсатор  $C_1$  в первый полупериод и конденсатор  $C_2$  во второй полупериод. Когда вентиль  $B_1$  ( $B_2$ ) закрыт, конденсатор  $C_1$  ( $C_2$ ) частично разряжается через открытый вентиль  $B_2$  ( $B_1$ ) и нагрузку. Когда закрыты оба вентиля, оба конденсатора частично разряжаются через нагрузку. Напряжение на нагрузке равно сумме напряжений конденсаторов (рис. 4.6, б), т.е.  $u_0 = u_{c1} + u_{c2}$ , и по величине оказывается близким к удвоенной амплитуде напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

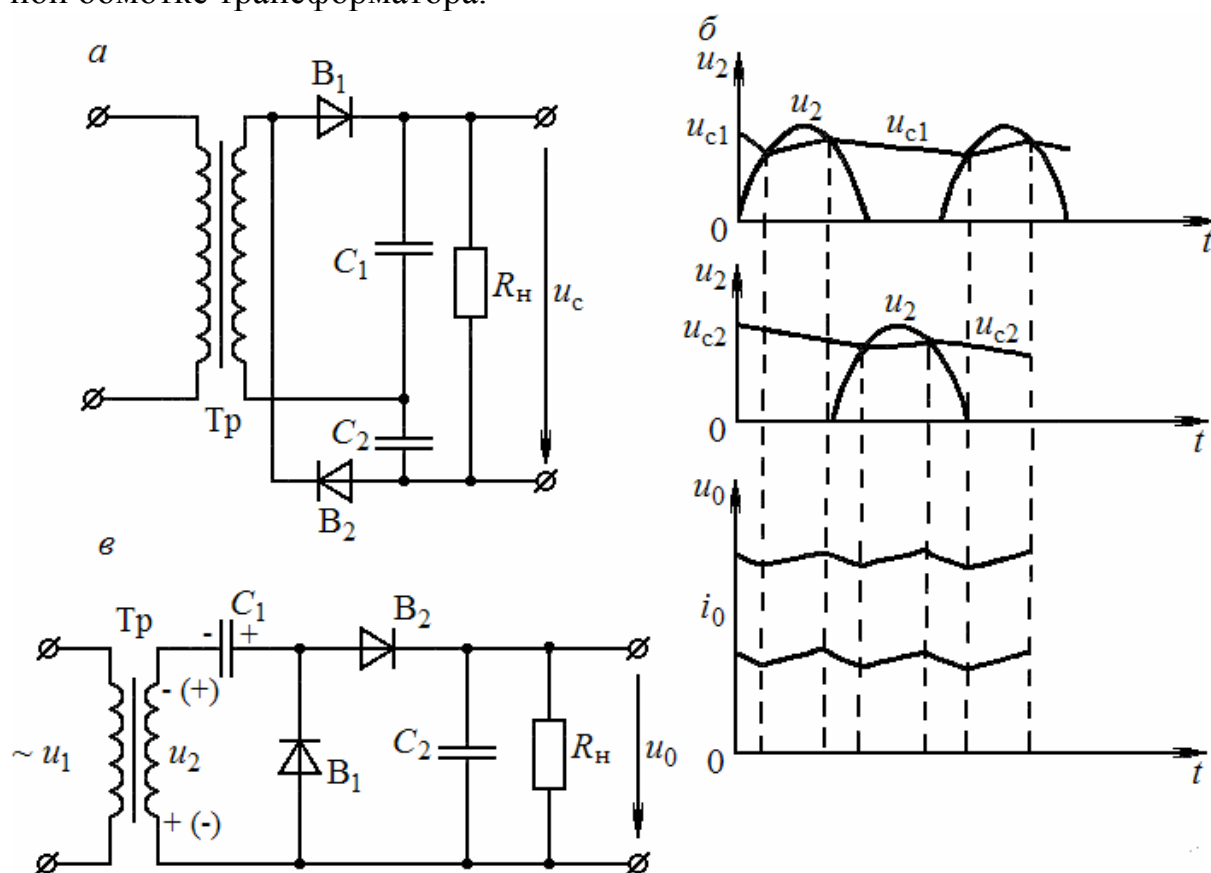


Рис. 4.6. Схемы выпрямителя с удвоением напряжения

Последовательная схема выпрямителя с удвоением напряжения состоит также из двух однополупериодных выпрямительных схем, каждая из которых нагружена на свой конденсатор (рис. 4.6, в). В параллельной схеме нагрузка включается параллельно двум последовательно соединенным конденсаторам  $C_1$  и  $C_2$ , а в последовательной схеме – параллельно конденсатору  $C_2$ . В один из полупериодов, когда нижний конец вторичной обмотки трансформатора является положительным (рис. 4.6, в), ток проходит через вентиль  $B_1$  и заряжает конденсатор  $C_1$ . В это время вентиль  $B_2$  закрыт. В следующий полупериод напряжение вторичной обмотки трансформато-

ра суммируется с напряжением на конденсаторе  $C_1$ , разряжающемся через нагрузку. Эта сумма напряжений заряжает конденсатор  $C_2$  через вентиль  $V_2$ . В результате напряжение на конденсаторе  $C_2$  или на нагрузке будет примерно равно удвоенному амплитудному значению напряжения на вторичной обмотке трансформатора. Если параллельная схема осуществляет двухполупериодное выпрямление, то последовательная схема – однополупериодное выпрямление. На основе рассмотренных схем можно получить умножение напряжения в 3 и более раз.

## 4.2. Стабилизаторы напряжения постоянного тока

Постоянное напряжение, снимаемое с выхода выпрямителя, вследствие изменений амплитуды напряжения на входе выпрямителя, сопротивления нагрузки и других причин может менять свою величину. Для стабильности работы радиоэлектронных устройств необходимо, чтобы величина постоянного напряжения питания была практически неизменной. Подобное требование выполняется за счет включения стабилизатора напряжения.

Различают стабилизаторы напряжения постоянного и переменного тока.

Рассмотрим стабилизаторы напряжения постоянного тока, которые включаются между выпрямителем и потребителем энергии.

Стабилизаторы напряжения постоянного тока характеризуются следующими основными параметрами:

а) частным коэффициентом стабилизации по напряжению

$$K_{CT} = \frac{\Delta u_{ВХ}}{u_{ВХ}} : \frac{\Delta u_{ВЫХ}}{u_{ВЫХ}} ;$$

б) сопротивлениями выхода постоянному и переменному току

$$R_{ВЫХ.стат} = \frac{U_{ВЫХ}}{I_{ВЫХ}} ; R_{ВЫХ.дин} = \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{\Delta I_{ВЫХ}} .$$

Различают стабилизаторы напряжения постоянного тока двух типов: параметрические и компенсационные.

**Параметрический стабилизатор.** Схема параметрического стабилизатора напряжения приведена на рис. 4.7, а. В схеме полупроводниковый стабилитрон включен параллельно нагрузке. Для создания необходимого режима работы стабилитрона в стабилизатор включают балластный резистор  $R_6$ .

Принцип действия параметрического стабилизатора можно пояснить с помощью рис. 4.7, б, на котором изображены вольтамперная характеристика полупроводникового стабилитрона и нагрузочная прямая (прямая 1),



позволяющие графически решить уравнение электрического состояния цепи стабилизатора напряжения  $U_{\text{вх}} = U_{\text{ст}} + R_{\text{б}}I_{\text{ст}}$  при условии  $I_{\text{ст}} \gg I_{\text{н}}$  (ток нагрузки), что соответствует лучшей работе стабилизатора. Если напряжение  $U_{\text{вх}}$ , подаваемое на вход стабилизатора, увеличится на  $\Delta U_{\text{вх}}$  из-за повышения, например, напряжения сети, то нагрузочная прямая переместится параллельно самой себе и займет положение прямой 2, что соответствует большему току стабилитрона  $I_{\text{ст}}$  и напряжению на стабилитроне  $U_{\text{ст1}}$ . Из рис. 4.7, б видно, что напряжение  $U_{\text{ст}} \approx U_{\text{ст1}}$ , т.е. напряжение на стабилитроне (на выходе), останется практически неизменным, а избыточное входное напряжение выделится на резисторе  $R_{\text{б}}$ . Напряжение на стабилитроне останется неизменным также при изменениях нагрузочного тока.

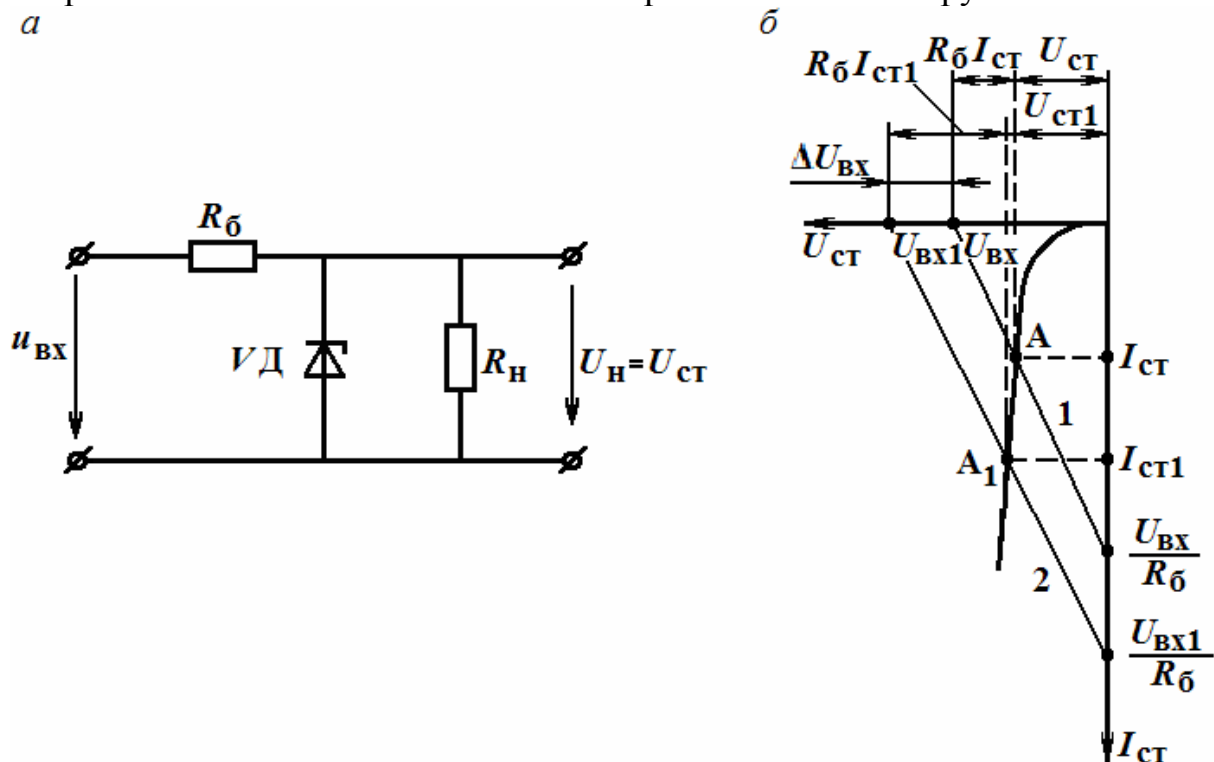


Рис. 4.7. Схема параметрического стабилизатора напряжения (а); к пояснению принципа действия схемы стабилизатора (б)

Обычно  $K_{\text{ст}}$  схемы не превышает 20...50. Преимущества параметрических стабилизаторов – простота конструкций и надежность работы, недостаток – низкий коэффициент стабилизации и к.п.д.

**Компенсационный стабилизатор** лишен перечисленных выше недостатков. Различают компенсационные стабилизаторы последовательного и параллельного типов. Стабилизаторы параллельного типа имеют меньший к.п.д. и применяются реже, чем стабилизаторы последовательного типа.

Рассмотрим компенсационный стабилизатор последовательного типа (рис. 4.8.). В схеме используются два транзистора: регулируемый транзистор  $VT_1$  и регулирующий транзистор  $VT_2$ . На транзисторе  $VT_2$  собран

усилитель постоянного тока. Выходное напряжение данного стабилизатора равно разности между его входным напряжением  $U_{\text{вх}}$  и падением напряжения на транзисторе  $VT_1$ :

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - \Delta U.$$

При увеличении напряжения  $U_{\text{вх}}$  повышается напряжение  $U_{\text{вых}}$ . Часть напряжения  $U_{\text{вых}}$ , равного  $\beta U_{\text{вых}}$  ( $\beta$  – коэффициент деления делителя  $R_1, R_2, R_3$ ), сравнивается с опорным напряжением  $U_{\text{оп}}$ , создаваемым с помощью стабилитрона. Так как при увеличении  $U_{\text{вх}}$  напряжение  $U_{\text{оп}}$  остается постоянным, а напряжение  $\beta U_{\text{вых}}$  увеличивается, напряжение между базой и эмиттером транзистора  $VT_2$  становится более отрицательным. При этом ток коллектора транзистора  $VT_2$  увеличивается, напряжение между базой и коллектором транзистора  $VT_1$  возрастает, а следовательно, потенциал базы транзистора  $VT_1$  становится более положительным. Ток коллектора транзистора  $VT_1$  уменьшается, что равносильно увеличению его сопротивления. Падение напряжения на этом транзисторе  $\Delta U$  увеличивается, а напряжение  $U_{\text{вых}}$  приобретает значение, близкое к номинальному.

Коэффициент  $K_{\text{ст}}$  в компенсационных стабилизаторах может достигать нескольких тысяч, а к.п.д. – 70 %.

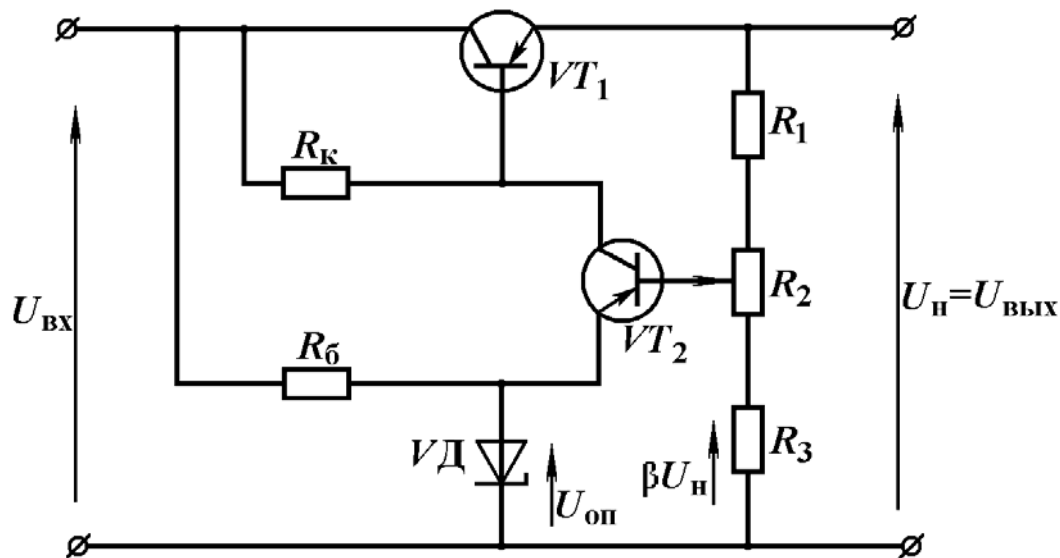


Рис. 4.8. Схема компенсационного стабилизатора напряжения последовательного типа

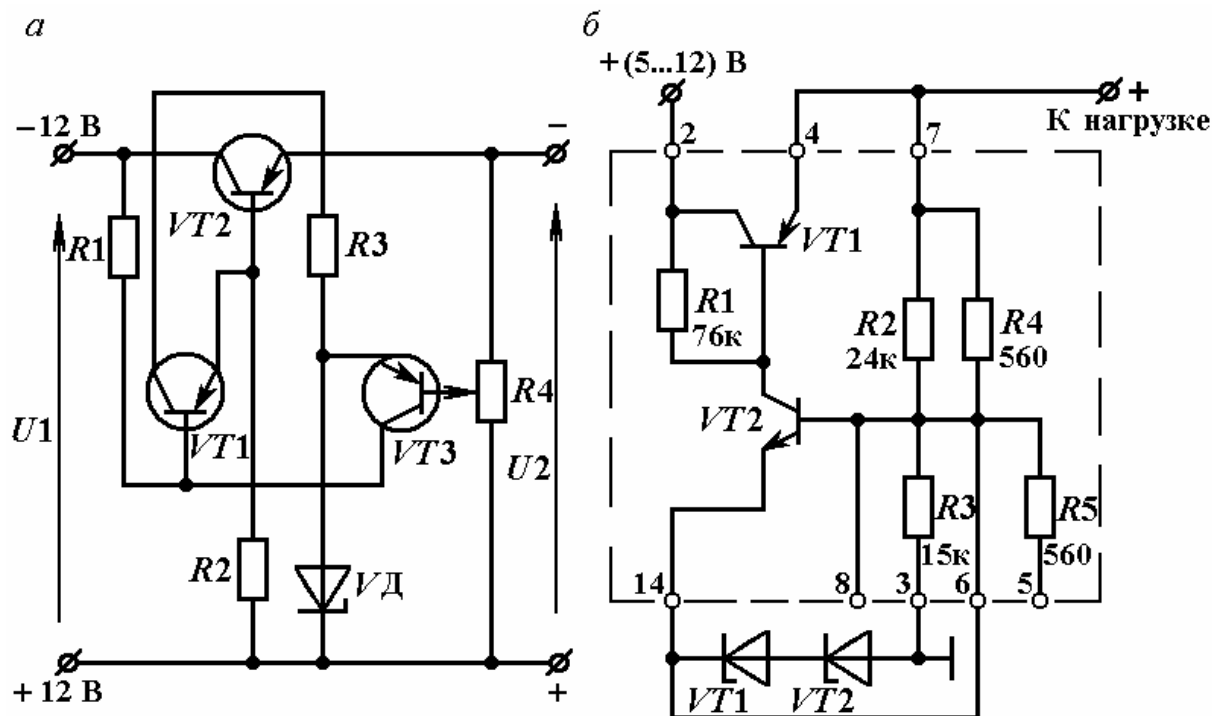


Рис. 4.9. Схемы компенсационных стабилизаторов напряжения:  
*a* – из радиоэлектронного изделия;  
*б* – на интегральной микросхеме типа К2ПП241

На рис. 4.9, *a* изображен компенсационный стабилизатор напряжения из электронного устройства автоматики. Схема стабилизатора аналогична рассмотренной ранее схеме. Только усиленное напряжение разбаланса с выхода усилителя постоянного тока поступает на вход эмиттерного повторителя, собранного на транзисторе  $VT_1$ , а с выхода эмиттерного повторителя (резистор  $R_2$ ) напряжение разбаланса подается на вход мощного регулируемого транзистора  $VT_2$ . Следует отметить, что в этой схеме усилитель постоянного тока, собранный на транзисторе  $VT_3$ , обеспечивает большое усиление по напряжению, так как имеет высокоомную нагрузку (резистор  $R_1$  и вход эмиттерного повторителя). Эмиттерный повторитель осуществляет дополнительное усиление сигнала разбаланса по мощности.

На рис. 4.9, *б* изображена схема компенсационного стабилизатора напряжения, собранного на интегральной микросхеме типа К2ПП241. Схема стабилизатора аналогична схеме, изображенной на рис. 4.8. В состав собственно микросхемы (обведена пунктиром) входят усилитель постоянного тока на транзисторе  $VT_2$  и регулируемый элемент на транзисторе  $VT_1$ . Опорные элементы – стабилитроны – являются навесными. Входными зажимами микросхемы являются выводы 2 и 3, выходными – 7 (или 4) и 3.

В последнее время для повышения коэффициента стабилизации вместо усилителя на транзисторе  $VT_2$  в стабилизаторе применяется интегральный операционный усилитель (рис. 4.10), коэффициент усиления которого много больше коэффициента усиления усилителя на транзисторе

$VT_2$ . Это позволяет получить коэффициент стабилизации, равный нескольким тысячам и уменьшить изменения выходного напряжения.

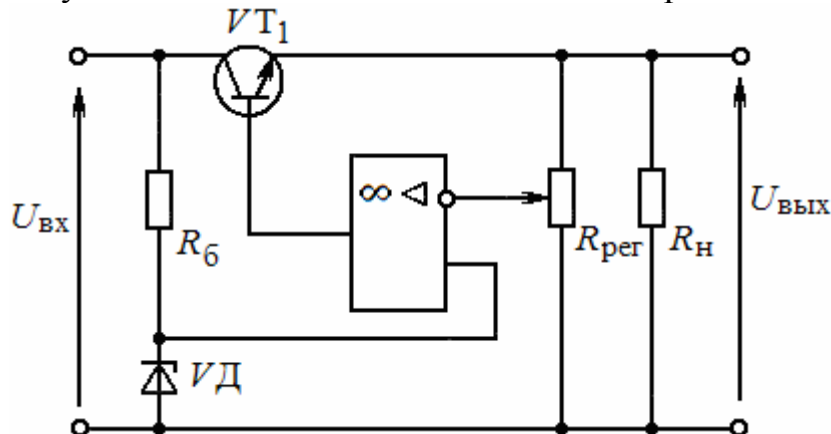


Рис. 4.10. Схема компенсационного стабилизатора напряжения последовательного типа на операционном усилителе

### Вопросы для самоконтроля

1. Каковы преимущества однофазной мостовой схемы выпрямителя перед однополупериодной схемой?
2. Объяснить работу однофазной мостовой схемы выпрямителя без фильтра и с емкостным фильтром.
3. Каково построение схем выпрямителей с умножением напряжения?
4. Каков принцип действия параметричного стабилизатора напряжения постоянного тока?
5. Каков принцип действия компенсационного стабилизатора напряжения постоянного тока последовательного типа?
6. Как построена схема компенсационного стабилизатора напряжения постоянного тока последовательного типа на операционном усилителе?

## 5. ИМПУЛЬСНЫЕ И ЦИФРОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

### 5.1. Формирование импульсов

#### 5.1.1. Формирование импульсов с помощью линейной электрической цепи $RC$

##### Переходные процессы в цепи $RC$

Стационарные значения токов и напряжений устанавливаются немедленно вслед за подключением к электрической цепи внешнего источника. Если в цепи имеются реактивные элементы, то после подключения источника в электрическом поле конденсатора и в магнитном поле катушки начинает накапливаться энергия. Пока эта энергия не достигнет стационарного значения, в цепи будут существовать переходные процессы. Энергия электрического поля конденсатора  $W_c = CU^2/2$ ; энергия магнитного поля катушки индуктивности  $W_L = LI^2/2$ . Напряжение на конденсаторе  $U_c$  и ток  $I$ , протекающий через катушку индуктивности, скачкообразно изменяться не могут.

Рассмотрим переходные процессы, возникающие при включении источника постоянного напряжения  $E$  в цепи, состоящей из резистора и конденсатора (рис. 5.1, *a*).

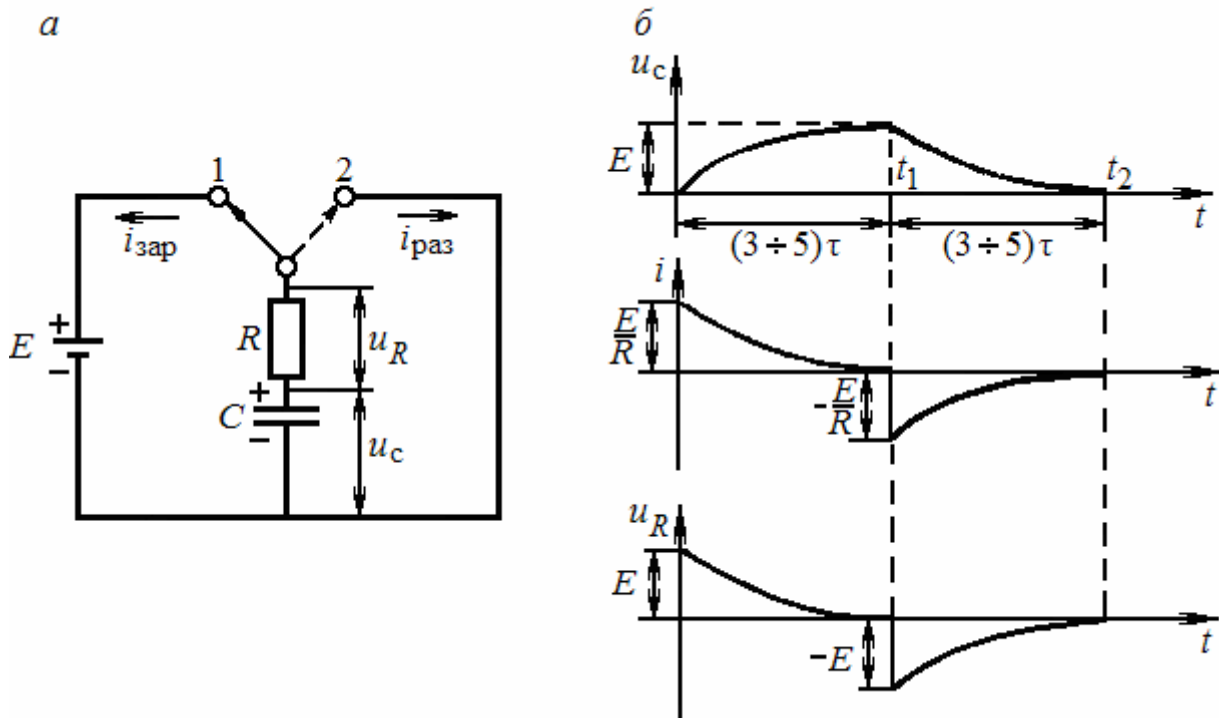


Рис. 5.1. Переходные процессы в цепи  $RC$ :  
*a* – схема цепи; *б* – временные графики напряжений на элементах и тока в цепи

Предположим, что конденсатор  $C$  полностью разряжен. Замкнем ключ  $K$  в положение 1. По цепи пойдет ток заряда  $i_{\text{зар}}$  (см. рис. 5.1, а). В процессе заряда конденсатора по закону Кирхгофа

$$u_c + u_R = E,$$

где  $u_c$  – напряжение на конденсаторе;  $u_R$  – напряжение на резисторе. Так как напряжение  $u_c$  не может изменяться скачком, то в момент включения все напряжение источника выделяется на резисторе, то есть при  $t = 0$   $u_c = 0$ ,  $u_R = E$ . При этом ток заряда имеет максимальное значение  $i_{\text{зар}} = E/R$ . Поскольку напряжение  $u_R = i_{\text{зар}}R$ , то в общем случае ток заряда

$$i_{\text{зар}} = \frac{E - u_c}{R}.$$

По мере заряда конденсатора напряжение  $u_c$  возрастает, стремясь к напряжению источника  $E$ . При этом ток  $i_{\text{зар}}$  и напряжение  $u_R$  уменьшаются, стремясь к нулю.

Так как ток, проходящий через конденсатор,

$$i_{\text{зар}} = C \frac{du_c}{dt},$$

$$u_c + u_R = u_c + RC \frac{du_c}{dt} = E.$$

Решение этого уравнения относительно  $u_c$  имеет вид  $u_c = E \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$ ,

где  $e$  – основание натурального логарифма;

$\tau = RC$  – постоянная времени цепи заряда конденсатора.

Тогда

$$u_R = E - u_c = E e^{-\frac{t}{\tau}}; \quad i_{\text{зар}} = \frac{u_R}{R} = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Зависимости  $i_{\text{зар}}$ ,  $u_R$ ,  $u_c$  от времени называют **экспонентами** (см. рис.

5.1, б), так как величина  $e^{-\frac{t}{\tau}}$  является экспоненциальной функцией. Скорость процесса заряда конденсатора определяется параметром  $\tau$ . Чем меньше параметр  $\tau$ , тем быстрее зарядится конденсатор. Из формул видно, что ток  $i_{\text{зар}}$  и напряжение  $u_R$  спадут до нуля, а напряжение  $u_c$  сделается равным  $E$  через бесконечно большое время  $t = \infty$ . Однако на практике переходный процесс считается законченным при  $u_c = (0,95 \dots 0,99)E$ . Это произойдет соответственно через время  $t = (3 \dots 5)\tau$ .

Если после окончания переходного процесса заряда конденсатора (в момент времени  $t_1$ ) замкнуть ключ в положение 2, то заряженный кон-

денсатор окажется замкнутым на резистор  $R$  и в цепи будет протекать ток разряда  $i_{\text{зар}}$ .

Применим к рассматриваемой цепи закон Кирхгофа. Тогда

$$u_c + u_R = 0; \quad u_R = -u_c.$$

Так как напряжение  $u_R = i_{\text{зар}}R$ , то

$$i_{\text{раз}} = -\frac{u_c}{R}.$$

Знак минус показывает, что ток  $i_{\text{зар}}$  протекает через резистор в направлении, обратном току  $i_{\text{зар}}$ .

По мере разряда напряжение  $u_c$ , ток  $i_{\text{зар}}$  и напряжение  $u_R$  уменьшаются, стремясь к нулю.

Поскольку ток разряда

$$i_{\text{раз}} = C \frac{du_c}{dt},$$

то

$$u_c + u_R = u_c RC \frac{du_c}{dt} = 0.$$

Решив это уравнение, получим:

$$u_c = E e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Отсюда

$$u_R = -u_c = -E e^{-\frac{t}{\tau}}; \quad i_{\text{раз}} = -\frac{u_c}{R} = -\frac{E}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Указанные зависимости графически представлены на рис. 5.1, б. Чем меньше параметр  $\tau$ , тем быстрее разрядится конденсатор. Переходный процесс закончится, когда конденсатор полностью разрядится. Из последних формул видно, что это произойдет лишь при  $t = \infty$ . Условно считают, что переходный процесс разряда конденсатора закончится, когда  $u_c = (0,05 \dots 0,01)E$ . Это произойдет соответственно за время  $t = (3 \dots 5)\tau$ .

### **Дифференцирующая, интегрирующая, переходная цепи $RC$**

*Дифференцирующей* называют цепь, напряжение на выходе которой пропорционально производной по времени от входного напряжения. Такие цепи используются для получения коротких остроконечных импульсов.

Дифференцирование может осуществляться при помощи цепей, состоящих из резистора и индуктивности (цепи  $RL$ ), в которых выходное напряжение снимается с индуктивности. Практически значительно чаще применяют более простые дифференцирующие цепи  $RC$ .

Дифференцирующая цепь  $RC$  приведена на рис. 5.2, *а*. Пусть на вход цепи поступает прямоугольный импульс с амплитудой  $U_m$ , длительность которого  $t_{и}$  гораздо больше постоянной **времени** цепи  $\tau$ . Поскольку конденсатор не может мгновенно изменить запас своей энергии, за время действия переднего фронта входного импульса напряжение на нем останется равным нулю. Следовательно, все приложенное к цепи напряжение выделится на резисторе  $R$  (см. рис. 5.2, *б*), т.е. на выходе. За время действия импульса конденсатор заряжается, напряжение на нем  $u_c$  возрастает, а напряжение на выходе цепи  $u_{\text{ВЫХ}} = u_R = u_{\text{ВХ}} - u_c$  убывает по экспоненциальному закону. Так как  $\tau \ll t_{и}$ , то конденсатор успеет полностью разрядиться (за время  $5\tau$ ) и напряжение  $u_c$  будет равно напряжению  $u_{\text{ВХ}}$  еще до окончания входного импульса. При этом напряжение на резисторе  $u_R = u_{\text{ВЫХ}} = 0$ .

По окончании входного импульса, когда напряжение  $u_{\text{ВХ}}$  становится равным нулю, заряженный конденсатор подключается к резистору  $R$  (через сопротивление источника импульсов) и начинает разряжаться через него. При этом  $u_{\text{ВЫХ}}$  изменяется по экспоненциальному закону от  $-U_m$  до нуля на время  $5\tau$ .

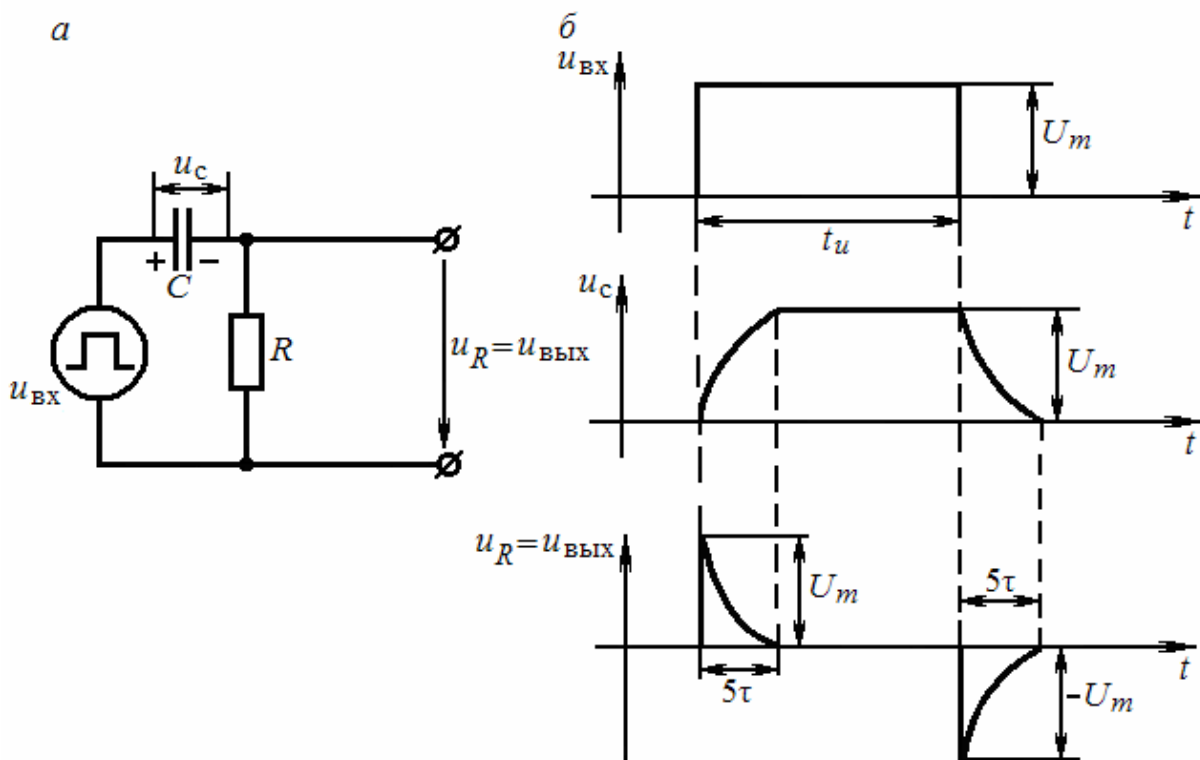


Рис. 5.2. Дифференцирующая цепь  $RC$ :  
*а* – схема; *б* – временные графики напряжений на элементах цепи

Таким образом, напряжение, снимаемое с цепи  $RC$ , имеет вид остроконечных импульсов разной полярности (см. рис. 5.2, *б*),



Ток в цепи

$$i = C \frac{du_c}{dt}.$$

Поэтому

$$u_{\text{ВЫХ}} = u_R = iR = CR \frac{du_c}{dt}.$$

При малых значениях  $R$  и  $C$  ( $\tau \ll t_{\text{и}}$ ) напряжения  $u_c$  и  $u_{\text{ВХ}}$  достаточно близки. Тогда

$$u_{\text{ВЫХ}} \approx CR \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt},$$

то есть цепь, содержащая  $C$  и  $R$ , при  $\tau \ll t_{\text{и}}$  является дифференцирующей. Чем меньше постоянная времени цепи  $\tau$ , тем быстрее заряжается и разряжается конденсатор и тем меньшую длительность имеют выходные импульсы, тем более они остроконечны. Используются остроконечные импульсы весьма широко и, в частности, для запуска импульсных устройств.

До сих пор нами рассматривалась идеализированная цепь  $RC$ , где не учитывались внутреннее сопротивление генератора импульсов  $R_i$  и емкость последующего устройства  $C_n$ . Наличие внутреннего сопротивления  $R_i$  приводит к тому, что напряжение на выходе уменьшается. Кроме того, возрастает постоянная времени цепи  $\tau = C(R + R_i)$ , что приводит к растягиванию импульса во времени. Влияние емкости  $C_n$  шунтирующей выход цепи, сказывается на завале переднего фронта выходного импульса (напряжение на емкости  $C_n$  не может изменяться скачком). Кроме того, уменьшается амплитуда импульса, так как перепад входного напряжения делится между емкостями  $C_n$  и  $C$ . Наконец, присутствие емкости  $C_n$  увеличивает постоянную времени, определяющую спад выходного импульса, то есть приводит к удлинению импульса.

Таким образом, наличие  $R_i$  и  $C_n$  неблагоприятно сказывается на выходном импульсе: уменьшается его амплитуда, увеличивается длительность, искажается передний фронт.

Для уменьшения влияния  $R_i$  и  $C_n$  параметры дифференцирующей цепи выбирают так, чтобы выполнялись неравенства:  $R > R_i$ ;  $C > C_n$ . Входное сопротивление последующего каскада включено параллельно резистору  $R$ , и, поскольку оно обычно значительно больше сопротивления резистора  $R$ , его можно не учитывать.

Для интегрирования применяются цепи, состоящие из резистора и конденсатора (цепи  $RC$ ). Цепи  $RL$  для интегрирования не применяются, так как межвитковая емкость и активное сопротивление катушки индуктивности ухудшают качество интегрирования.

**Интегрирующей** называют цепь, напряжение на выходе которой пропорционально интегралу по времени от входного напряжения. В

используемой для интегрирования цепи  $RC$  выходное напряжение снимается с емкости (рис. 5.3, *a*), а постоянная времени  $\tau$  выбирается много больше длительности входного импульса  $t_{и}$ .

При воздействии на вход интегрирующей цепи прямоугольного импульса (см. рис. 5.3, *б*) начинается медленный экспоненциальный заряд конденсатора  $C$ , который продолжается все время действия импульса  $t_{и}$ . За время  $t_{и}$  напряжение  $u_c = u_{\text{ВЫХ}}$  возрастает до небольшой величины  $U_{mc}$ , а напряжение  $u_R$  уменьшится на эту величину. В момент окончания импульса начинается медленный экспоненциальный разряд конденсатора  $C$ . На резисторе возникает отрицательный скачок напряжения, равный  $U_{mc}$  (см. рис. 5.3, *б*). Таким образом, интегрирующая цепь удлинняет импульс. Напряжение  $u_c = u_{\text{ВЫХ}}$  имеет вид пилообразного импульса. Напряжение  $u_R$  близко по форме к входному импульсу. Чем больше постоянная времени цепи  $\tau$ , тем более длинным по времени получается импульс на выходе цепи, тем более линейными оказываются фронт и срез этого импульса, но амплитуда его при этом уменьшается, ибо конденсатор меньше успевает зарядиться за время  $t_{и}$ ; при этом напряжение  $u_R$  более приближается по форме к входному импульсу. Ток в цепи  $i$  и напряжение  $u_c$  соответственно равны:

$$i = \frac{u_R}{R}; \quad u_c = \frac{1}{C} \int idt = \frac{1}{RC} \int u_R dt.$$

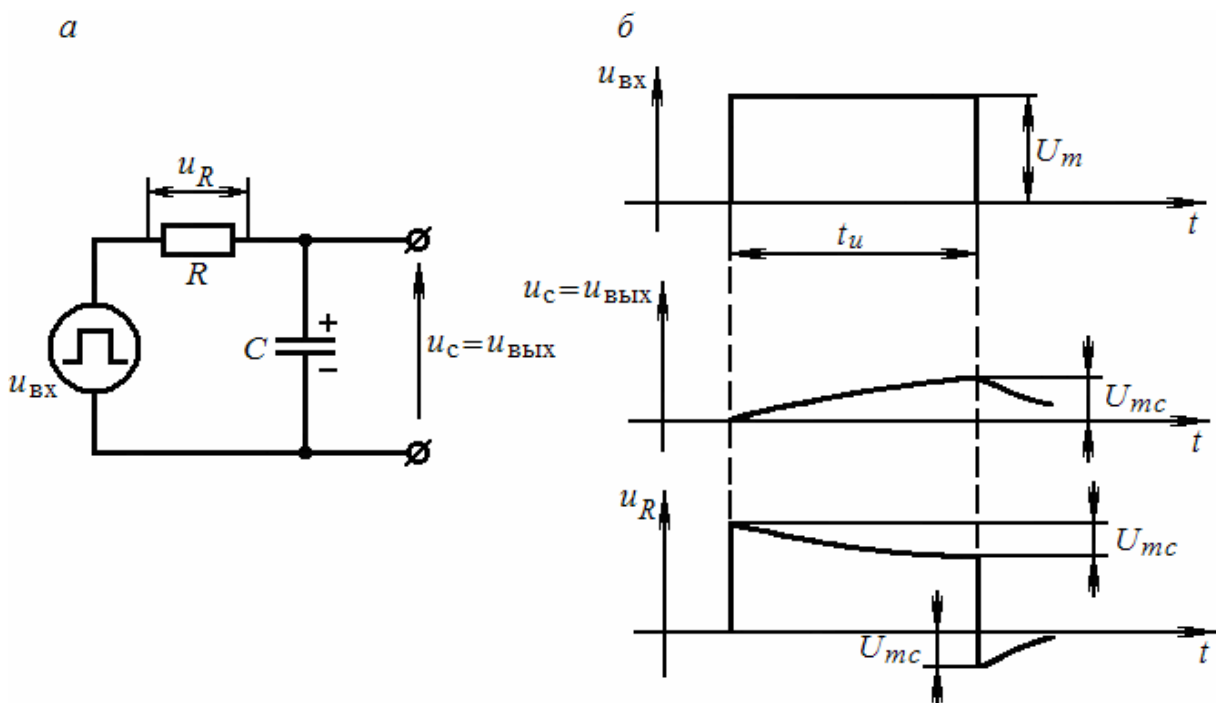


Рис. 5.3. Интегрирующая цепь  $RC$ :  
*a* – схема; *б* – временные графики напряжений на элементах цепи

Поскольку при  $t_{и} \ll \tau$   $u_{вх} \approx u_R$ , то  $u_c = u_{вых} \approx \frac{1}{RC} \int u_{вх} dt$ . Поэтому цепь  $RC$  с большой постоянной времени, у которой напряжение снимается с конденсатора, является интегрирующей.

Интегрирующая цепь широко используется в генераторах пилообразного напряжения.

Если для цепи  $RC$  выполняется условие  $\tau \gg t_{и}$  и выходное напряжение снимается с резистора, то такая цепь (рис. 5.4, а) называется переходной (разделительной). Как уже отмечалось, напряжение  $u_R$  ( $u_{вых}$ ) при  $\tau \gg t_{и}$  близко по форме ко входному. Переходная цепь применяется в многокаскадных усилителях, где разделяет каскады, чтобы постоянное напряжение с выхода предшествующего каскада не было приложено ко входу последующего каскада.

Рассмотрим воздействие на переходную цепь последовательности положительных импульсов (см. рис. 5.4, б) с невысокой скважностью, т.е.  $\tau \gg T_c$  (период следования импульсов). Скважность – отношение периода к длительности импульсов.

При поступлении первого входного импульса конденсатор начинает заряжаться под действием полного напряжения  $U_m$ . Так как  $\tau \gg t_{и}$ , то к моменту окончания этого импульса напряжение на конденсаторе нарастает до небольшой величины  $U_{mc1}$ , а напряжение  $u_R = u_{вых}$  уменьшается от значения  $U_m$  на величину  $U_{mc1}$  (см. рис. 5.4, б). С начала первой паузы конденсатор разряжается, и напряжение на нем экспоненциально уменьшается от значения  $U_{mc1}$ , т.е. разряд происходит под действием значительно меньшего напряжения, чем заряд.

Из-за этого, а также потому, что  $\tau \gg T_c$ , конденсатор не успевает полностью разрядиться и к моменту поступления второго импульса на нем остается некоторое напряжение  $U_{ост1}$ . В начале разряда  $u_R = -U_{mc1}$ , в конце разряда  $u_R = -U_{ост1}$ .

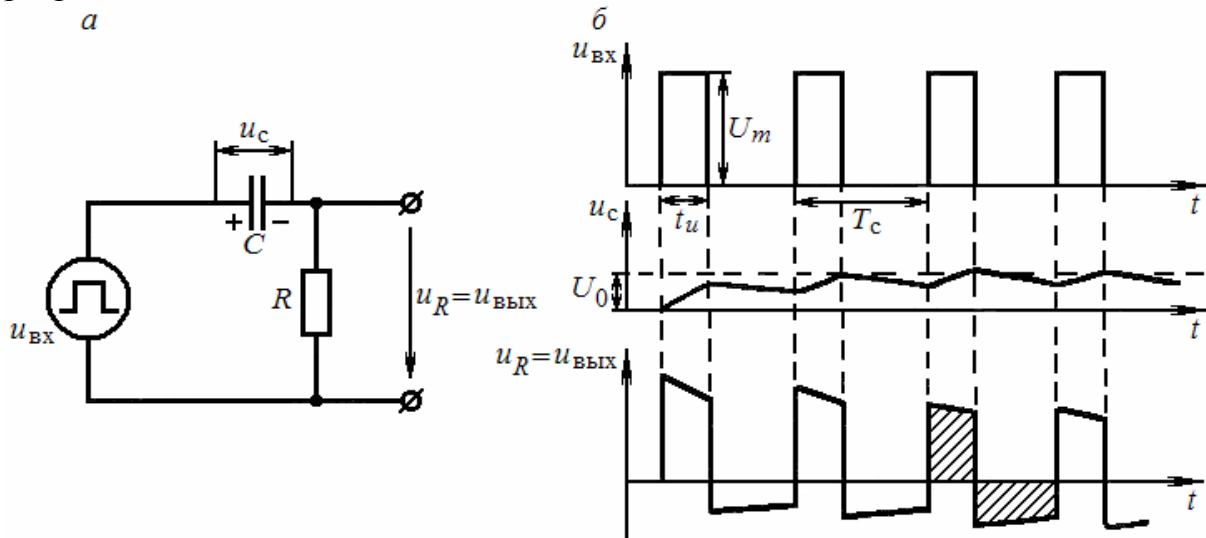


Рис. 5.4. Переходная цепь  $RC$ :  
а – схема; б – временные графики напряжений на элементах цепи

Под действием второго импульса конденсатор снова заряжается, но теперь под влиянием перепада напряжения  $U_m - U_{mc1}$ , то есть меньшего, чем в начале. Второй импульс сообщает конденсатору заряд меньший, чем первый. Конденсатор подзаряжается на величину  $U_{mc2} < U_{mc1}$ , а напряжение  $u_R = u_{\text{вых}}$  уменьшается от значения  $U_m - U_{\text{ост1}}$  на величину  $U_{mc2}$ . После этого разряд конденсатора происходит более интенсивно, чем во время первой паузы, так как в начале разряда  $u_c = (U_{\text{ост1}} + U_{mc2}) > U_{mc1}$ ; при этом  $u_R = -(U_{\text{ост1}} - U_{mc2})$ .

Каждый последующий импульс сообщает конденсатору заряд меньший, чем предыдущий, поскольку он обуславливается все меньшим перепадом напряжения  $U_m - U_{\text{ост } n}$ . В то же время за каждую последующую паузу конденсатор разряжается больше, чем за предыдущую, так как напряжение на нем возрастает. В результате этого напряжение  $u_c$  достигает значения, при котором заряд, получаемый конденсатором за время действия входного импульса, оказывается равным заряду, теряемому при разряде в паузе; напряжение  $u_c$  медленно меняется около среднего значения  $U_0$ , так что  $u_c \approx U_0 = \text{const}$ . В этом установившемся режиме для напряжения  $u_R = u_{\text{вых}}$  площади выше и ниже оси абсцисс за период  $T_c$  (см. рис. 5.4, б) уравниваются.

Произошло изменение начального уровня, что связано с потерей постоянной составляющей импульсного процесса при прохождении импульсов через конденсатор  $C$ . Среднее за период напряжение  $U_0$  (постоянная составляющая) действует на конденсаторе и отсутствует на выходе.

### 5.1.2. Формирование импульсов при помощи диодных амплитудных ограничителей

Для формирования импульсов широко используются амплитудные ограничители – устройства, напряжение на выходе которых пропорционально входному напряжению до тех пор, пока последнее не достигнет некоторого уровня, называемого порогом ограничения. После этого  $u_{\text{вых}}$  остается постоянным, несмотря на изменения входного напряжения.

Характеристика ограничителя обязательно должна быть нелинейной, чтобы пропорциональность между напряжениями  $u_{\text{вых}}$  и  $u_{\text{вх}}$  имела место на определенном участке. Роль нелинейного элемента в схемах диодных ограничителей в настоящее время выполняет полупроводниковый диод. Будем считать, что обратный ток диода равен нулю.

Существует ограничение сверху и снизу. В первом случае на выходе ограничителя не воспроизводится часть входного напряжения, лежащая выше уровня ограничения, во втором случае – лежащая ниже уровня ограничения. Существуют схемы *двустороннего* ограничения.

Диодные ограничители бывают последовательные и параллельные. Рассмотрим последовательные диодные ограничители.

В последовательном диодном ограничителе диод включен последовательно с сопротивлением нагрузки  $R_H$  (рис. 5.5, а). Если на вход этой схемы поступает положительная полуволна синусоидального напряжения, то в цепи проходит ток, который создает напряжение на сопротивлении диода  $R_{пр}$  и нагрузке  $R_H$ . Так как всегда выбирают  $R_H \gg R_{пр}$ , то

$$u_{\text{ВЫХ}} = iR_H = \frac{u_{\text{ВХ}}}{R_{\text{пр}} + R_H} R_H \approx u_{\text{ВХ}}.$$

Очевидно,  $u_{\text{ВЫХ}}$  несколько меньше  $u_{\text{ВХ}}$ , ибо часть входного напряжения выделяется на диоде (см. рис. 5.5, б). Во время действия отрицательной полуволны  $u_{\text{ВХ}}$  диод заперт и  $u_{\text{ВЫХ}} = 0$ .

Рассмотренная схема обеспечивает ограничение входного напряжения снизу с порогом ограничения, равным нулю. Ограничение сверху с нулевым порогом можно получить, изменив полярность включения диода (см. рис. 5.5, в, з).

Сравнение обеих схем показывает, что характер ограничения (сверху или снизу) зависит от способа включения диода.

Схемы, изображенные на рис. 5.5, а, в, используются для исключения импульсов определенной полярности из последовательности разнополярных импульсов.

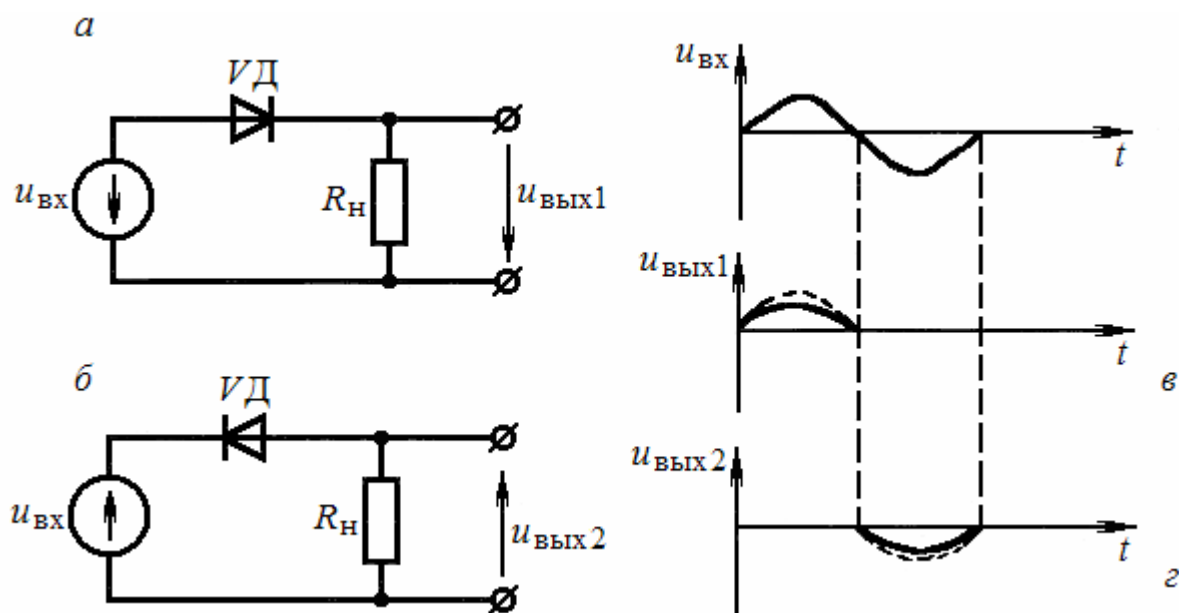


Рис. 5.5. Последовательные диодные ограничители с нулевым уровнем ограничения: а, в – схемы; б, з – временные графики напряжений

Если необходимо иметь порог ограничения, отличный от нуля, то последовательно с нагрузкой включают источник постоянного напряжения  $E$ .

В схеме, изображенной на рис. 5.6, *а*, до поступления входного напряжения источник  $E$  включает диод в прямом напряжении. Поэтому, когда напряжение  $u_{\text{вх}} = 0$ , диод открыт и через резистор  $R_{\text{н}}$  проходит ток, создавая на нем напряжение с полярностью, указанной на рисунке. Если пренебречь сопротивлением источника входного напряжения, то при  $R_{\text{н}} \gg R_{\text{пр}}$  до момента действия  $u_{\text{вх}}$  напряжение  $u_{R_{\text{н}}} \approx E$  и  $u_{\text{вых}} = u_{R_{\text{н}}} - E \approx 0$ .

Положительная полуволна входного напряжения действует согласно с  $E$  и почти целиком ( $R_{\text{н}} \gg R_{\text{пр}}$ ) выделяется на резисторе  $R_{\text{н}}$ . Поэтому  $u_{R_{\text{н}}} = E + u_{\text{вх}}$  и  $u_{\text{вых}} = u_{R_{\text{н}}} - E = u_{\text{вх}}$ , т.е. выходное напряжение, начиная нарастать от нуля, повторяет все изменения входного напряжения.

При действии отрицательной полуволны входного напряжения источник  $E$  и напряжение  $u_{\text{вх}}$  оказываются включенными встречно. При этом пока напряжение  $u_{\text{вх}}$  по модулю меньше  $E$ , диод остается открытым и  $u_{\text{вх}}$  выделяется на резисторе  $R_{\text{н}}$ , т.е.  $u_{R_{\text{н}}} = E - u_{\text{вх}}$  и  $u_{\text{вых}} = u_{R_{\text{н}}} - E = -u_{\text{вх}}$ . Выходное напряжение по-прежнему повторяет входное. Когда отрицательное входное напряжение достигает значения, равного  $E$ , диод закрывается и дальнейшее увеличение  $u_{\text{вх}}$  не влияет на выходное напряжение; последнее остается равным  $-E$  (см. рис. 5.6, *б*).

Рассмотренная схема обеспечивает ограничение снизу с отрицательным порогом, равным  $E$ .

Если на рис. 5.6, *а* изменить полярность источника  $E$  и поменять местами точки подключения диода, то получится схема, изображенная на рис. 5.6, *в*. Эта схема обеспечивает ограничение сверху с положительным порогом, равным  $E$  (см. рис. 5.6, *з*).

Комбинируя ограничение сверху и снизу (см. рис. 5.6, *а*, *б*), получим схему двустороннего ограничения (см. рис. 5.7, *а*), которая используется для формирования из синусоидального напряжения прямоугольных импульсов (см. рис. 5.7, *б*). Для нормальной работы схемы должно выполняться неравенство  $R_{\text{н2}} > R_{\text{н1}}$ .

В схеме параллельного диодного ограничителя диод включается параллельно сопротивлению нагрузки. Последовательно с диодом включается ограничительный резистор  $R_{\text{огр}}$ .

Схема параллельного диодного ограничителя приведена на рис. 5.8, *а*. Ограничительный резистор выбирают так, чтобы выполнялось неравенство

$$R_{\text{пр}} \ll R_{\text{огр}} \ll R_{\text{н}}.$$

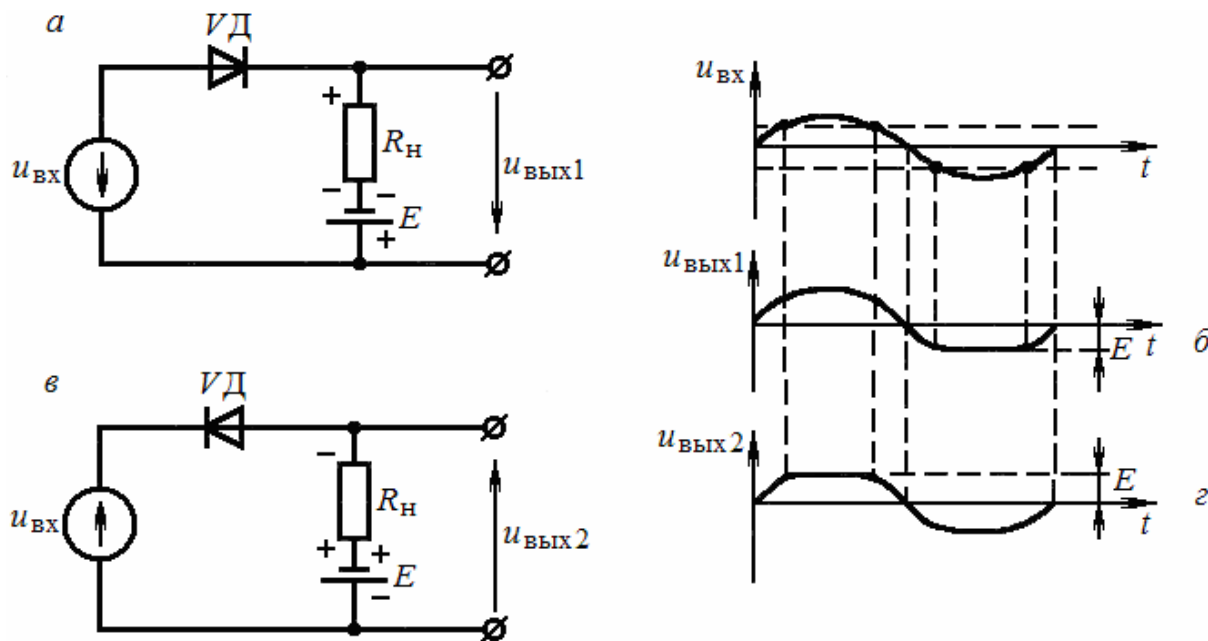


Рис. 5.6. Последовательные диодные ограничители с уровнем ограничения, отличным от нуля:  
*а, в* – схемы; *б, з* – временные графики напряжений

Входное напряжение распределяется между резистором  $R_{огр}$  и участком цепи, образованным параллельно включенными диодом и нагрузкой  $R_n$ . При открытом диоде сопротивление этого участка за счет небольшого  $R_{пр}$  мало и почти все входное напряжение выделяется на резисторе  $R_{огр}$ . Когда диод закрыт, сопротивление указанного участка равно  $R_n \gg R_{огр}$  и на нем падает основная часть  $u_{вх}$ .

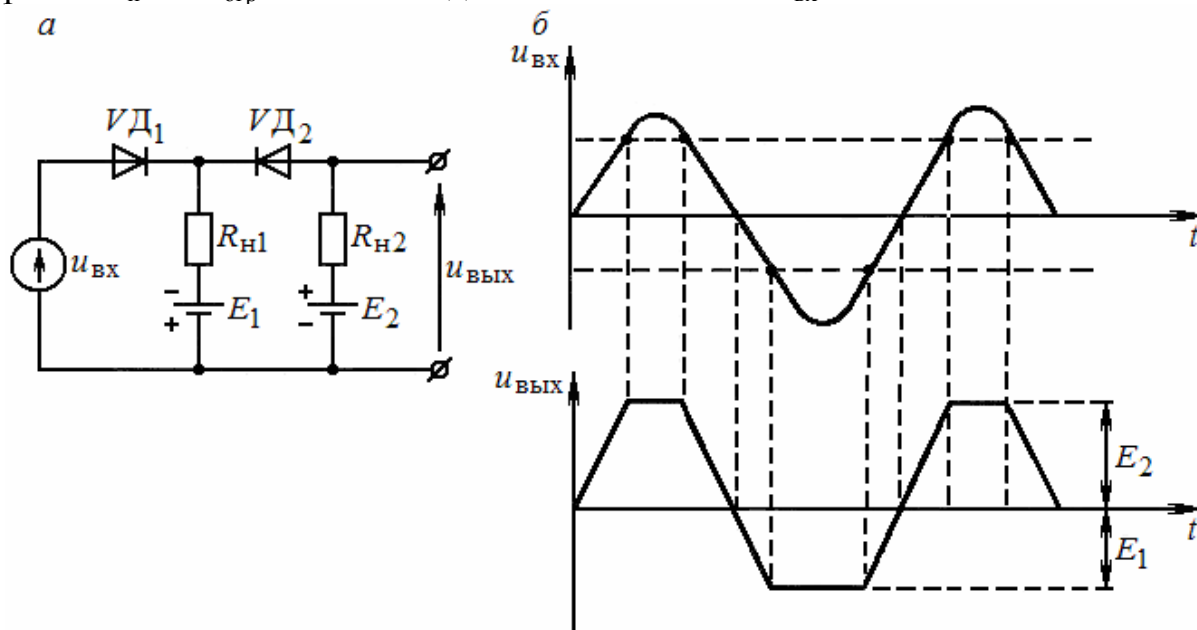


Рис. 5.7. Двусторонний последовательный диодный ограничитель:  
*а* – схема; *б* – временные графики напряжений

Пока диод закрыт, напряжение на выходе ограничителя практически повторяет входное, а при открытом диоде напряжение  $u_{\text{ВЫХ}}$  близко к нулю. Диод открывается во время действия положительной полуволны  $u_{\text{ВХ}}$ . Поэтому на выходе выделяется отрицательная полуволна (см. рис. 5.8, б). Хотя  $R_{\text{огр}} \ll R_{\text{н}}$ , часть входного напряжения выделяется на  $R_{\text{огр}}$ , так что даже при закрытом диоде выходное напряжение меньше входного.

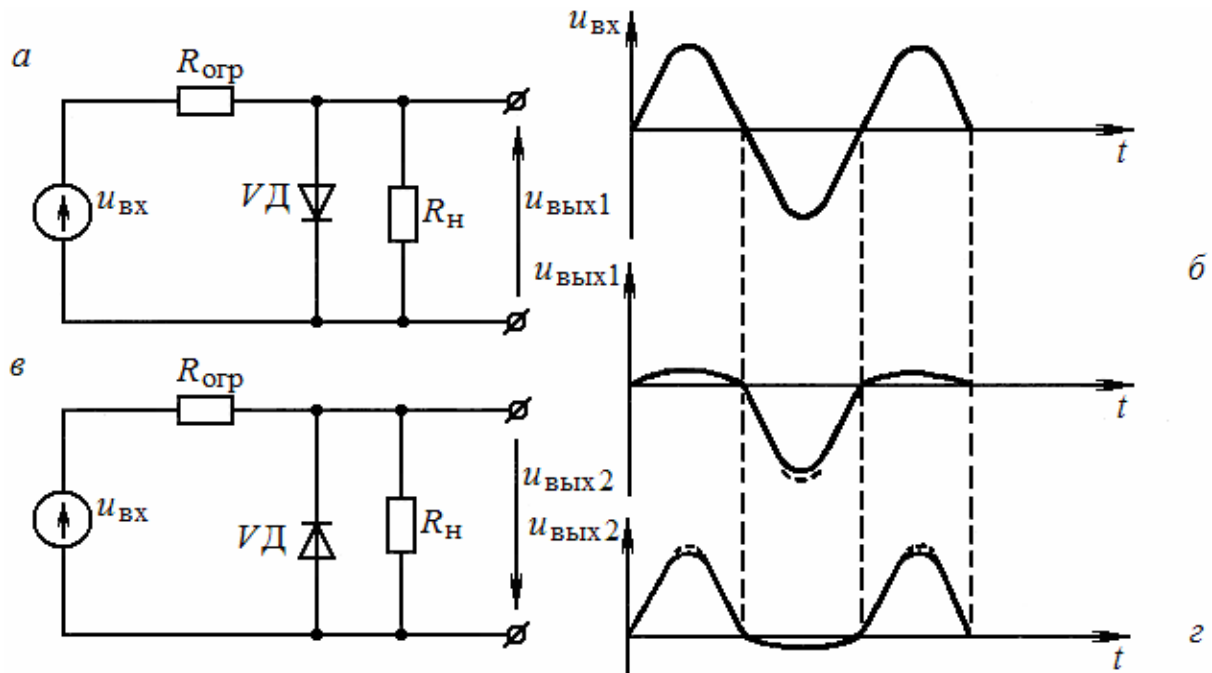


Рис. 5.8. Параллельные диодные ограничители с нулевым уровнем ограничения: а, в – схемы; б, г – временные графики напряжений

Если точки включения диода поменялись местами, то на выходе схемы (см. рис. 5.8, а) выделяется лишь положительная полуволна (см. рис. 5.8, г).

Использование источника в цепи диода позволяет получить уровни ограничения, отличные от нуля.

Так, в схеме, изображенной на рис. 5.9, а, при отсутствии входного напряжения диод закрыт и  $u_{\text{ВЫХ}} = 0$ . Отрицательная полуволна  $u_{\text{ВХ}}$  не может отпереть диод, и почти все ее напряжение выделяется на выходе. Пока входное напряжение положительной полуволны меньше  $E$ , диод закрыт и напряжение со входа передается на выход. После того, как  $u_{\text{ВХ}}$  превзойдет  $E$ , диод откроется и выходное напряжение перестает изменяться вслед за входным напряжением. Таким образом, схема обеспечивает ограничение сверху на уровне  $E$  (см. рис. 5.9, б).



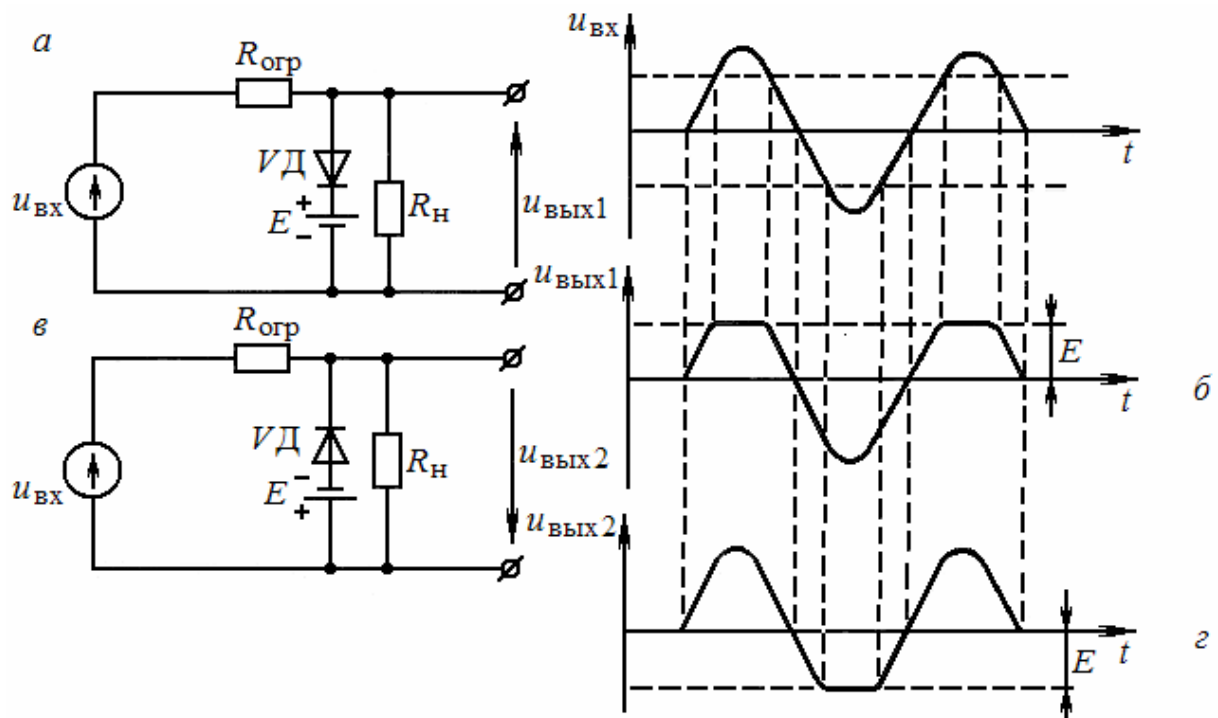


Рис. 5.9. Параллельные диодные ограничители с уровнем ограничения, отличным от нуля:  
 а, в – схемы; б, г – временные графики напряжений

Ограничение снизу на уровне  $-E$  дает схема, приведенная на рис. 5.9, в (см. рис. 5.9, в, г).

Комбинируя рассмотренные схемы, получаем двустороннее ограничение входного напряжения (рис. 5.10, а, б).

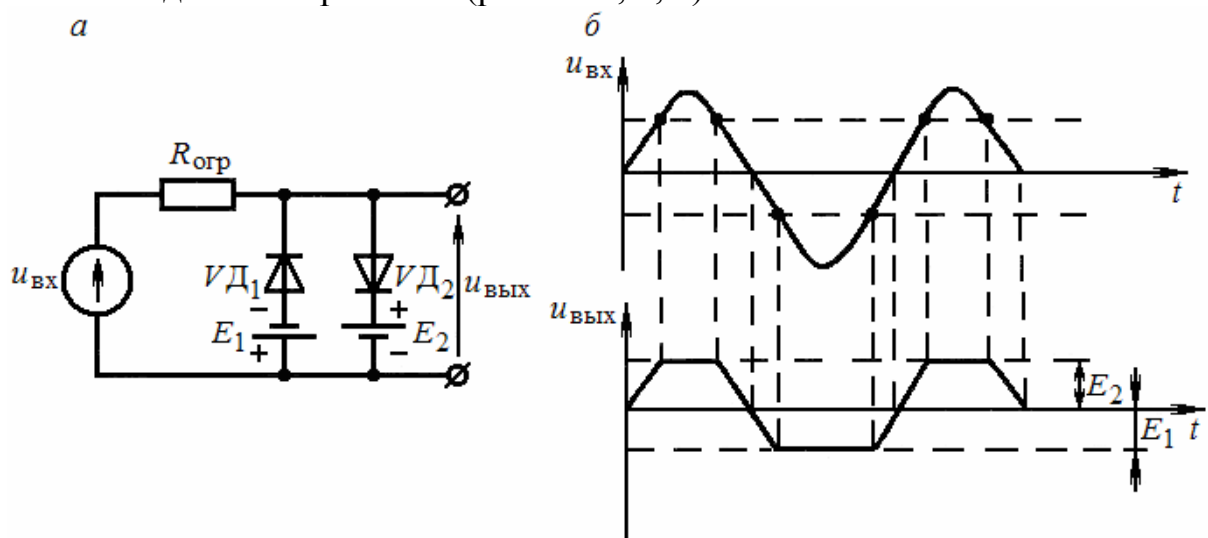


Рис. 5.10. Двусторонний параллельный диодный ограничитель:  
 а – схема; б – временные графики напряжений

Сравним последовательный и параллельный диодные ограничители.

Последовательная схема обеспечивает более четкое ограничение, чем параллельная. Действительно, в последовательной схеме с нулевым

порогом ограничения после запираания диода  $u_{\text{ВЫХ}}$  становится равным нулю и не меняется при изменении входного напряжения. В параллельном ограничителе с нулевым порогом ограничения после отпираания диода  $u_{\text{ВЫХ}}$  не равно нулю, так как не равно нулю сопротивление открытого диода.

Преимуществом параллельной схемы является то обстоятельство, что генератор входного напряжения может иметь большое выходное сопротивление, ибо в схеме должно выполняться неравенство  $(R_{\text{ген}} + R_{\text{огр}}) \gg R_{\text{пр}}$ .

Порог ограничения, отличающийся от нуля, можно получить и без источника смещения, если в схеме ограничителя применить кремниевый стабилитрон. Применение кремниевого стабилитрона в параллельном ограничителе (рис. 5.11, а) обеспечивает получение двустороннего несимметричного ограничения. Из вольтамперной характеристики стабилитрона (см. рис. 1.5) следует, что на участке электрического пробоя напряжение на стабилитроне  $U_{\text{обр}} = U_{\text{ст}}$  остается практически постоянным. Это позволяет получить для схемы, изображенной на рис. 5.11, а, ограничение сверху на уровне  $U_{\text{ст}}$  (см. рис. 5.11, б). Напряжение  $U_{\text{ст}}$  для разных стабилитронов изменяется от 8 до 200 В. Правая часть вольтамперной характеристики стабилитрона имеет резкий излом на уровне  $U'_{\text{пр}}$ , который практически для всех стабилитронов составляет (0,7...0,8) В. В схеме получаем ограничение снизу на уровне (0,7...0,8) В.

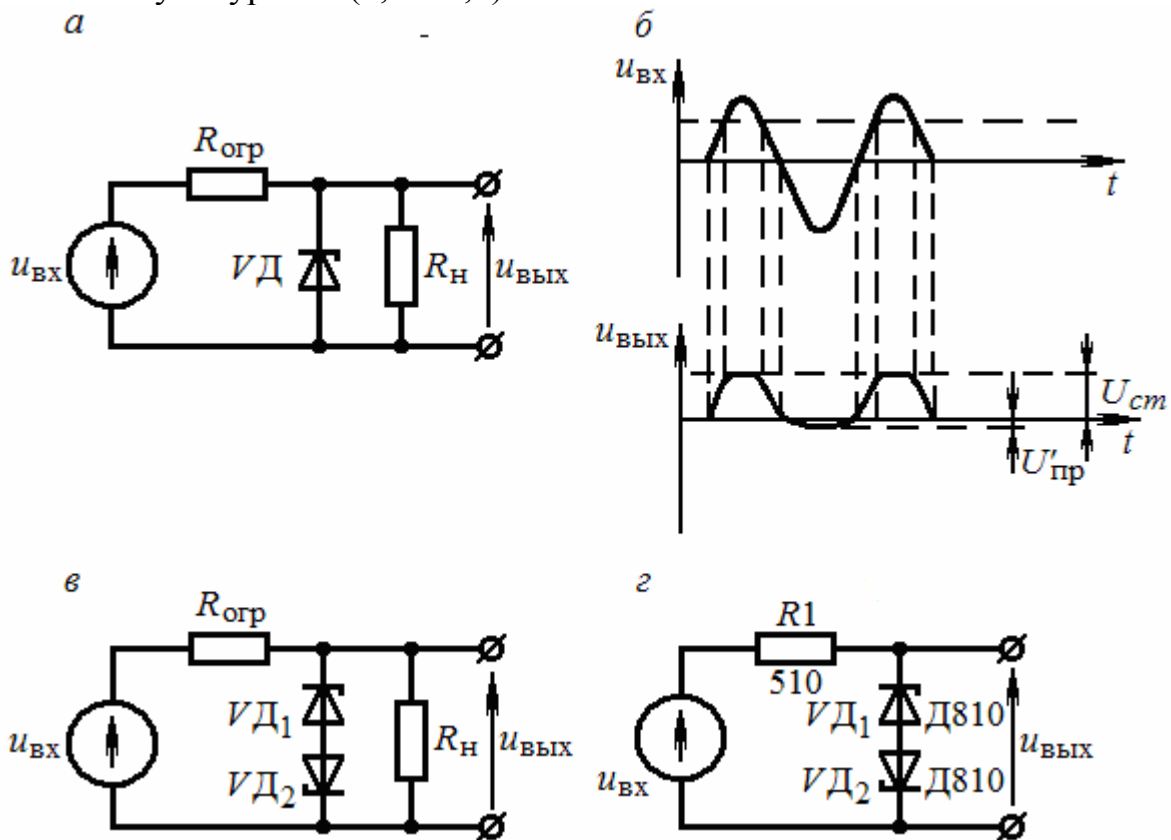


Рис. 5.11. Параллельный ограничитель на кремниевых стабилитронах: а – схема на одном стабилитроне; б – временные графики напряжений; в – схема на двух стабилитронах; г – схема на двух стабилитронах из радиоэлектронного изделия

Схема параллельного ограничителя, изображенная на рис. 5.11, в, обеспечивает двустороннее ограничение сверху и снизу на уровнях  $\pm U_{ст}$ .

Схемы диодных амплитудных ограничителей широко используются в радиоэлектронной технике. На рис. 5.11, з показан двусторонний диодный ограничитель из радиоэлектронного изделия. Он обеспечивает двустороннее ограничение знакопеременного сигнала на уровнях  $\pm 10 В$ .

## 5.2. Генерирование импульсов

### 5.2.1. Классификация, режим работы генераторов импульсов

**Генераторы импульсов** – это электронные устройства, создающие электрические импульсы (напряжения, тока, мощности). Они широко применяются в радиосвязи, телевидении, радиолокации, современных информационных системах и других устройствах. Генераторы импульсов используются главным образом для генерирования сигналов прямоугольной и пилообразной формы.

Существует два способа построения генераторов импульсов. *Первый способ* основан на применении усилителей с положительной обратной связью, а *второй* – на использовании электронных приборов с вольтамперной характеристикой, содержащей падающий участок, которому соответствует отрицательное дифференциальное сопротивление прибора.

Генераторы импульсов могут работать в трех режимах: автоколебательном, синхронизации и ждущем.

Генераторы импульсов удобно классифицировать по способу их возбуждения.

Генератор с самовозбуждением (автогенератор) работает в автоколебательном режиме, когда несинусоидальные колебания, генерируемые генератором импульсов, возникают без внешних воздействий в результате процессов, происходящих в самой схеме. Амплитуда, форма и частота следования генерируемых импульсов определяются параметрами схемы генератора. К сожалению, стабильность частоты следования импульсов автогенераторов (без применения специальных средств стабилизации) невысока, особенно при построении автогенераторов на транзисторах. Поэтому часто прибегают к работе в режиме синхронизации. При работе в режиме синхронизации генератор является по-прежнему генератором с самовозбуждением, однако к нему прикладывается внешнее синхронизирующее напряжение. Частота генерируемых импульсов оказывается равной частоте синхронизирующего напряжения (или в целое число раз меньше – режим деления частоты). Амплитуда и форма импульсов определяются параметрами схемы. При снятии синхронизирующего напряжения происходит возврат к автоколебательному режиму. Примером генераторов с самовозбуждением могут служить блокинг-генератор, мультивибратор.

Генератор с посторонним (внешним) возбуждением является, по существу, импульсным усилителем мощности. Поступающие на его вход импульсы от внешнего генератора соответствующим образом преобразуются. Например, к импульсным генераторам с посторонним возбуждением можно отнести выходные каскады развертки в телевизоре, эмиттерный повторитель и т.д.

К промежуточному типу генераторов импульсов отнесем схемы, имеющие потенциальную возможность к самовозбуждению, но поставленные в режим, исключающий самовозбуждение. Такой генератор работает в ждущем режиме. В этом режиме генератор при отсутствии внешнего импульса запуска находится в состоянии устойчивого равновесия (покоя). Лишь при воздействии внешнего импульса запуска генератор вырабатывает один рабочий импульс, после чего генератор возвращается к состоянию равновесия (покоя). Ждущий тип генераторов принципиально отличается от генераторов с посторонним возбуждением тем, что у него форма генерируемых импульсов практически не зависит от формы входных импульсов. Примерами ждущего генератора могут служить ждущий мультивибратор и – в определенном смысле – триггер.

### 5.2.2. Ключевой режим работы транзистора

В состав генераторов импульсов входят электронные ключи. Основу любого электронного ключа составляет активный элемент (полупроводниковый диод, транзистор), работающий в ключевом режиме. Ключевой режим характеризуется двумя состояниями ключа: «Включено» – «Выключено». На рис. 5.12, *а, б* приведены упрощенная схема и временные графики идеального ключа. При разомкнутом ключе ток в цепи  $i = 0$ , а  $u_{\text{вых}} = E$ , при замкнутом ключе ток в цепи  $i = E/R$ ,  $u_{\text{вых}} = 0$ . При этом предполагается, что сопротивление разомкнутого ключа бесконечно велико, а сопротивление замкнутого ключа равно нулю.

В генераторах импульсов на транзисторах широко используются транзисторные ключи, собранные по схеме с общим эмиттером. Простейшая схема такого транзисторного ключа изображена на рис. 10.1, *в*. Работу схемы можно пояснить, пользуясь статическими выходными характеристиками транзистора и нагрузочной прямой, построенной при заданных значениях сопротивления резистора  $R_k$  и э.д.с. источника питания  $E_k$  (см. рис. 5.12, *з*).

При работе транзистора в ключевом режиме максимальная амплитуда перепада напряжения на коллекторе (что очень важно для генератора импульсов) получается в том случае, когда транзистор переходит из состояния насыщения (точка Б) в запертое состояние (точка А).

Для перевода транзистора типа  $p-n-p$  в режим насыщения на его базу подается отрицательное напряжение  $u_{\text{вх}}$ , амплитуда которого выбирается

такой величины, чтобы транзистор был полностью открыт (точка Б на рис. 5.12, з). При этом необходимо, чтобы входной ток ( $i_{\text{б}}$ ) был равен или превышал некоторую величину  $I_{\text{б.н.}}$ , при которой коллекторный ток достигает максимального значения:

$$i_{\text{к}} = I_{\text{к max}} \approx \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{к}}}.$$

Следовательно,

$$i_{\text{б}} \geq I_{\text{б.н.}} = \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{к}}\beta},$$

где  $\beta = h_{21э}$  – статический коэффициент усиления по току.

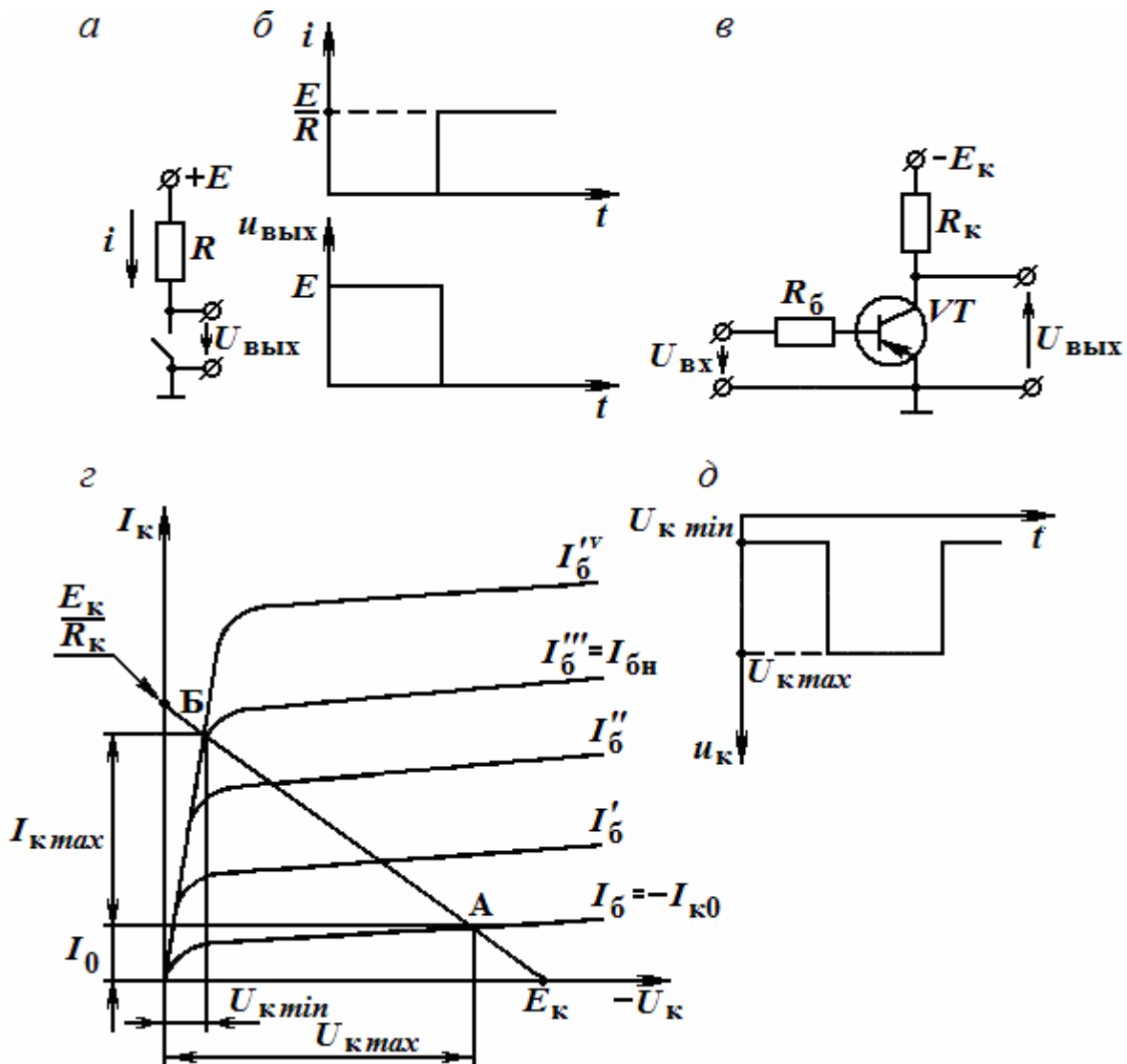


Рис. 5.12. Схема (а), временные графики (б) идеального ключа; схема (в), динамическая характеристика (г), выходное напряжение (д) транзисторного ключа

В режиме насыщения напряжение на коллекторе или на выходе ключа минимально, т.е.  $u_{\text{к}} = u_{\text{вых}} = U_{\text{к min}}$  (см. рис. 5.12, з). Выключенное состояние транзистора типа  $p-n-p$  обеспечивается подачей на базу положительного запирающего напряжения  $u_{\text{вх}}$ , которое смещает эмиттерный переход в обратном направлении. При этом ток коллектора оказывается равным обратному току коллекторного перехода:

$$i_{\text{к}} = I_{\text{к min}} = I_{\text{к0}},$$

а напряжение на коллекторе или на выходе ключа максимально, т.е.  $u_{\text{к}} = u_{\text{вых}} = U_{\text{к max}} = E_{\text{к}} - I_{\text{к0}} R_{\text{к}} \approx E_{\text{к}}$  (см. рис. 5.12, з).

При обеспечении обоих режимов амплитуда перепада коллекторного (выходного) напряжения при переключении транзистора из одного режима в другой получается равной

$$\Delta U = E_{\text{к}} - I_{\text{к0}} R_{\text{к}} - U_{\text{к min}}.$$

Поскольку величины  $I_{\text{к0}} R_{\text{к}}$  и  $U_{\text{к min}}$  не превышают 0,2...0,3 В, то практически можно считать  $\Delta U \approx E_{\text{к}}$ . Величина перепада коллекторного тока также оказывается значительной, т.е.

$$\Delta i_{\text{к}} \approx \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{к}}} - I_{\text{к0}} \approx \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{к}}}.$$

Транзистор при переключении обладает почти идеальными ключевыми свойствами. При этом напряжение на коллекторе имеет вид прямоугольных видеоимпульсов (см. рис. 5.12, д).

### 5.2.3. Логические электронные элементы

Логические электронные элементы находят широкое применение в радиоэлектронной технике: в различных устройствах автоматики, в цифровых электронных вычислительных машинах и устройствах обработки информации. На основе логических электронных элементов выполняют в настоящее время генераторы импульсов. Логическими элементами называются устройства, предназначенные для решения логических задач, устанавливающих истинность или ложность выводов по заданным предпосылкам. Истинность обычно обозначают логической единицей («1»), а ложность – логическим нулем («0»).

В зависимости от вида используемых сигналов логические элементы делят на потенциальные и импульсные. В потенциальных элементах логические «0» и «1» представляются двумя разными уровнями электрического потенциала, а в импульсных – наличием или отсутствием импульсов. Наибольшее распространение получили потенциальные элементы.

Логические элементы выполняют простейшие логические операции над цифровой информацией.

Логическая операция преобразует по определенным правилам входную информацию в выходную. Логические элементы чаще всего строят на базе электронных устройств, работающих в ключевом режиме. Поэтому цифровую информацию обычно представляют в двоичной форме, в которой сигналы принимают только два значения: «0» (логический нуль) и «1» (логическая единица), соответствующие двум состояниям ключа.

Логические преобразования двоичных сигналов включают три элементарные операции:

1) логическое сложение (дизъюнкцию), или операцию ИЛИ, обозначаемую знаками «+» или «V»:

$$F = x_1 + x_2 + x_3 + \dots + x_n;$$

2) логическое умножение (конъюнкцию), или операцию И, обозначаемую знаками «(·)», «Λ», или написание переменных рядом без знаков деления:

$$F = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \cdot x_n;$$

3) логическое отрицание (инверсию), или операцию НЕ, обозначаемую чертой над переменной:

$$F = \bar{x}.$$

Всякую логическую задачу можно решить с помощью комбинации из элементарных логических высказываний (функций). Логическое умножение образует сложное высказывание, которое истинно только в том случае, когда все составляющие его простые высказывания истинны. Логическое сложение образует сложное высказывание, которое истинно, если истинно хотя бы одно из составляющих его простых высказываний. Логическим отрицанием называют такое сложное высказывание, которое истинно в том случае, когда комбинация элементарных высказываний ложна, и наоборот.

Правила выполнения логических операций над двоичными переменными для случая двух переменных имеют следующий вид:

Операция ИЛИ	Операция И	Операция НЕ
$0 + 0 = 0$	$0 \cdot 0 = 0$	$\bar{0} = 1$
$0 + 1 = 1$	$0 \cdot 1 = 0$	$\bar{1} = 0$
$1 + 0 = 1$	$1 \cdot 0 = 0$	
$1 + 1 = 1$	$1 \cdot 1 = 1$	

Логические элементы, реализующие операцию ИЛИ, называют элементами ИЛИ и обозначают на функциональных схемах, как показано на рис. 5.13, а. Выходной сигнал  $F$  элемента ИЛИ равен единице, если хотя бы на один из  $n$  входов подан сигнал «1». Логические элементы, реализующие операцию И, называют элементами И либо схемами совпадения и

обозначают, как показано на рис. 5.13, б. Выходной сигнал  $F$  элемента И равен единице, если одновременно на все  $n$  входов подан сигнал «1». Операция НЕ реализуется логическим элементом НЕ или инвертором, обозначение которого приведено на рис. 5.13, в.

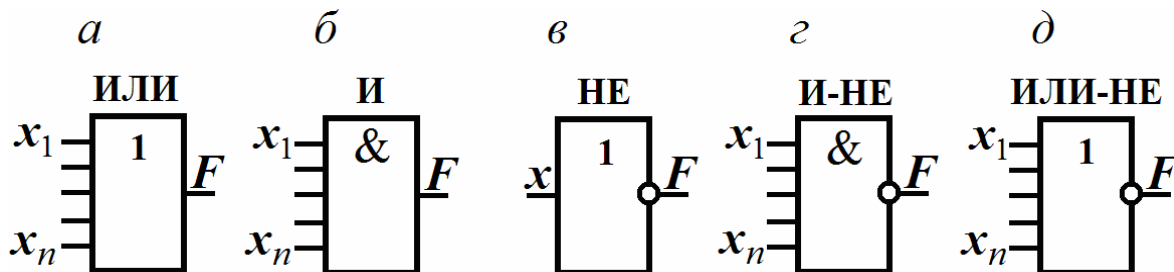


Рис. 5.13. Условные обозначения основных логических элементов

На рис. 5.14, а, б приведены временные графики соответственно для двухвходных логических элементов ИЛИ, И, а на рис. 5.14, в – временные графики для элемента НЕ.

Помимо рассмотренных логических элементов на практике широко применяют комбинированные элементы, реализующие две и более логические операции, например элементы И–НЕ (см. рис. 5.13, з), ИЛИ–НЕ (см. рис. 5.13, д).

В элементе И–НЕ выходной сигнал  $F$  равен нулю, если одновременно на все  $n$  входов подаются сигналы «1». В элементе ИЛИ–НЕ выходной сигнал  $F$  равен нулю, если хотя бы на один из входов подается сигнал «1» (в остальных случаях выходные сигналы элементов И–НЕ, ИЛИ–НЕ равны единице). На рис. 5.14, з, д приведены временные графики соответственно для двухвходовых логических элементов И–НЕ, ИЛИ–НЕ.

В зависимости от вида реализуемой функции логические элементы могут быть разделены на две группы. К первой группе относятся элементы, реализующие функции НЕ, И, ИЛИ, И–НЕ, ИЛИ–НЕ. Ко второй – элементы, реализующие более сложные функции И–ИЛИ, И–ИЛИ–НЕ и др.

Одними из наиболее важных параметров логических элементов являются быстродействие и помехоустойчивость. Быстродействие логических элементов характеризуется временем задержки распространения сигнала в элементе, помехоустойчивость – наибольшим напряжением помехи, воздействующей на вход элемента без вызова его перехода из состояния «0» в состояние «1», и наоборот.

Логические элементы могут выполняться на различных радиоэлементах (резисторах, диодах, транзисторах), т.е. могут иметь разные схемные варианты. В соответствии с конструкцией их называют логикой типа резисторно-транзисторной (РТЛ), диодно-транзисторной (ДТЛ), транзисторно-транзисторной (ТТЛ), эмиттерно-связанной (ЭСЛ). Наряду с ними широко распространены логические элементы на МОП-транзисторах (КМОП).



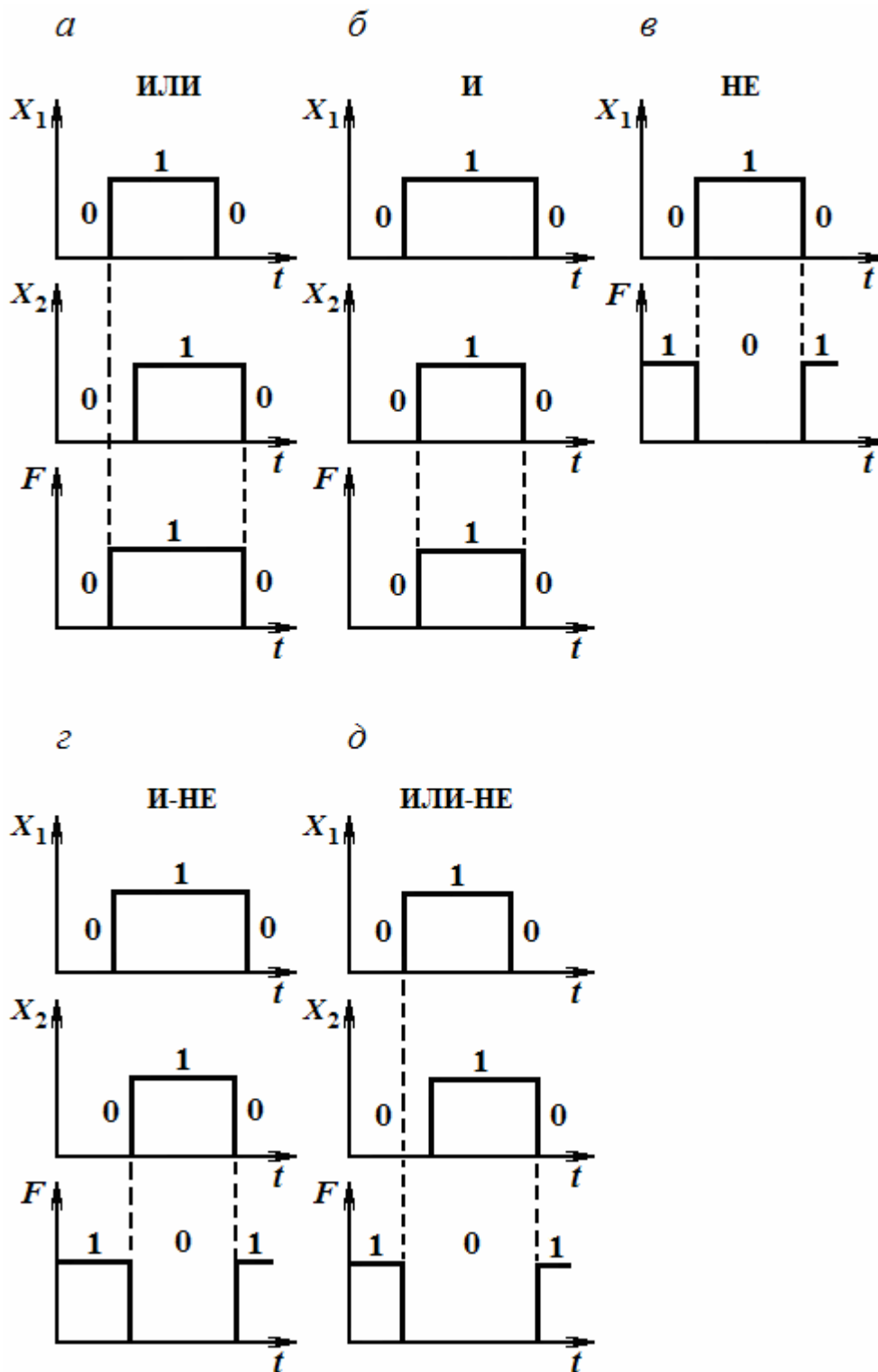


Рис. 5.14. Временные графики, поясняющие работу логических элементов ИЛИ (*a*), И (*б*), НЕ (*в*), И-НЕ (*г*), ИЛИ-НЕ (*д*)

Логические элементы обычно выполняют на интегральных микросхемах.

Следует отметить, что элементы РТЛ, ДТЛ не выдержали конкуренции с позднее разработанными элементами ТТЛ, ЭСЛ, КМОП. Поэтому

они выпускаются только для использования в действующей аппаратуре, а в новых разработках не применяются.

Элементы ТТЛ строятся на основе многоэмиттерного транзистора (МЭТ). По своей структуре они повторяют элементы ДТЛ, но благодаря применению МЭТ имеют более высокое быстродействие, более высокий уровень помехозащищенности.

На рис. 5.15 показана схема базового ТТЛ-элемента И–НЕ. Операция И реализуется с использованием МЭТ  $VT_1$ , а на транзисторе  $VT_2$  собран инвертор, выполняющий операцию НЕ. На транзисторе  $VT_3$  собран эмиттерный повторитель с нагрузкой в виде транзистора  $VT_4$ .

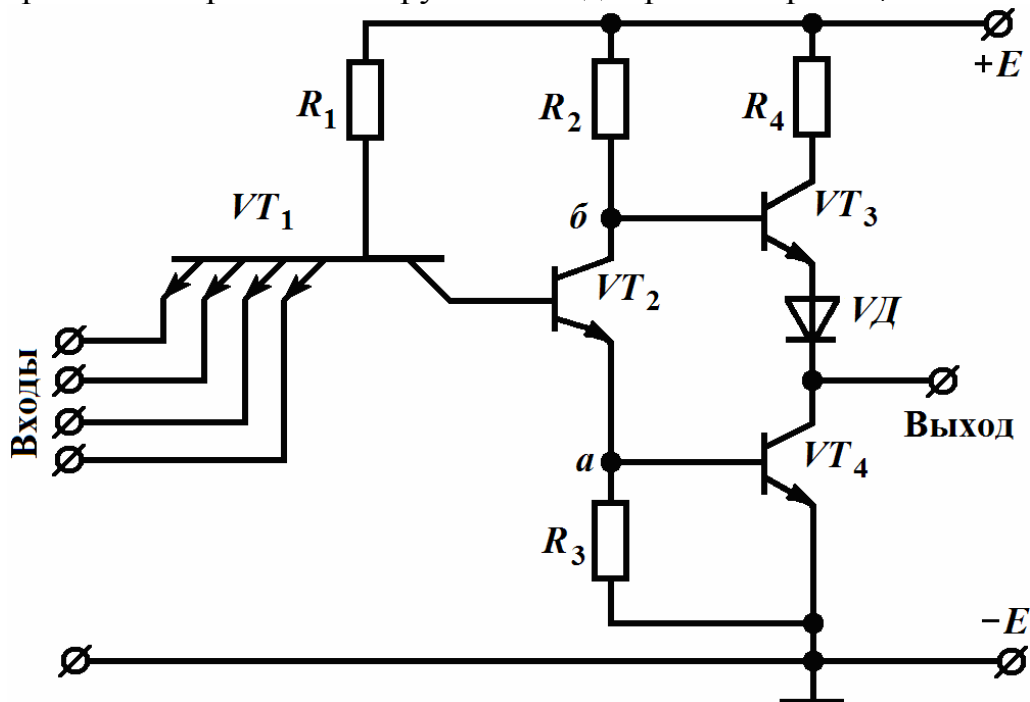


Рис. 5.15. Схема базового ТТЛ-элемента И–НЕ

Если на всех входах (эмиттерах транзистора  $VT_1$ ) действует сигнал «1» (положительный сигнал), то все переходы эмиттер–база транзистора  $VT_1$  закрыты. Переход коллектор–база транзистора  $VT_1$  открыт приложенным в прямом направлении напряжением, создаваемым за счет источника  $E$ . Ток коллекторного перехода транзистора  $VT_1$  проходит через переход эмиттер–база транзистора  $VT_2$ , переводя его в режим насыщения. Транзистор  $VT_4$  также находится в режиме насыщения из-за высокого потенциала на его входе (точка  $a$ ), создаваемого эмиттерным током транзистора  $VT_2$  на резисторе  $R_3$ . Благодаря низкому потенциалу коллектора транзистора  $VT_2$  (точка  $b$ ) транзистор  $VT_3$  закрыт, и на выходе (коллектор транзистора  $VT_4$ ) появляется сигнал «0».

Если на одном из входов появится сигнал «0», то соответствующий переход эмиттер–база транзистора  $VT_1$  откроется и его базовый ток перебросится из коллекторной цепи в эмиттерную. Напряжение на резисторе  $R_1$  увеличится, а напряжение на базе транзистора  $VT_1$  относительно

корпуса уменьшится. Этого напряжения недостаточно, чтобы вызвать ток в последовательно включенных переходах база–коллектор транзистора  $VT_1$  и база–эмиттер транзистора  $VT_2$ . Поэтому транзистор  $VT_2$  закроется, а транзистор  $VT_3$  откроется из-за повышения потенциала точки б и будет работать как эмиттерный повторитель. Транзистор  $VT_4$  закроется, так как потенциал в точке а уменьшится до нуля. На выходе появится высокий потенциал (сигнал «1»).

Диод  $VD$  служит для обеспечения напряжения смещения на базе транзистора  $VT_3$ , т.е. с помощью напряжения на диоде транзистор  $VT_3$  закрыт при насыщенном транзисторе  $VT_2$ . Использование на выходе эмиттерного повторителя увеличивает нагрузочную способность логического элемента.

В элементах ДТЛ простейшие логические элементы И и ИЛИ могут строиться на основе диодных ключей. В качестве элемента НЕ может использоваться транзисторный ключ, обладающий инвертирующими свойствами. На рис. 5.16, а приведена схема диодной сборки на интегральной микросхеме типа К2ЛП173, которая может быть использована как два элемента И либо ИЛИ. При включении по схеме рис. 5.16, б, если кодирование сигналов соответствует рис. 5.16, в, диодная сборка (приведена половина сборки) служит элементом ИЛИ. Действительно, при воздействии сигнала «1» ( $-E$ ) хотя бы на один вход (например,  $X_1 = 1$ ) открывается соответствующий диод ( $VD_1$ ) и выход соединяется со входом ( $F = 1$ ). Для получения логического элемента И диодную сборку включают по схеме рис. 5.16, г, если кодирование сигналов соответствует рис. 5.16, д. Действительно, при сигнале «0» на всех входах все диоды открыты, в них и в резисторе  $R$  появляются токи, создаваемые источником эдс  $E_1$  и замыкающиеся через источники сигналов, подключенные ко всем входам. Поскольку сопротивление резистора  $R$  значительно больше прямого сопротивления диодов, напряжение на выходе оказывается близким к нулю. Если напряжение на одном из входов соответствует логической «1» ( $E > E_1$ ), то соответствующий диод закрывается, однако остальные диоды открыты и на выходе по-прежнему имеет сигнал «0». Сигнал «1» появляется на выходе только тогда, когда на все входы будет воздействовать сигнал «1», все диоды окажутся закрытыми, ток через резистор будет равен нулю и  $u_{\text{вых}} = E_1$ . Диодная сборка на интегральной микросхеме типа К2ЛП173 хотя и относится к серии 217 гибридных тонкопленочных ДТЛ-элементов, но не содержит транзисторов.

Цифровые интегральные микросхемы выпускаются сериями, каждая из которых представляет собой набор микросхем, выполненных на базе определенного логического элемента, называемого базовым. Базовый логический элемент РТЛ строится на основе транзисторных ключей (инверторов).

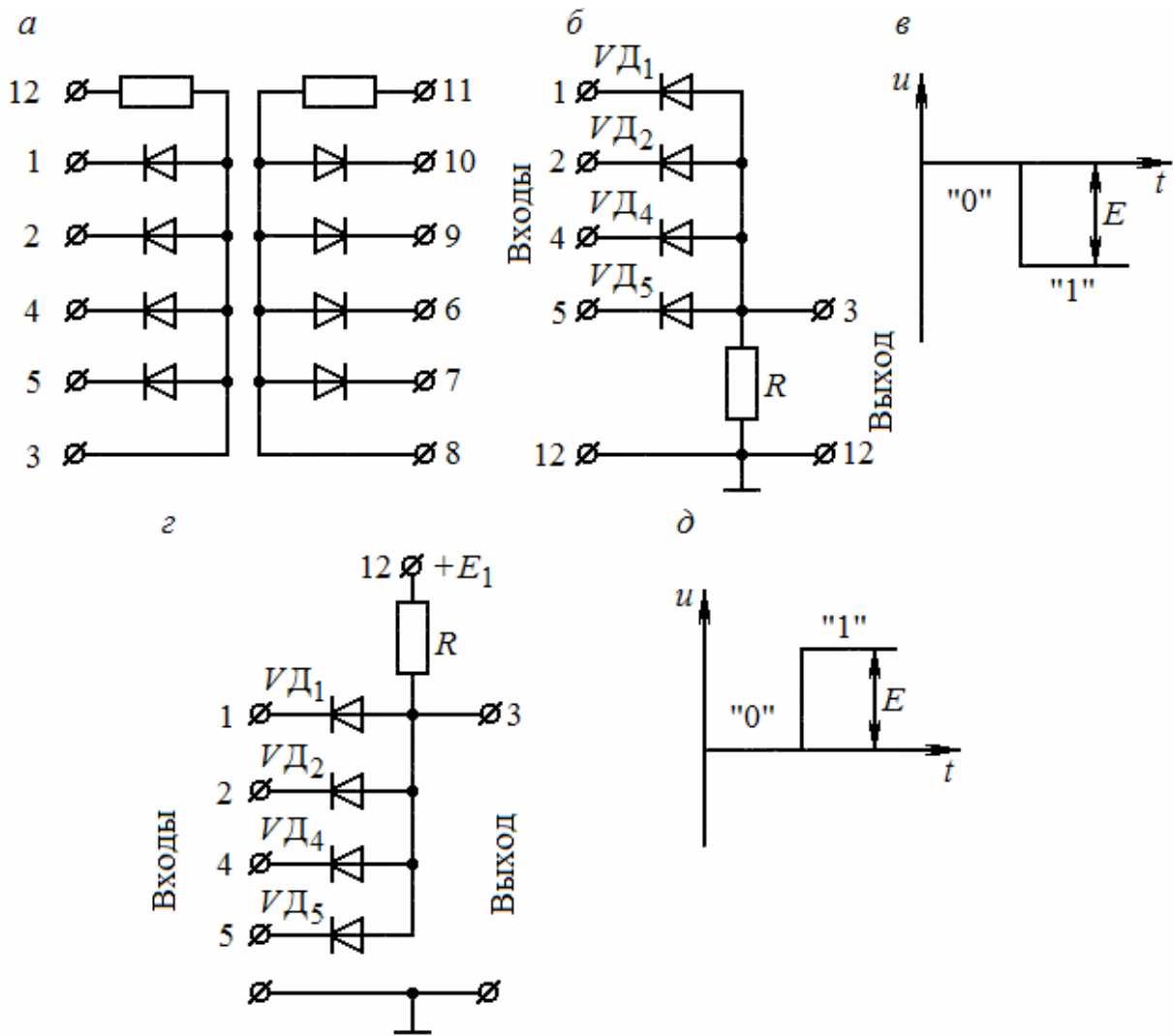


Рис. 5.16. Включение диодной сборки типа К2ЛП173 по схемам логических элементов:  
*a* – схема диодной сборки; *б* – схема элемента ИЛИ;  
*в* – кодирование отрицательным сигналом; *г* – схема элемента И;  
*д* – кодирование положительным сигналом

На рис. 5.17 показана схема четырехвходового РТЛ-элемента. При кодировке, показанной на рис. 5.16, *д*, сигналу «0» на всех входах соответствует высокий потенциал коллектора (точка *a*), т.е. сигнал «1». При повышении потенциала хотя бы одного из входов до уровня «1» соответствующий транзистор открывается, потенциал точки *a* снижается до уровня «0». Следовательно, схема реализует операцию ИЛИ-НЕ. Рис. 5.17 соответствует половине интегральной микросхемы типа К1ЛБ141, содержащей два одинаковых четырехвходовых элемента ИЛИ-НЕ.

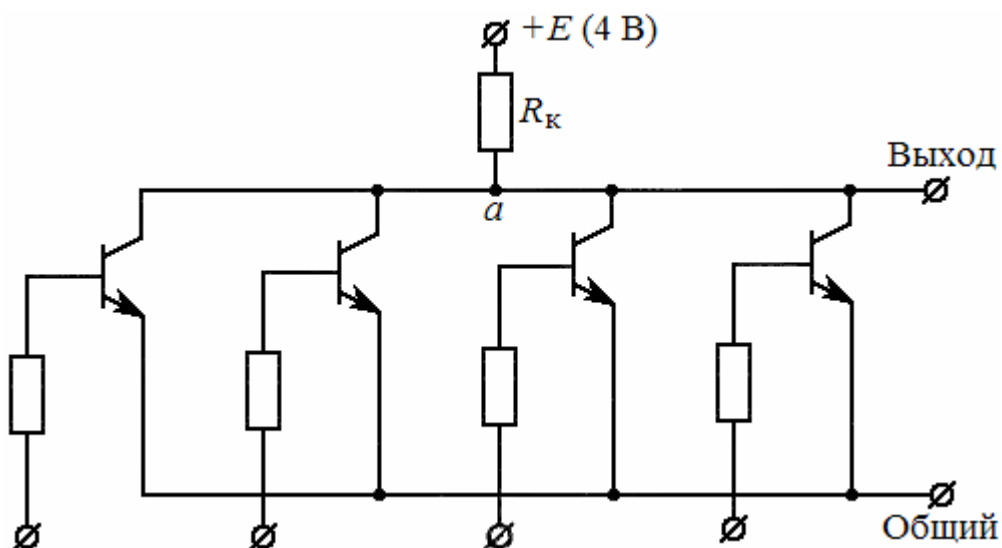


Рис. 5.17. Схема базового РТЛ – элемента ИЛИ-НЕ типа К1ЛБ141

Наиболее быстродействующими логическими элементами являются в настоящее время элементы ЭСЛ. Высокое быстродействие в определенной степени достигается благодаря тому, что в таких элементах открытые биполярные транзисторы не входят в режим насыщения.

На рис. 5.18 показана схема базового ЭСЛ – элемента ИЛИ/ИЛИ-НЕ. В этом элементе обе логические операции (ИЛИ, НЕ) выполняются эмиттерно-связанными транзисторами. Основу схемы составляет опорный транзистор  $VT_4$  и входные транзисторы  $VT_1$ ,  $VT_2$ ,  $VT_3$ , эмиттеры которых связаны. Кроме того, на транзисторах  $VT_5$ ,  $VT_6$  собраны эмиттерные повторители. На выходе  $F_1$ , первого эмиттерного повторителя фиксируется результат операции ИЛИ, а на выходе  $F_2$  – результат операции ИЛИ-НЕ (см. рис. 5.18).

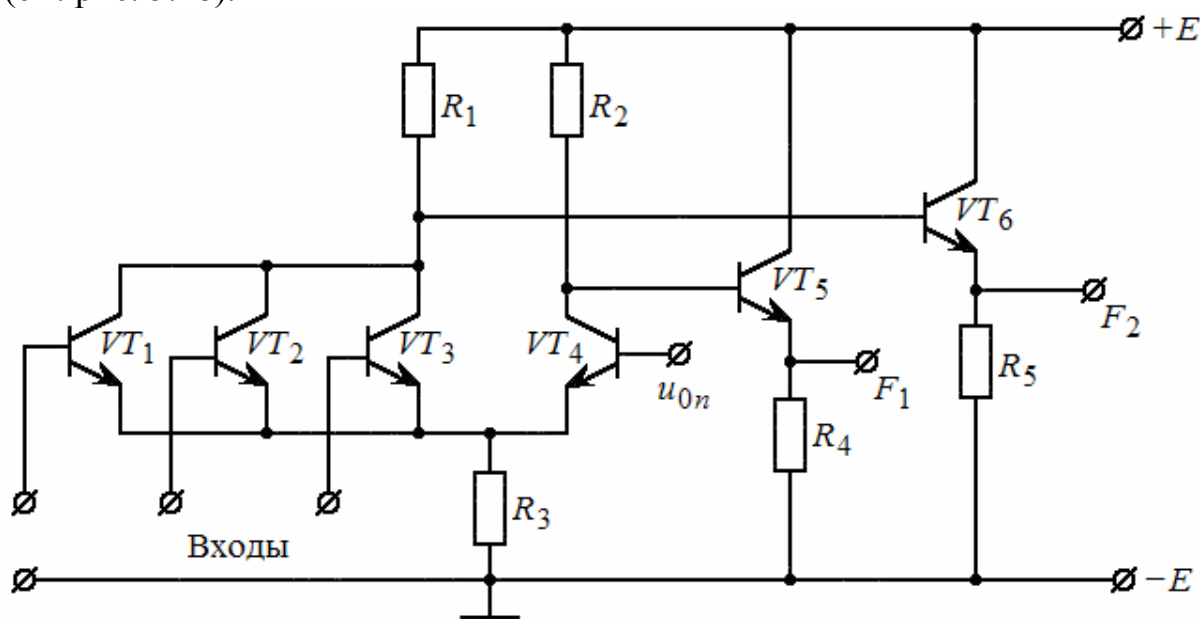


Рис. 5.18. Схема базового ЭСЛ – элемента ИЛИ/ИЛИ-НЕ

Если на всех входах (базы транзисторов  $VT_1$ ,  $VT_2$ ,  $VT_3$ ) действует сигнал «0» (при кодировке, показанной на рис. 5.16, д), транзисторы  $VT_1$ ,  $VT_2$ ,  $VT_3$  закрыты. Транзистор  $VT_4$  открыт, так как на его базу подается положительное опорное напряжение. На коллекторе транзистора  $VT_4$  действует низкое напряжение (близкое к нулю), которое подается на вход эмиттерного повторителя на транзисторе  $VT_5$  и выделяется на выходе  $F_1$  повторителя (сигнал «0»).

На коллекторах транзисторов  $VT_1$ ,  $VT_2$ ,  $VT_3$  действует высокое напряжение, которое подается на вход эмиттерного повторителя на транзисторе  $VT_6$  и выделяется на выходе  $F_2$  повторителя (сигнал «1»).

Если же хотя бы на один из входов поступит сигнал высокого уровня (сигнал «1»), то соответствующий транзистор открывается (но не входит в режим насыщения). Эмиттерный ток открывшегося входного транзистора создает на резисторе  $R_3$  напряжение, которое закрывает транзистор  $VT_4$ , так как оно больше опорного напряжения. На коллекторе транзистора  $VT_4$  и, следовательно, на выходе  $F_1$  действует высокое напряжение (сигнал «1»), а на коллекторах транзисторов  $VT_1$ ,  $VT_2$ ,  $VT_3$  и, следовательно, на выходе  $F_2$  – низкое напряжение (сигнал «0»).

Применение на выходе эмиттерных повторителей обеспечивает большую нагрузочную способность логического элемента.

Уступая логическим элементам на биполярных транзисторах в быстрой реакции, логические КМОП-элементы наиболее экономичны, имеют более высокую функциональную плотность, лучшую надежность.

В КМОП-элементах используются пары полевых МОП-транзисторов с индуцированными каналами  $p$ - и  $n$ -типов (комплементарные транзисторы). При этом затворы парных транзисторов объединяются. В результате при любом входном сигнале («0» или «1») один из транзисторов открыт, а другой закрыт и ток от источника не отбирается. Ток потребляется только в момент переключения, чем и достигается высокая экономичность.

На рис. 5.19 приведена схема базового КМОП-элемента ИЛИ-НЕ. КМОП-элемент представляет собой делитель напряжения  $E$  источника питания. Одно плечо делителя составляют транзисторы  $VT_1$ ,  $VT_2$ ,  $VT_3$  (управляющие), другое – транзисторы  $VT_4$ ,  $VT_5$ ,  $VT_6$  (нагрузочные).

Для каждого управляющего транзистора напряжение между затвором и истоком  $u_3 = u_{вх}$ , а для каждого нагрузочного транзистора –  $u_3 = u_{вх} - E$ .

Если на любой из входов (например, первый) подается высокое напряжение (при кодировке, показанной на рис. 5.16, д), т.е. сигнал «1», то транзистор  $VT_1$  открывается и сопротивление плеча, состоящего из управляющих транзисторов, уменьшается. Одновременно запирается транзистор  $VT_4$  и сопротивление плеча, состоящего из нагрузочных транзисторов, становится весьма значительным – большая часть напряжения  $E$  выделяется на нагрузочном транзисторе  $VT_4$ , и на выходе элемента образуется низкое напряжение (сигнал «0»).

Только когда на всех входах присутствует низкое напряжение (сигнал «0»), управляющие транзисторы заперты, а нагрузочные – открыты. Поэтому падение напряжения на нагрузочных транзисторах мало, а на управляющих – велико: на выходе высокое напряжение (сигнал «1»).

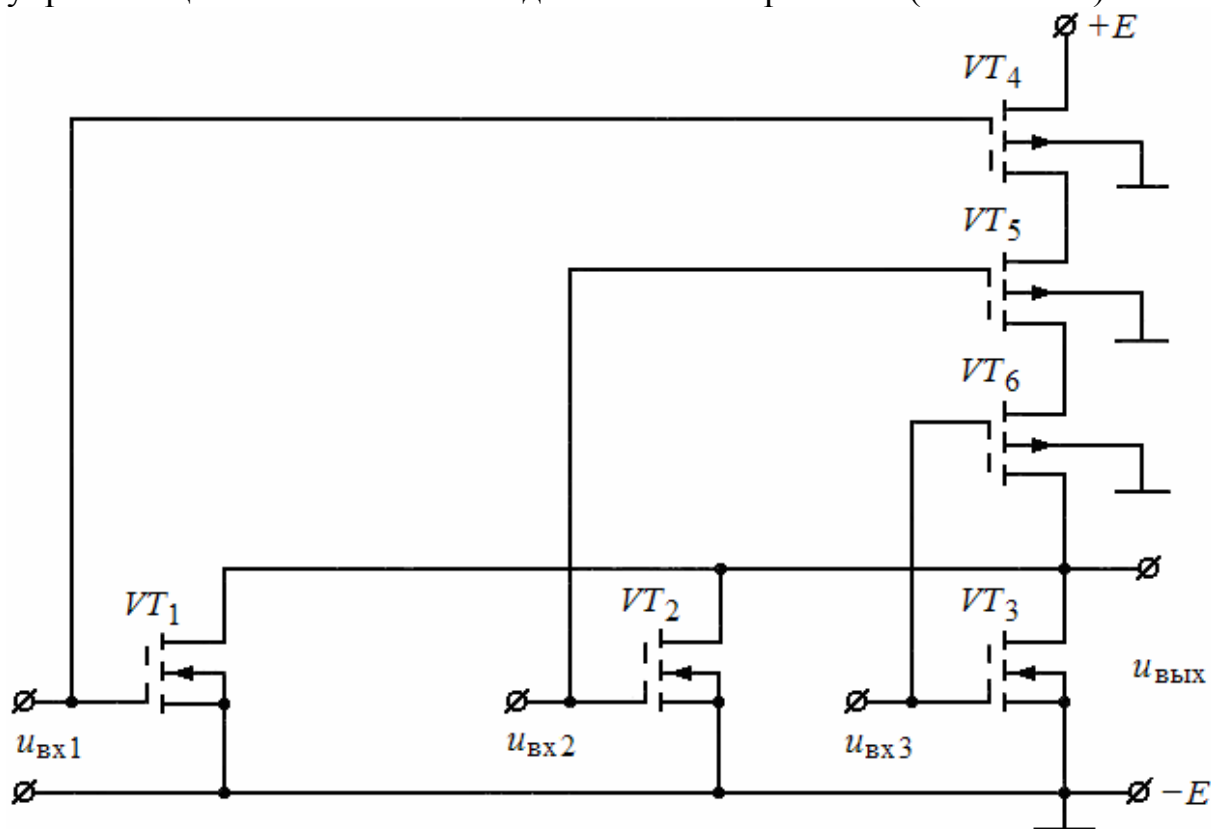


Рис. 5.19. Схема базового КМОП – элемента ИЛИ-НЕ

#### 5.2.4. Мультивибраторы

**Мультивибратор** является генератором прямоугольных видеоимпульсов небольшой скважности (до нескольких десятков). Увеличение скважности сопровождается ухудшением формы импульсов.

Мультивибраторы применяются для генерирования напряжения прямоугольной формы, деления частоты, расширения импульсов, в качестве генераторов временной задержки импульсов и т.д.

У мультивибраторов используются все три режима работы: автоколебательный, синхронизации и ждущий. Существует много разновидностей схем мультивибраторов.

Мультивибраторы могут выполняться на дискретных элементах. Общей особенностью этих схем является наличие двух активных элементов, замкнутых в общую петлю обратной связи. В качестве активных элементов в схемах мультивибраторов применяют транзисторы, тиристоры и т.д. Кроме того, мультивибраторы выполняются на логических электронных элементах, на операционных усилителях.

### Автоколебательный мультивибратор на транзисторах

Схема автоколебательного мультивибратора на биполярных транзисторах приведена на рис. 5.20, а. Эта схема представляет собой двухкаскадный резисторный усилитель, выход которого замкнут на вход. Транзисторы в каскадах работают в режиме ключа. В схеме действует положительная обратная связь. Чтобы убедиться в этом, достаточно разомкнуть петлю обратной связи в точках 1 – 1' и повысить потенциал базы транзистора  $VT_1$ , т.е. осуществить изменение напряжения на базе  $+\Delta u_{\delta 1}$ . Тогда дальнейшие изменения напряжений и токов пойдут в следующем порядке:

$$+\Delta u_{\delta 1} \rightarrow -\Delta i_{k1} \rightarrow -\Delta u_{k1} \rightarrow -\Delta u_{\delta 2} \rightarrow +\Delta i_{k2} \rightarrow +\Delta u_{k2} \rightarrow +\Delta u'_{\delta 1}.$$

Коэффициент усиления разомкнутой петли обратной связи

$$K = \frac{\Delta u'_{\delta 1}}{\Delta u_{\delta 1}} = K_1 K_2,$$

где  $K_1$  и  $K_2$  – коэффициенты усиления первого и второго каскадов.

Если  $K > 1$ , то при замыкании петли обратной связи в схеме возникнут релаксационные (несинусоидальные) колебания. Устойчивое состояние схемы, при котором оба транзистора открыты, невозможно, поскольку при двух открытых транзисторах создается замкнутая петля положительной обратной связи и возникает лавинообразный процесс, переключающий схему в одно из двух крайних состояний.

Рассмотрим установившиеся колебания мультивибратора на биполярных транзисторах в автоколебательном режиме, когда мультивибратор не имеет устойчивого состояния равновесия. Полный цикл работы мультивибратора разобьем на стадии. Начнем с момента времени, когда транзистор  $VT_1$  открыт, а транзистор  $VT_2$  закрыт и напряжение на его базе положительно. Действительно, поскольку транзистор  $VT_1$  открыт, конденсатор  $C_2$  разряжается через резистор  $R_{\delta 2}$ , источник питания  $E_k$ , транзистор  $VT_1$ . При этом напряжение на базе второго транзистора  $u_{\delta 2} = u_{R_{\delta 2}} - E_k$ . В начале разряда  $u_{R_{\delta 2}} = i_{\text{раз}} R_{\delta 2} = 2E_k$  и напряжение  $u_{\delta 2} = E_k$ . По мере разряда конденсатора  $C_2$  уменьшаются ток разряда и напряжение  $u_{\delta 2}$ . Это напряжение в момент времени  $t_0$  (см. рис. 5.20, б) станет приблизительно равным нулю (точнее, небольшим отрицательным), и транзистор  $VT_2$  начнет открываться.

*Первая стадия – первый скачок.* Открывание транзистора  $VT_2$  и закрытие транзистора  $VT_1$  (момент  $t_0$ ). При открывании транзистора  $VT_2$  увеличивается коллекторный ток  $i_{k2}$  и соответственно уменьшается по модулю напряжение на коллекторе транзистора  $u_{k2}$ . Положительный скачок напряжения  $u_{k2}$  передается через конденсатор  $C_1$  на базу транзистора  $VT_1$ , что приводит к уменьшению коллекторного тока  $i_{k1}$  и увеличению по модулю напряжения на коллекторе транзистора  $u_{k1}$ . Отрицательный скачок напряжения  $u_{k1}$  передается через конденсатор  $C_2$  на базу транзистора  $VT_2$ ,

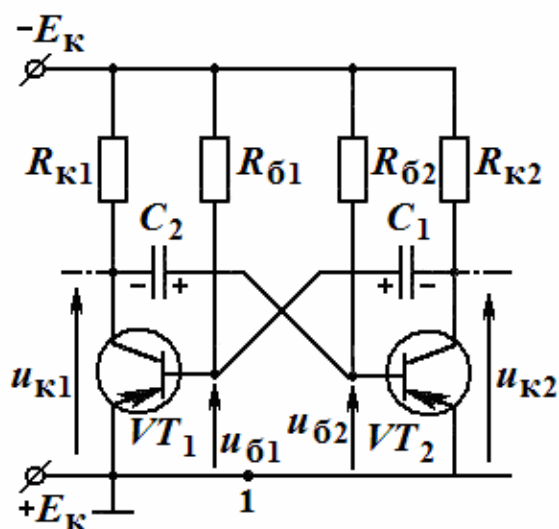


что приводит к дальнейшему росту коллекторного тока  $i_{к2}$ . Таким образом, благодаря наличию положительной обратной связи в схеме развивается лавинообразный процесс

$$+\Delta i_{к2} \rightarrow +\Delta u_{к2} \rightarrow +\Delta u_{б1} \rightarrow -\Delta i_{к1} \rightarrow -\Delta u_{к1} \rightarrow -\Delta u_{б2} \rightarrow +\Delta i_{к2},$$

в результате которого транзистор  $VT_1$  закрывается, а транзистор  $VT_2$  входит в режим насыщения.

*a*



*б*

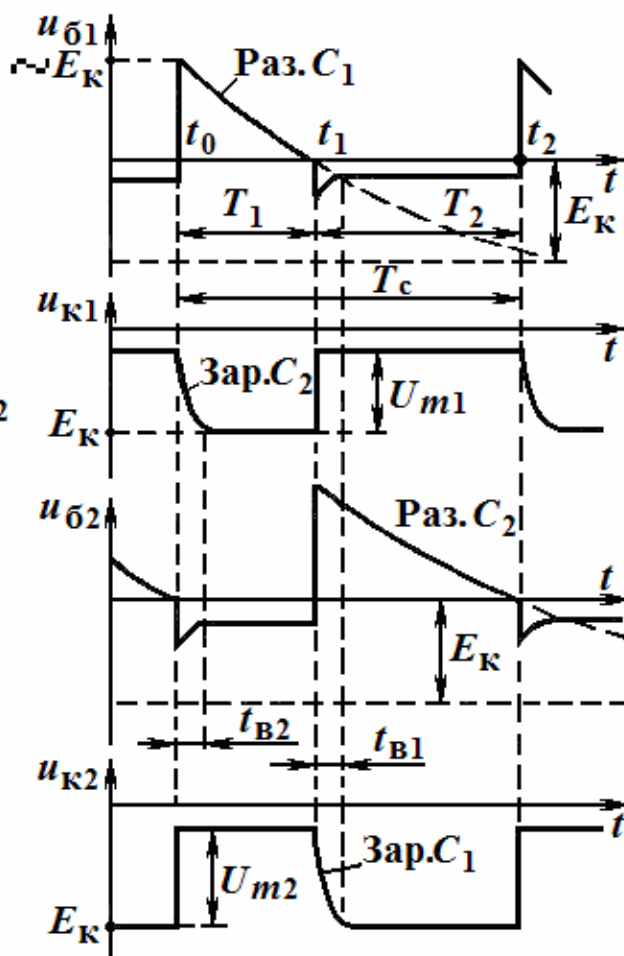


Рис. 5.20. Схема автоколебательного мультивибратора (*a*); временные графики напряжений, действующих на элементах схемы (*б*)

*Вторая стадия* – неустойчивое состояние равновесия, когда происходят заряд конденсатора  $C_2$  и разряд конденсатора  $C_1$  (промежуток времени  $t_0 \dots t_1$ ).

Рассмотрим вначале заряд конденсатора  $C_2$ . При открывании транзистора  $VT_2$  конденсатор  $C_2$  начнет заряжаться по цепи, показанной на рис. 5.21, *a*.

Ток заряда в начальный момент ( $t_0$ )

$$I_{\text{зар}0} = \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{к1}} + r_{\text{б2}}},$$

где  $r_{\text{б2}}$  – сопротивление эмиттерного перехода транзистора  $VT_2$  в прямом направлении.

Так как

$$R_{к1} \gg r_{эб2}, \text{ то } I_{зар0} \approx E_{к} / R_{к1}.$$

Ток заряда конденсатора  $C_2$  изменяется по закону

$$i_{зар} = I_{зар0} e^{-\frac{t}{\tau_{32}}},$$

где  $\tau_{32} \approx C_2 R_{к1}$  – постоянная времени заряда конденсатора  $C_2$ .

При снижении зарядного тока уменьшаются по модулю напряжения на резисторе  $R_{к1}$  и сопротивлении  $r_{эб2}$  и соответственно по экспоненциальному закону увеличивается по модулю напряжение на коллекторе транзистора  $VT_1$   $u_{к1} = -E_{к} + i_{зар} R_{к1}$ , уменьшается по модулю напряжение на базе транзистора  $VT_2$   $u_{б2} = i_{зар} r_{эб2}$  (см. рис. 5.20, б). Конденсатор  $C_2$  заряжается до напряжения, примерно равного  $E_{к}$ , в течение промежутка времени

$$t_{в2} = (3 \dots 5) \tau_{32}.$$

Через промежуток времени  $\tau_{32}$  заряд конденсатора  $C_2$  заканчивается, и напряжения на коллекторе транзистора  $VT_1$  и на базе транзистора  $VT_2$  достигают установившихся значений (см. рис. 5.20, б).

Рассмотрим разряд конденсатора  $C_1$ . При открывании транзистора  $VT_2$  начинается разряд конденсатора  $C_1$  по цепи, показанной на рис. 5.21, б. Если бы эта цепь осталась неизменной, то конденсатор  $C_1$  разрядился бы до нуля, а затем зарядился до напряжения  $E_{к}$ , но другой полярности, т.е. перезарядился бы (см. рис. 5.20, б).

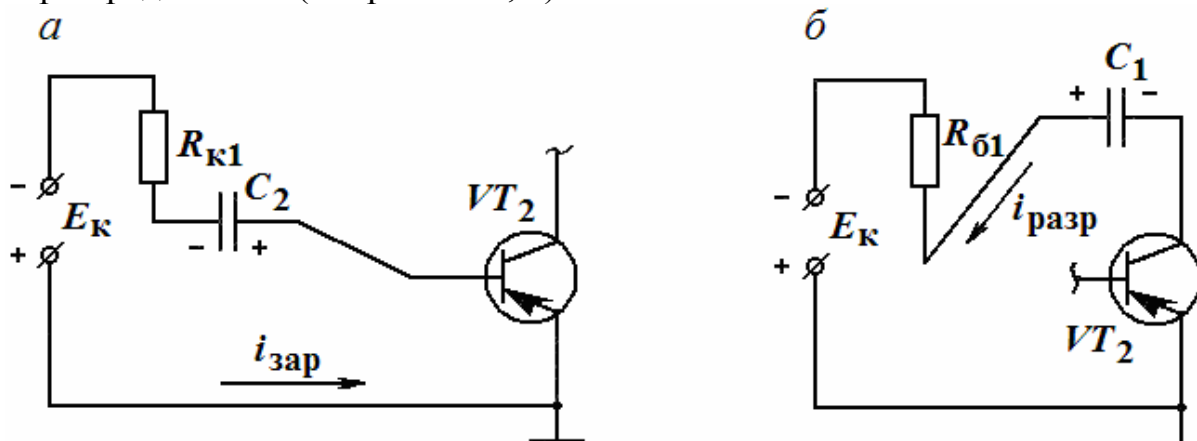


Рис. 5.21. Эквивалентные схемы заряда конденсатора  $C_2$  (а) и разряда конденсатора  $C_1$  (б)

В начальный момент ( $t_0$ ) ток разряда равен:

$$I_{раз0} = \frac{2E_{к}}{R_{б1} + r_{эк2}}.$$

Так как

$$R_{б1} \gg r_{эк2}, \text{ то } I_{раз0} \approx 2E_{к} / R_{б1}.$$

Ток разряда изменяется по закону

$$i_{\text{раз}} = I_{\text{раз}0} e^{-\frac{t}{\tau_{\text{p1}}}},$$

где  $\tau_{\text{p2}} \approx C_1 R_{61}$  – постоянная времени разряда.

Напряжение на базе транзистора  $VT_1$  равно:

$$u_{61} = u_{R_{61}} - E_{\text{к}} = 2E_{\text{к}} e^{-\frac{t}{\tau_{\text{p1}}}} - E_{\text{к}}.$$

Это напряжение по мере разряда конденсатора  $C_1$  уменьшается (см. рис. 5.20, б) и в момент  $t_1$  становится приблизительно равным нулю (точнее, небольшим отрицательным). Транзистор  $VT_1$  начинает открываться.

*Третья стадия – второй скачок.* Открывание транзистора  $VT_1$  и закрывание транзистора  $VT_2$  (момент  $t_1$ ). При открывании транзистора  $VT_1$  увеличивается коллекторный ток  $i_{\text{к1}}$ , что вызывает лавинообразный процесс

$$+ \Delta i_{\text{к1}} \rightarrow + \Delta u_{\text{к1}} \rightarrow + \Delta u_{62} \rightarrow - \Delta i_{\text{к2}} \rightarrow - \Delta u_{\text{к2}} \rightarrow - \Delta u_{61} \rightarrow + \Delta i_{\text{к1}},$$

в результате которого транзистор  $VT_1$  входит в режим насыщения, а транзистор  $VT_2$  закрывается.

*Четвертая стадия – неустойчивое состояние равновесия, когда происходят заряд конденсатора  $C_1$  и разряд конденсатора  $C_2$  (промежуток времени  $t_1 \dots t_2$ ).*

Эта стадия аналогична второй стадии. Оканчивается четвертая стадия в момент  $t_2$ , когда в результате разряда конденсатора  $C_2$  напряжение на базе транзистора  $VT_2$  становится приблизительно равным нулю (точнее, небольшим отрицательным).

Определим период колебаний мультивибратора или период следования генерируемых импульсов. Как следует из рис. 5.20, б, период колебаний мультивибратора  $T_c = T_1 + T_2$ , где  $T_1$  – длительность второй стадии, когда первый транзистор закрыт, а второй находится в режиме насыщения;  $T_2$  – длительность четвертой стадии, когда первый транзистор находится в режиме насыщения, а второй закрыт.

Продолжительность второй стадии определяется временем изменения положительного напряжения на базе закрытого транзистора  $VT_1$  до нулевого значения, что происходит при разряде конденсатора  $C_1$  (см. рис. 5.20, б). Закон изменения напряжения на базе транзистора  $VT_1$  может быть записан в следующем виде:

$$u_{61} = E_{\text{к}} (2e^{-\frac{t}{C_1 R_{61}}} - 1).$$

При  $u_{\text{б1}} = 0$  и  $t = T_1$

$$E_{\text{к}} \left( 2e^{-\frac{T_1}{C_1 R_{\text{б1}}}} - 1 \right) = 0,$$
$$e^{-\frac{T_1}{C_1 R_{\text{б1}}}} = \frac{1}{2}.$$

Отсюда

$$T_1 = \ln 2 \cdot C_1 R_{\text{б1}} = 0,7 C_1 R_{\text{б1}}.$$

Аналогично

$$T_2 = 0,7 C_2 R_{\text{б2}}.$$

Тогда период колебаний мультивибратора

$$T_{\text{с}} = 0,7 (C_1 R_{\text{б1}} + C_2 R_{\text{б2}}).$$

Для симметричного мультивибратора

$$C_1 = C_2 = C, R_{\text{б1}} = R_{\text{б2}} = R_{\text{б}}, R_{\text{к1}} = R_{\text{к2}} = R_{\text{к}}.$$

Тогда период следования генерируемых импульсов  $T_{\text{с}} = 1,4 C R_{\text{б}}$ . Соответственно частота следования генерируемых импульсов  $F_{\text{с}} = 1/T_{\text{с}}$ .

Выходные импульсы могут сниматься с коллектора транзистора  $VT_2$  или с коллектора транзистора  $VT_1$ . Амплитуда выходных импульсов зависит от величин  $E_{\text{к}}$  и  $R_{\text{к}}$ , близка к величине  $E_{\text{к}}$  и может быть определена по приближенной формуле  $U_{\text{м}} = E_{\text{к}}/1,2$ . Время восстановления для симметричного мультивибратора  $t_{\text{в}} = (3...5) C R_{\text{к}}$  определяет длительность фронтов генерируемых импульсов, которая обычно отсчитывается от уровня  $0,1 U_{\text{м}}$  до уровня  $0,9 U_{\text{м}}$ . Тогда длительность фронта  $t_{\text{ф}} = 2,2 C R_{\text{к}}$ .

Недостаток мультивибратора, изображенного на рис. 5.20, *а*, заключается в экспоненциальном фронте импульса на коллекторе запирающегося транзистора.

Эффективное средство улучшения формы импульсов мультивибратора – применение разделительных диодов  $VD_1$  и  $VD_2$  в цепи коллекторов (рис. 5.22, *а*). В этой схеме заряд конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  происходит через дополнительные резисторы  $R_1$  и  $R_2$ . Так, конденсатор  $C_1$  заряжается базовым током открытого транзистора  $VT_1$  через резистор  $R_1$ , поскольку диод  $VD_1$  в это время заперт. При этом потенциал коллектора запирающегося транзистора  $VT_1$  почти мгновенно достигает напряжения источника питания коллектора –  $E_{\text{к}}$ . Генерируемые импульсы приобретают практически прямоугольную форму.

Мультивибраторы выполняют в виде интегральных микросхем. Например, гибридная тонкопленочная микросхема типа К2ГФ181 представляет собой мультивибратор, схема которого (см. рис. 5.22, *б*) соответствует рассмотренной схеме (см. рис. 5.22, *а*). В интегральной микросхеме предусмотрены выводы для подключения навесных конденсаторов. Допол-

нительные элементы, имеющиеся в схеме, увеличивают скважность генерируемых импульсов.

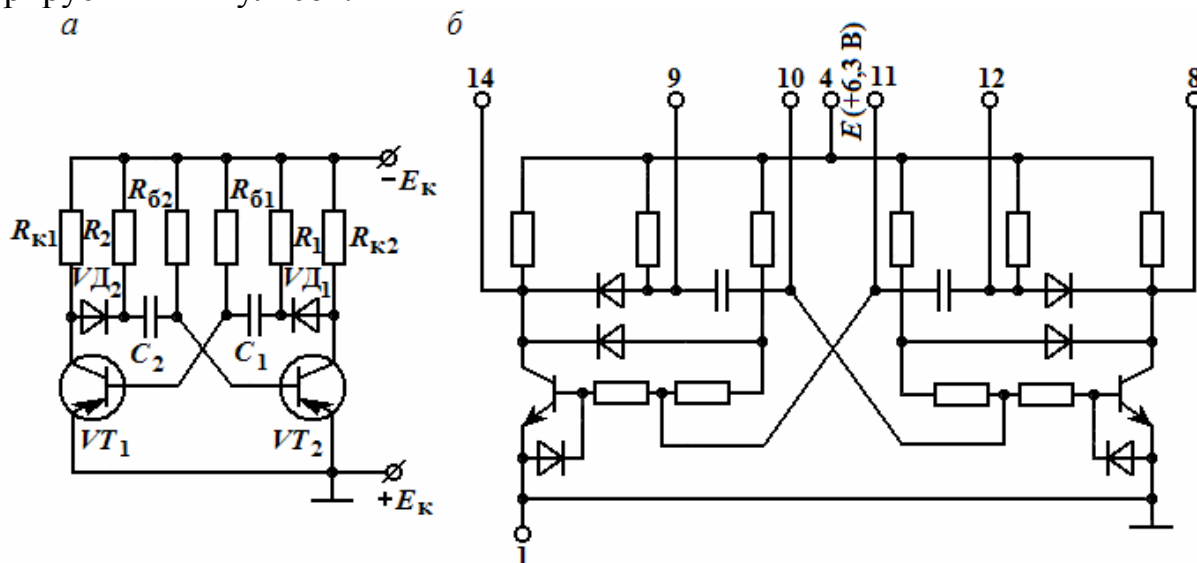
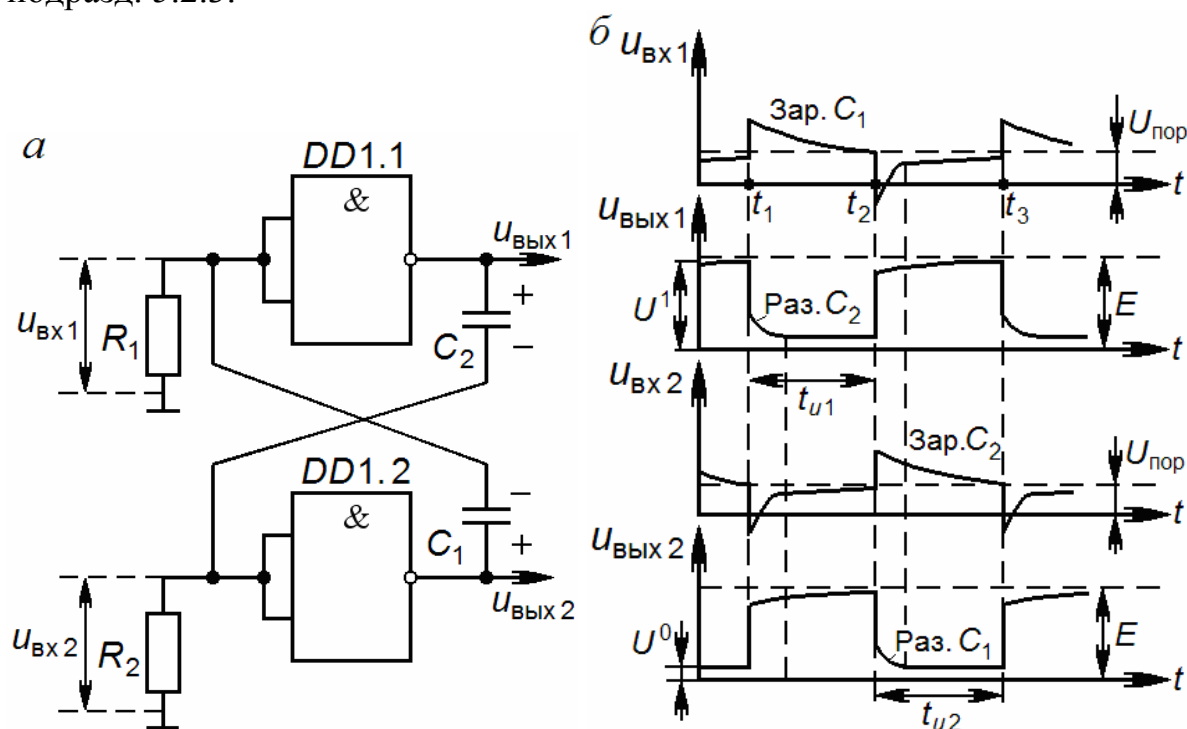


Рис. 5.22. Автоколебательный мультивибратор с разделительными диодами (а) и на интегральной микросхеме типа К2ГФ181 (б)

### Автоколебательный мультивибратор на логических электронных элементах

Принципиальная схема автоколебательного мультивибратора на логических электронных элементах И-НЕ приведена на рис. 5.23, а. В качестве элементов И-НЕ широко используются ТТЛ-элементы, рассмотренные в подразд. 5.2.3.



5.23. Автоколебательный мультивибратор:  
а – принципиальная схема; б – временные графики напряжений

Входы каждого из элементов  $DD1.1$  и  $DD1.2$  соединены, и к входу элемента подсоединён резистор  $R_1(R_2)$ . Соединенные по входу элементы И-НЕ превращаются в элементы НЕ. Выход одного элемента связан с входом другого конденсатором  $C_1(C_2)$ , за счёт чего создаётся положительная обратная связь.

Рассмотрим кратко работу схемы. Полный цикл работы разобьём на стадии. До момента времени  $t = t_1$  элемент  $DD1.1$  находится в состоянии 1, и на его выходе – логическая 1, а элемент  $DD1.2$  пребывает в состоянии 0, и на его выходе – логический 0. Элемент  $DD1.1$  находится в состоянии 1, т.к. напряжение на его входе  $u_{вх1}$ , создаваемое на резисторе  $R_1$  входным током элемента, незначительно меньше определенного порогового напряжения  $U_{пор}$  ( $U_{вх1} = U_{вх}^0 < U_{пор}$ , где  $U_{вх}^0$  – нулевой уровень входного напряжения).

На выходе элемента  $DD1.1$  напряжение  $u_{вых} \approx U^1$  (уровень логической 1). Элемент  $DD1.2$  находится в состоянии 0, ибо в это время происходит заряд конденсатора  $C_2$ , и за счет тока заряда на входе элемента  $DD1.2$  создается напряжение  $U_{вх2} > U_{пор}$  ( $U_{вх2} = U_{вх}^1 > U_{пор}$ , где  $U_{вх}^1$  – единичный уровень входного напряжения); заряд конденсатора  $C_2$  происходит по следующей цепи:

$$+E, R_{вых1}^1, C_2, R_2 \parallel R_{вх2}^0 / 2, E \text{ (земля)},$$

где  $E$  – напряжение источника питания;

$R_{вых1}^1$  – выходное сопротивление элемента  $DD1.1$ ;

$R_{вх2}^0$  – входное сопротивление  $DD1.2$ .

На выходе элемента  $DD1.2$  напряжение  $u_{вых2} = U^0$  (уровень логического 0). По мере заряда конденсатора  $C_2$  уменьшаются ток заряда и напряжение  $u_{вх2}$ .

*Первая стадия – первый скачок* (момент  $t_1$ ). В момент времени  $t_1$  напряжение  $u_{вх2}$  становится равным напряжению  $U_{пор}$  (рис. 5.23, б), элемент  $DD1.2$  переходит в состояние 1, возникает положительный скачок напряжения  $u_{вых2}$ , который через конденсатор  $C_1$  передаётся на вход элемента  $DD1.1$ , и элемент переходит в состояние 0. Действует положительная обратная связь:

$$+\Delta u_{вых2} \rightarrow +\Delta u_{вх1} \rightarrow -\Delta u_{вых1} \rightarrow -\Delta u_{вх2} \rightarrow +\Delta u_{вых2}.$$

*Вторая стадия* – первое неустойчивое состояние схемы, когда происходят разряд конденсатора  $C_2$  и заряд конденсатора  $C_1$  (промежуток времени  $t_1 - t_2$ ).

Разряд конденсатора  $C_2$  происходит сравнительно быстро по цепи:

$$+ C_2, R_{вых1}^0, \text{земля}(-E), R_2 \parallel R_{вх2}^1 / 2, - C_2.$$

Постоянная времени цепи разряда  $C_2$  с учётом защитных диодов, стоящих на входах логического элемента, определяется формулой

$$\tau_{раз2} \approx C_2 \cdot R_{вых1}.$$

По мере разряда  $C_2$  по экспоненциальному закону изменяются напряжения  $u_{\text{вых1}}$  и  $u_{\text{вых2}}$  (время разряда  $3 \tau_{\text{раз2}}$ ).

Заряд конденсатора  $C_1$  идет по цепи:

$$+E, R_{\text{вых2}}^1, C_1, R_1 \parallel R_{\text{вых1}}^0 / 2, -E.$$

Постоянная времени цепи заряда определяется выражением

$$\tau_{\text{зар1}} \approx C_1 R_1.$$

По мере заряда конденсатора  $C_1$  уменьшаются его ток, напряжение на выходном сопротивлении  $R_{\text{вых2}}^1$  (благодаря чему возрастает напряжение  $u_{\text{вых2}}$ ) и уменьшается напряжение  $u_{\text{вых1}}$ .

*Третья стадия – второй скачок* (момент  $t_2$ ). В момент времени  $t_2$  напряжение  $u_{\text{вых1}}$  становится равным пороговому напряжению  $U_{\text{пор}}$  (рис. 5.23, б). Элемент  $DD1.1$  переходит в состояние 1, возникает положительный скачок напряжения  $u_{\text{вых1}}$ , который через  $C_2$  передается на вход элемента  $DD1.2$ , и элемент переходит в состояние 0. Действует положительная обратная связь, аналогичная моменту времени  $t_1$ .

*Четвёртая стадия – второе неустойчивое состояние системы*, когда происходят разряд конденсатора  $C_1$  и заряд конденсатора  $C_2$  (промежуток времени  $t_2-t_3$ ). Эти процессы аналогичны процессам, происходящим во время второй стадии.

Как видно из временных графиков (рис. 5.23, б), за время второй и четвёртой стадий соответственно на выходах первого и второго элементов возникают отрицательные прямоугольные импульсы. Длительность этих (выходных) импульсов  $t_{u1}$ ,  $t_{u2}$  зависит от продолжительности заряда конденсаторов соответственно  $C_1$ ,  $C_2$  и определяется по формулам:

$$t_{u1} \approx 1,25 R_1 C_1; t_{u2} = 1,25 R_2 C_2.$$

(Коэффициент 1,25 даётся с учётом того, что мультивибратор собран на ТТЛ-элементах.)

Длительность фронтов выходных импульсов зависит от времени разряда конденсаторов соответственно  $C_1$ ,  $C_2$ .

Амплитуда выходных импульсов определяется выражением

$$U_m = U^1 - U^0 \approx 0,8E.$$

Период выходных импульсов

$$T = t_{u1} + t_{u2}.$$

Если по каким-либо причинам изменяется напряжение источника питания  $E$ , то изменяются напряжения  $U^1$ ,  $U^0$ ,  $U_{\text{пор}}$ , а также параметры:  $t_{u1}$ ,  $t_{u2}$ ,  $T$ ,  $U_m$ .

Автоколебательный режим можно перевести в режим синхронизации. В этом режиме на мультивибратор, работающий в автоколебательном режиме, подаётся внешнее синхронизирующее периодическое напряжение

в виде последовательности кратковременных синхроимпульсов. Частота собственных колебаний мультивибратора изменяется, становится равной частоте синхроимпульсов.

В режиме синхронизации осуществляется преждевременный переход схемы из одного неустойчивого состояния в другое синхроимпульсами, подаваемыми на вход логического элемента, находящегося в состоянии 0. Значит, для осуществления синхронизации должно быть выполнено следующее условие:

$$T_{\text{син}} < T_{\text{соб.}}$$

Если выполняется условие

$$n \cdot T_{\text{син}} < T_{\text{соб.}}$$

где  $n$  – целое число, то синхронизация выполняется каждым  $(n-m)$  импульсом.

Такой режим называется режимом деления частоты, а  $n$  – коэффициентом деления частоты. Это частный случай режима синхронизации. При этом период импульсов мультивибратора оказывается в  $n$  раз больше периода синхроимпульсов.

### Ждущий мультивибратор на логических электронных элементах

Ждущий мультивибратор – генератор прямоугольных импульсов, имеющий одно длительно устойчивое и одно неустойчивое состояние равновесия.

Перевод схемы из длительного устойчивого состояния в неустойчивое происходит под воздействием импульса запуска, который подаётся на вход схемы. Схема ждущего мультивибратора (рис. 5.24, а) отличается от схемы автоколебательного мультивибратора отсутствием второй времязадающей цепи.

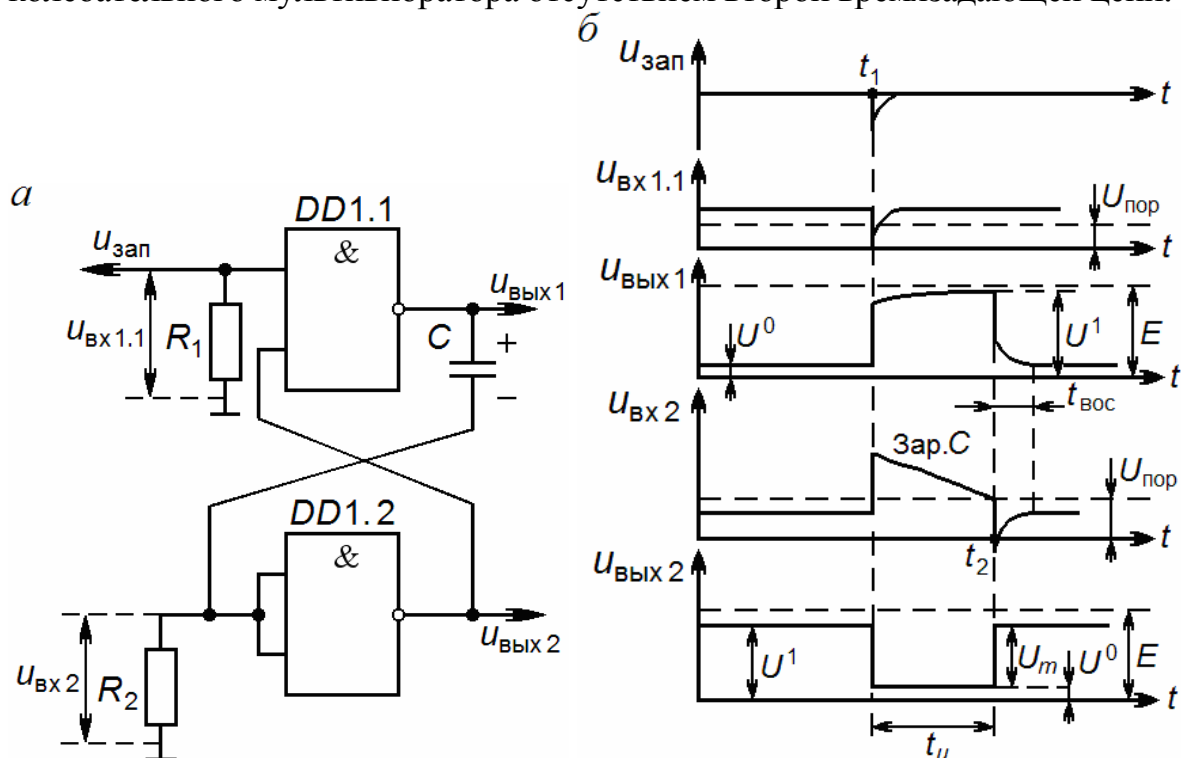


Рис. 5.24. Ждущий мультивибратор:  
а – принципиальная схема; б – временные графики напряжений



Рассмотрим кратко работу схемы.

*Первая стадия* – исходное устойчивое состояние схемы (до момента времени  $t_1$ ).

В исходном состоянии напряжение  $u_{\text{вх}2} = U_{\text{вх}}^0$  незначительно ( $u_{\text{вх}2} < U_{\text{пор}}$ ), и поэтому элемент  $DD1.2$  находится в состоянии 1, а напряжение  $u_{\text{вых}2} = U^1$ . На первом входе элемента  $DD1.1$  действует напряжение  $u_{\text{вх}1.1} = U_{\text{вх}}^1$ , которое больше порогового напряжения, а на второй вход подаётся большое напряжение  $u_{\text{вых}2} = U^1$ . Поэтому элемент  $DD1.1$  находится в состоянии 0, напряжение  $u_{\text{вых}1} = U^0$ , конденсатор  $C$  разряжен (рис. 5.24, б).

*Вторая стадия* – первый скачок в схеме. На вход схемы подаются отрицательный запускающий импульс (момент  $t_1$ ) и напряжение  $u_{\text{вх}1.1} < U_{\text{пор}}$ . Элемент  $DD1.1$  переходит в состояние 1. Скачок напряжения на выходе элемента  $DD1.1$  через конденсатор  $C$  подаётся на вход элемента  $DD1.2$ . Напряжение  $u_{\text{вх}2}$  становится  $> U_{\text{пор}}$ , и элемент  $DD1.2$  переходит в состояние 0. На его выходе возникает отрицательный скачок напряжения. Напряжение  $u_{\text{вых}2}$  становится равным  $U^0$ . За счет положительной обратной связи это напряжение передаётся на второй вход элемента  $DD1.1$  и удерживает его в состоянии 1 после окончания действия импульса запуска. В момент  $t_1$  мультивибратор переходит в неустойчивое состояние равновесия.

*Третья стадия* – неустойчивое состояние равновесия (промежуток времени  $t_1 - t_2$ ). Конденсатор  $C$  заряжается по цепи:

$$+E, R_{\text{вых}1}^1, C, R_2 \parallel R_{\text{вх}2}^0/2, -E \text{ (земля)}.$$

Постоянная времени цепи заряда определяется выражением

$$\tau_{\text{зар}} \approx CR_2.$$

По мере заряда конденсатора  $C$  ток заряда уменьшается, падают напряжение  $u_{\text{вх}2}$  и напряжение на выходном сопротивлении  $R_{\text{вых}1}^1$ , благодаря чему увеличивается напряжение  $u_{\text{вых}1}$ .

*Четвёртая стадия* – второй скачок (момент  $t_2$ ). В момент  $t_2$  напряжение  $u_{\text{вх}2} = U_{\text{пор}}$ , и элемент  $DD1.2$  переходит в состояние 1. За счет действия положительной обратной связи элемент  $DD1.1$  переходит в состояние 0, и схема возвращается в исходное устойчивое состояние. Начинается разряд конденсатора  $C$  по цепи:

$$+C, R_{\text{вых}1}^0, -E \text{ (земля)}, R_2 \parallel R_{\text{вх}2}^1/2, -C.$$

Постоянная времени цепи разряда составит:

$$\tau_{\text{раз}} \approx C \cdot R_{\text{вых}1}^0.$$

Вследствие разряда конденсатора напряжения  $u_{\text{вых}1}$  и  $u_{\text{вх}2}$  изменяются по экспоненциальному закону. Время разряда

$$t_{\text{вос}} = 3 \cdot \tau_{\text{раз}}.$$

Как видно из временных графиков (см. рис. 5.24, б), за время третьей стадии на выходе элемента DD1.2 образуется отрицательный выходной импульс.

Длительность выходного импульса определяется продолжительностью заряда конденсатора  $C$ :  $t_u \approx 0,73C \cdot R_2$  (коэффициент 0,73 взят с учётом того, что мультивибратор собран на ТТЛ-элементах).

Амплитуда выходного импульса составит:

$$U_m = U^1 - U^0 \approx 0,8E.$$

Период выходных импульсов равен периоду запускающих импульсов.

### Мультивибраторы на интегральных микросхемах операционных усилителей

Как уже отмечалось ранее, мультивибраторы могут выполняться не только на дискретных элементах, но и на логических электронных элементах, на операционных усилителях.

Мультивибраторы на логических электронных элементах позволяют получить импульсы с малой длительностью фронта и среза. Однако температурная стабильность и диапазон регулирования длительности импульсов у них ниже, чем в схемах на операционных усилителях.

Прежде чем предлагать какой-либо мультивибратор на интегральной микросхеме операционного усилителя, рассмотрим воздействие на эту схему двух входных однополярных напряжений  $u_1, U_2$  (рис. 5.25, а).

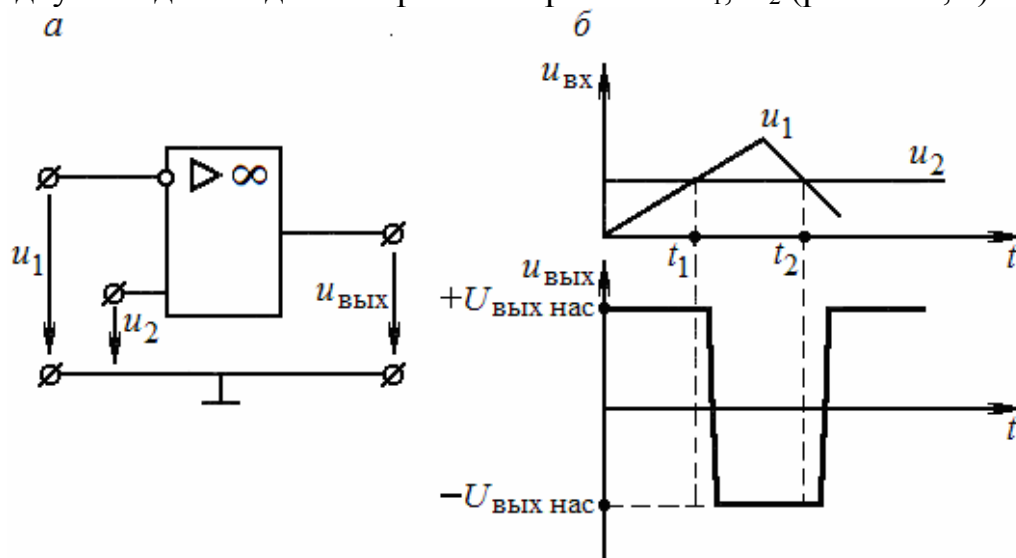


Рис. 5.25. Схема простейшего амплитудного компаратора на интегральной микросхеме операционного усилителя (а) и ее временные графики (б)

Полярность напряжения  $u_{\text{ВЫХ}}$  определяется большим из напряжения  $u_1$  и  $U_2$ , т.е.  $u_{\text{ВЫХ}} = K(U_2 - u_1)$ , а величина  $u_{\text{ВЫХ}}$  за счет большого коэффициента усиления  $K$  достигает максимального значения  $U_{\text{ВЫХ.НАС}}$  при весьма незначительной разности  $u_1$  и  $U_2$ . До момента времени  $t_1$  (см. рис. 5.25, б)  $U_2 > u_1$  и полярность напряжения  $u_{\text{ВЫХ}}$  совпадает с полярностью напряжения  $U_2$  на не-

инвертирующем входе, а  $u_{\text{вых}} = +U_{\text{вых.нас}}$ . Вслед за равенством (в момент  $t_1$ ) напряжение  $u_1$  начинает превышать  $U_2$ . Теперь полярность напряжения  $u_{\text{вых}}$  определяется напряжением  $u_1$  на инвертирующем входе и противоположна полярности напряжения  $u_1$ . При весьма незначительном превышении напряжения  $u_1$  над  $U_2$  напряжение на выходе устанавливается равным  $-U_{\text{вых.нас}}$ . В момент времени  $t_2$  вновь наступает равенство сигналов, вслед за которым напряжение  $u_1$  становится меньше  $U_2$  и напряжение на выходе скачком переходит от  $-U_{\text{вых.нас}}$  к  $U_{\text{вых.нас}}$ .

Рассмотренная схема является простейшим амплитудным компаратором, т.е. устройством, предназначенным для сравнения двух напряжений.

**Автоколебательный мультивибратор.** На рис. 5.26, а изображена схема автоколебательного мультивибратора, выполненная на основе интегральной микросхемы операционного усилителя. В схеме отрицательная обратная связь осуществляется с помощью цепи  $RC$ , а положительная обратная связь – при помощи делителя  $R_1, R_2$ .

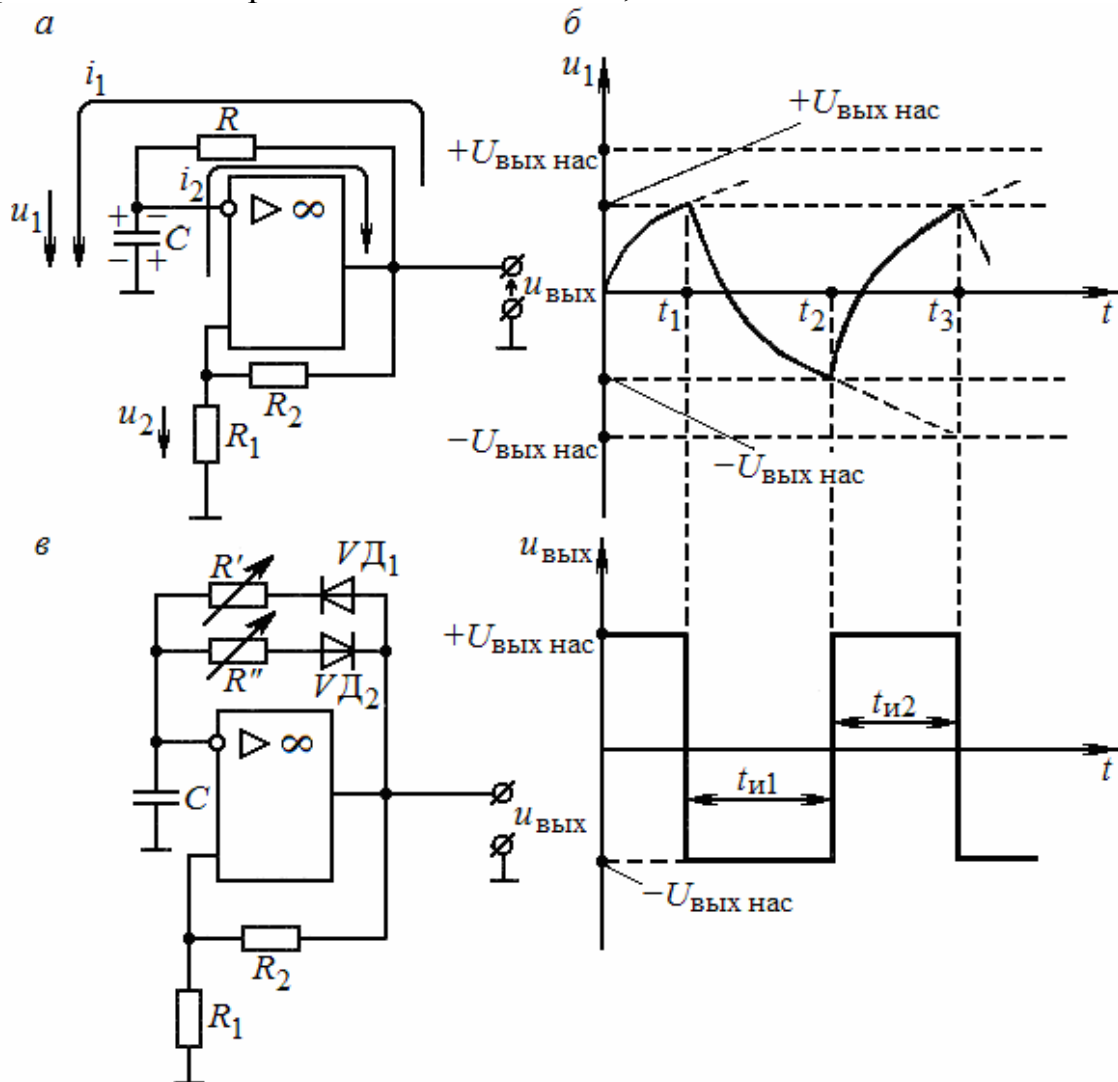


Рис. 5.26. Схема автоколебательного мультивибратора на интегральной микросхеме операционного усилителя (а) и ее временные графики (б); схема автоколебательного мультивибратора на интегральной микросхеме операционного усилителя с регулируемой длительностью импульсов (в)

При подаче питания ( $t = t_0$ ) за счет действия положительной обратной связи на выходе схемы устанавливается напряжение, равное  $U_{\text{вых.нас}}$ . Пусть это напряжение имеет положительную полярность. Тогда в это время напряжение  $u_2$  на неинвертирующем входе положительно и равно  $u_1 = \beta U_{\text{вых.нас}}$ , где  $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ , а напряжение  $u_1$  на инвертирующем входе  $u_1 = 0$ , так как конденсатор  $C$  еще не успел зарядиться.

Конденсатор  $C$  начнет заряжаться через резистор  $R$  током  $i_1$  (см. рис. 5.26, а), стремясь зарядиться до  $+U_{\text{вых.нас}}$ . Напряжение на конденсаторе  $u_c = u_1$  возрастает по экспоненциальному закону (см. рис. 5.26, б). В момент времени  $t = t_1$  напряжение на конденсаторе  $u_c = u_1$  чуть превысит напряжение  $u_2 = \beta U_{\text{вых.нас}}$ . Вследствие того, что напряжение на инвертирующем входе стало больше, выходное напряжение уменьшается и практически скачком изменяет свою полярность. Скачкообразному процессу способствует положительная обратная связь, так как с уменьшением  $u_{\text{вых}}$  уменьшается  $u_2$ , что вызывает дальнейшее уменьшение  $u_{\text{вых}}$  и т.д. В момент времени  $t = t_1$  на выходе устанавливается напряжение  $u_{\text{вых}} = -U_{\text{вых.нас}}$ , а конденсатор  $C$  начнет перезарядиться током  $i_2$  противоположного направления, стремясь перезарядиться до  $-U_{\text{вых.нас}}$ .

В момент времени  $t = t_2$  напряжение на конденсаторе  $u_c = u_1$  чуть превысит по абсолютной величине напряжение  $u_2 = -\beta U_{\text{вых.нас}}$ ; выходное напряжение вновь скачком изменяет свою полярность и становится равным  $u_{\text{вых}} = +U_{\text{вых.нас}}$ . Процессы повторяются. Можно показать, что длительность импульса мультивибратора (см. рис. 5.26, б)

$$t_{\text{и}} = t_{\text{и1}} = t_{\text{и2}} = RC \ln[1 + (2R_1/R_2)],$$

а период

$$T = 2 t_{\text{и1}} = 2 RC \ln[1 + (2R_1/R_2)].$$

На рис. 5.26, в приведена схема мультивибратора, в котором резистором  $R'$  можно менять постоянную времени заряда конденсатора  $C$ , а резистором  $R''$  – постоянную времени его разряда. Таким образом, имеется возможность отдельно регулировать длительности  $t_{\text{и1}}$ ,  $t_{\text{и2}}$ .

**Ждущий мультивибратор.** На рис. 5.27, а изображена схема ждущего мультивибратора, выполненная на основе интегральной микросхемы операционного усилителя. Эта схема отличается от схемы автоколебательного мультивибратора наличием диода  $VD$ , включенного параллельно конденсатору  $C$ . За счет диода отрицательное напряжение на конденсаторе  $u_c = u_1$  может иметь только небольшое отрицательное значение (напряжение на отпертом диоде). Поэтому оно не может стать более отрицательным, чем напряжение  $u_2 = -\beta U_{\text{вых.нас}}$ , которое приложено к неинвертирующему входу, когда  $u_{\text{вых}} = -U_{\text{вых.нас}}$ . Благодаря этому из состояния  $u_{\text{вых}} = -U_{\text{вых.нас}}$  схема не сможет самостоятельно переключиться к уровню  $+U_{\text{вых.нас}}$ .

С приходом положительного запускающего импульса с амплитудой  $U_m$  (см. рис. 5.27, б), превышающей абсолютное значение отрицательного напряжения на неинвертирующем входе ( $U_m > [\beta U_{\text{ВЫХ.НАС}}]$ ), напряжение на выходе начинает возрастать. Этот процесс за счет действия положительной обратной связи протекает лавинообразно, так что спустя небольшое время (практически скачком)  $u_{\text{ВЫХ}}$  становится равным  $+U_{\text{ВЫХ.НАС}}$ . После этого начинается перезаряд конденсатора  $C$  через резистор  $R$ . Когда напряжение на нем окажется чуть больше  $u_2 = \beta U_{\text{ВЫХ.НАС}}$ , происходит новое переключение схемы к уровню  $u_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{ВЫХ.НАС}}$ . После этого конденсатор перезарядается, но только до небольшого отрицательного напряжения на открытом диоде  $V_D$ , и схема возвращается в исходное состояние, в котором пребывает до поступления следующего запускающего импульса.

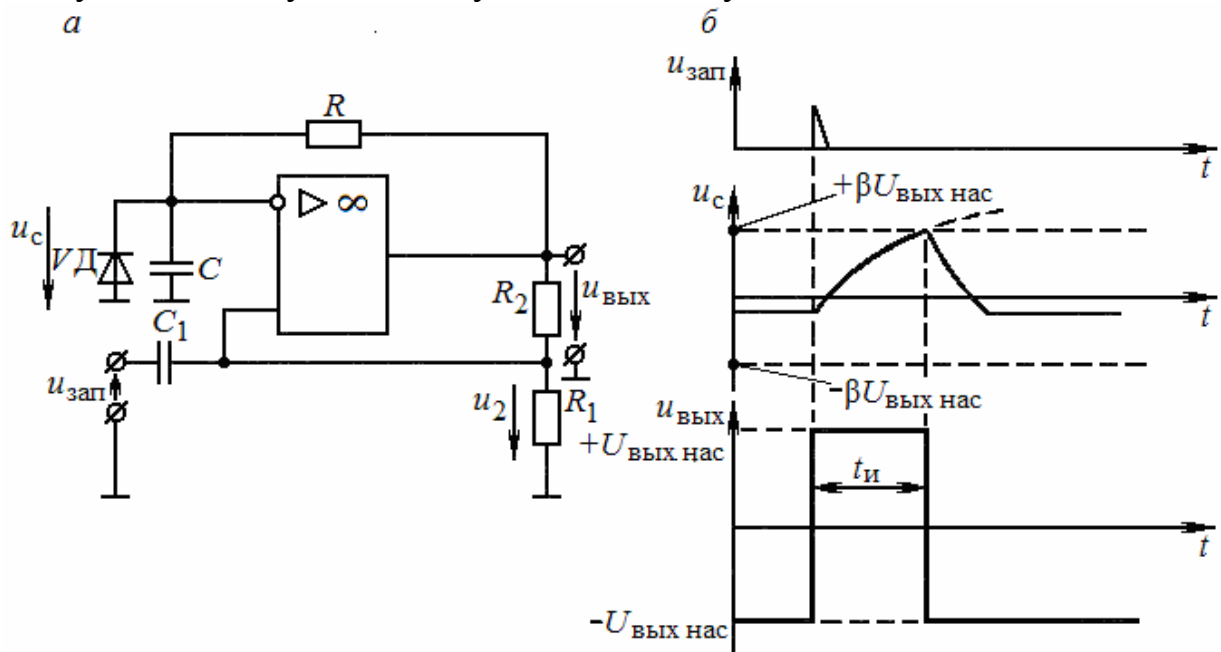


Рис. 5.27. Схема ждущего мультивибратора на интегральной микросхеме операционного усилителя (а) и ее временные графики (б)

Можно показать, что длительность импульса ждущего мультивибратора

$$t_{\text{И}} = RC \ln[1 + R_1/R_2],$$

а время восстановления схемы

$$t_{\text{В}} = RC \ln \frac{2R_1 + R_2}{R_1 + R_2}.$$

Через время  $t_{\text{В}}$  мультивибратор готов к приему следующего запускающего импульса.

### 5.2.5. Триггеры

**Триггером** называют устройство, обладающее двумя состояниями устойчивого равновесия и способное скачком переходить (переключаться)

из одного состояния в другое под воздействием внешнего запускающего сигнала. При переключениях триггера потенциал на его выходе меняется лавинообразно, т.е. на выходе формируется прямоугольный импульс с крутыми фронтами.

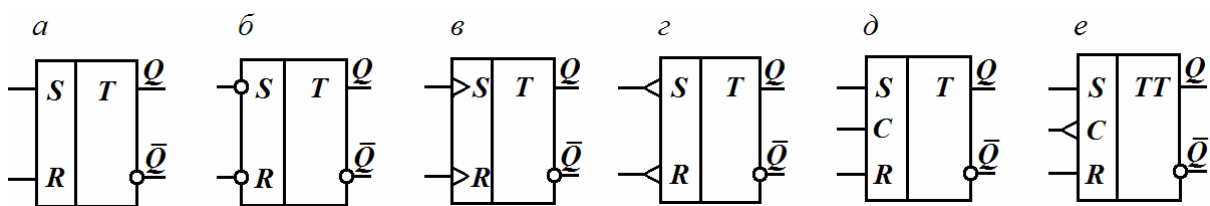
Триггеры получили широкое распространение в различных областях электроники, в частности в электронных информационных системах. Они используются для формирования прямоугольных импульсов заданной длительности, в качестве переключающего устройства, в качестве схемы сравнения, для деления частоты входных импульсов, в качестве элементов памяти ЭВМ, в счетчиках импульсов и т.д.

Триггеры могут выполняться на дискретных элементах, среди которых активными элементами являются главным образом транзисторы (транзисторные триггеры) на логических электронных элементах. В последнее время триггеры на интегральных микросхемах (интегральные триггеры) выполняются на основе логических электронных элементов.

Транзисторные триггеры по функциональному признаку делятся на следующие виды: *RS*-триггер, *T*-триггер, *RST*-триггер (в нем совмещены *RS*- и *T*-триггеры). Триггеры на логических электронных элементах по функциональному признаку делятся на *RS*, *T*, *D*, универсальные и др., а по способу управления – на асинхронные и синхронные (тактируемые).

Существуют два основных способа запуска (переключения) триггеров – отдельный и счетный (общий). При отдельном запуске запускающие сигналы одной полярности поступают на входы триггера поочередно от двух разных генераторов. При счетном запуске запускающие сигналы одной полярности поступают от одного генератора на общий вход триггера.

Триггеры с отдельным запуском называют *RS*-триггерами и обозначают на функциональных схемах в соответствии с рис. 5.28, *а*, *б*, *в*, *г*, *д*, *е*.



5.28. Условные обозначения *RS*-триггеров:

*а* – со статическими прямыми входами; *б* – со статическими инверсными входами; *в* – с динамическими прямыми входами; *г* – с динамическими инверсными входами; *д* – со статическими прямыми входами и со статическим прямым синхронизирующим входом; *е* – со статическими прямыми входами и с динамическим инверсным синхронизирующим входом

Входы, на которые подаются запускающие сигналы, называют установочными или информационными. Буквой *S* обозначают вход, на который подается сигнал, устанавливающий триггер в состояние «1» (определенное устойчивое состояние), а буквой *R* – вход, на который подается сигнал

сброса, переводящий триггер в состояние «0» (другое устойчивое состояние). Буквой  $Q$  обозначают прямой выход, а буквой  $\bar{Q}$  – инверсный. На инверсном выходе сигнал изменяется в противофазе с сигналом прямого выхода. О состоянии триггера судят по состоянию его прямого, или основного, выхода. Если на нем установился сигнал, кодируемый логической единицей, то говорят, что триггер находится в состоянии «1» и обозначают это как  $Q = \langle 1 \rangle$ . При этом на выходе  $\bar{Q}$  устанавливается сигнал, кодируемый логическим нулем, т.е.  $\bar{Q} = \langle 0 \rangle$ . Если  $Q = \langle 0 \rangle$ ,  $\bar{Q} = \langle 1 \rangle$ , то триггер находится в состоянии «0». Если источники входных сигналов имеют непосредственную связь со входами триггера, то такие входы называют статическими (см. рис. 5.28, *а, б, д, е*). При этом переключение триггера осуществляется установившимся уровнем запускающего сигнала. Если входы триггера связаны с источниками сигналов через  $RS$ -цепи, трансформаторы и аналогичные цепи, то триггер реагирует на перепады сигналов и не реагирует на их уровни. Подобные входы называют динамическими (см. рис. 5.28, *в, з*). Если переключение триггера происходит при изменении входного сигнала от «0» к «1», то входы называют прямыми и обозначают в соответствии с рис. 5.28, *а, д, е* (прямые статические) и рис. 5.28, *в* (прямые динамические). Если же переключение триггера происходит при изменении входного сигнала от «1» к «0», то входы называют инверсными и обозначают в соответствии с рис. 5.28, *б* (инверсные статические) и рис. 5.28, *з* (инверсные динамические).

Синхронный триггер в отличие от асинхронного, кроме информационных входов, имеет синхронизирующий (тактируемый)  $C$ -вход (см. рис. 5.28, *д, е*); сигналы на информационных входах воздействуют на такой триггер только при появлении сигнала на синхронизирующем входе.

Триггер со счетным входом называют  $T$ -триггером и обозначают на функциональных схемах, как показано на рис. 5.29, *а*.  $T$ -триггер имеет один информационный  $T$ -вход.

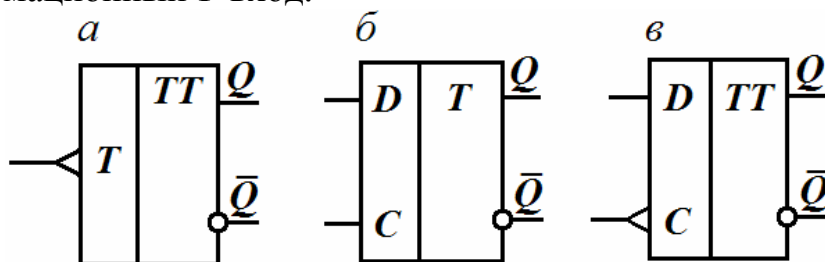


Рис. 5.29. Условные обозначения  $T$ - и  $D$ -триггеров:  
*а* –  $T$ -триггера; *б, в* –  $D$ -триггера

$D$ -триггер (триггер задержки) имеет один информационный  $D$ -вход и синхронизирующий  $C$ -вход. Он передает на выход  $Q$ -сигнал, действующий на входе  $D$ , при появлении синхронизирующего сигнала на  $C$ -входе. Условные обозначения  $D$ -триггера показаны на рис. 5.29, *б, в*.



Синхронные триггеры по конструкции делятся на одноступенчатые и двухступенчатые. Одноступенчатые триггеры переключаются при наличии на  $C$ -входе импульса или потенциала, двухступенчатые – фронтом импульса или перепадом потенциала на  $C$ -входе ( $T$ -входе). Условное обозначение одноступенчатых триггеров содержит одну букву  $T$ , а условное обозначение двухступенчатых триггеров – две буквы  $T$  (см. рис. 5.28,  $e$ ; 5.28,  $a$ ,  $в$ ).

В качестве универсального триггера используется  $JK$ -триггер. На его основе можно легко построить  $RS$ -,  $T$ - и  $D$ -триггеры. Особенности и условное обозначение  $JK$ -триггера будут рассмотрены ниже.

### Интегральные асинхронный и синхронный $RS$ -триггеры

*Асинхронные  $RS$ -триггеры* собирают на логических электронных элементах ИЛИ-НЕ, И-НЕ.

Для примера рассмотрим принципиальную электрическую схему триггера на логических элементах ИЛИ-НЕ резисторно-транзисторной логики (рис. 5.30). Как видно из этой схемы, триггер включает пару перекрестно соединенных ключей на транзисторах  $VT_1$  и  $VT_2$  (т.е. пару резисторных усилителей, работающих в режиме ключа). Кроме того, имеется два статических входа управления на транзисторах  $VT_3$  и  $VT_4$  (входы  $R$  и  $S$ ), на каждый из которых можно подать напряжение, соответствующее «0» или «1».

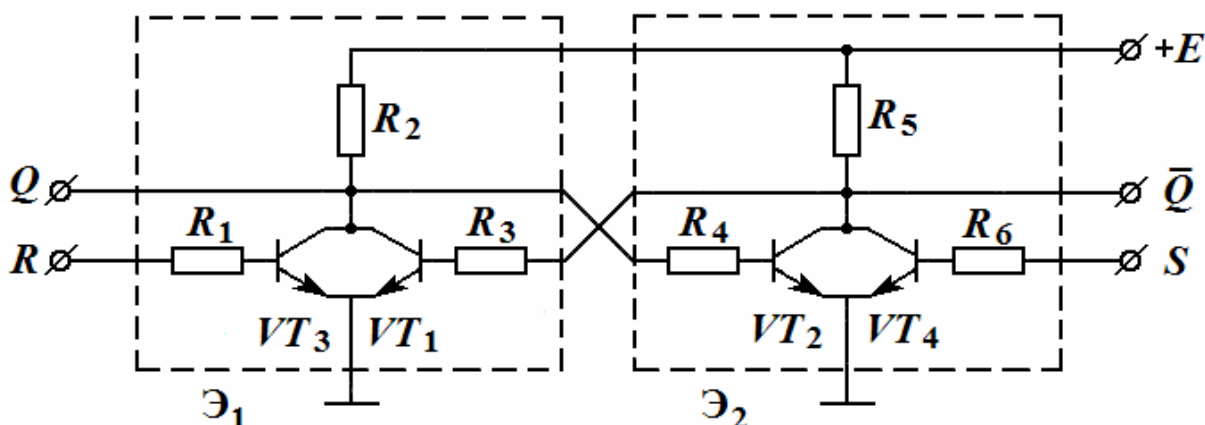


Рис. 5.30. Принципиальная электрическая схема асинхронного  $RS$ -триггера на логических элементах ИЛИ-НЕ

Указанную принципиальную электрическую схему можно заменить более обобщенной функциональной схемой, если использовать условные обозначения логических элементов. На рис. 5.31,  $a$  приведена функциональная схема асинхронного триггера на логических элементах ИЛИ-НЕ, а на рис. 5.31,  $б$  показано его условное обозначение. В схеме выход одного логического элемента связан с входом другого и образуется цепь положительной обратной связи.

Пусть на входах  $R$  и  $S$  сигналы равны «0» ( $R = \langle 0 \rangle$ ,  $S = \langle 0 \rangle$ ). Тогда за счет действия положительной обратной связи триггер установится в одном из двух устойчивых состояний. Пусть триггер находится в состоянии «0»



( $Q = \langle 0 \rangle$ ,  $\bar{Q} = \langle 1 \rangle$ ). Это состояние может существовать произвольно долго, так как сигналы на входах и выходах согласованы и взаимно подтверждают друг друга, в чем нетрудно убедиться, рассматривая принципиальную или функциональную схему. Из принципиальной схемы видно, что транзисторы  $VT_3$  и  $VT_4$  закрыты, так как напряжения на базах транзисторов  $u_{б3} = 0$ ,  $u_{б4} = 0$ .

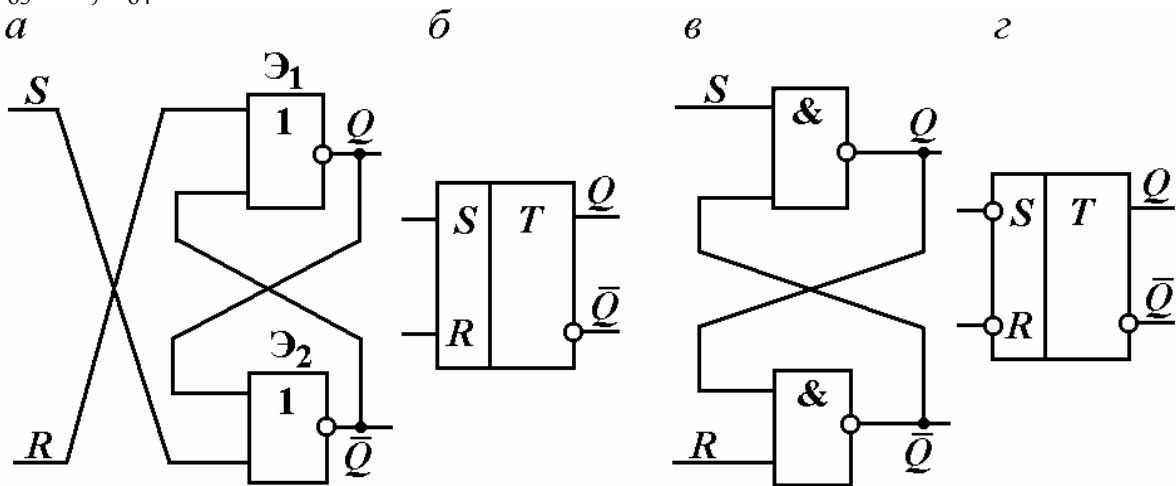


Рис. 5.31. Схемы (а, в) и условные обозначения (б, г) асинхронных  $RS$ -триггеров на логических элементах ИЛИ-НЕ, И-НЕ

Кроме того, закрыт транзистор  $VT_2$ , так как напряжение на его коллекторе  $u_{к2,4} = E$ . Следовательно, напряжение на базе транзистора  $VT_1$   $u_{б1} > 0$ , транзистор  $VT_1$  открыт, напряжение на его коллекторе  $u_{к1,3} \approx 0$ , и напряжение на базе закрытого транзистора  $VT_2$   $u_{б2} \approx 0$ . (Аналогично для состояния  $Q = \langle 1 \rangle$ ,  $\bar{Q} = \langle 0 \rangle$ .) Подадим на входы сигналы  $S = \langle 1 \rangle$ ,  $R = \langle 0 \rangle$ . Тогда на выходе элемента  $\mathcal{E}_2$  установится сигнал  $\langle 0 \rangle$ , на входах элемента  $\mathcal{E}_1$  будут одновременно действовать сигналы  $\langle 0 \rangle$ , и на выходе элемента  $\mathcal{E}_1$  установится сигнал  $\langle 1 \rangle$ . Триггер переключится в состояние  $\langle 1 \rangle$  ( $Q = \langle 1 \rangle$ ,  $\bar{Q} = \langle 0 \rangle$ ). Аналогично для переключения триггера из состояния  $\langle 1 \rangle$  в состояние  $\langle 0 \rangle$  на входы подаются сигналы  $S = \langle 0 \rangle$ ,  $R = \langle 1 \rangle$ . Таким образом, переключение триггера осуществляется при изменении сигнала на входе от  $\langle 0 \rangle$  к  $\langle 1 \rangle$ . Входные сигналы  $S = \langle 1 \rangle$ ,  $R = \langle 1 \rangle$  запрещены, так как при этом на выходах триггера устанавливаются сигналы  $\langle 0 \rangle$ . На рис. 5.32 изображены временные графики для асинхронного  $RS$ -триггера на элементах ИЛИ-НЕ.

Аналогично работает асинхронный  $RS$ -триггер на элементах И-НЕ (см. рис. 5.31, в, г). Только он имеет инверсные входы. При входных сигналах  $S = \langle 1 \rangle$ ,  $R = \langle 1 \rangle$  триггер находится в одном из двух устойчивых состояний. При входных сигналах  $S = \langle 0 \rangle$ ,  $R = \langle 1 \rangle$  триггер устанавливается в состояние  $\langle 1 \rangle$  ( $Q = \langle 1 \rangle$ ,  $\bar{Q} = \langle 0 \rangle$ ) и сбрасывается в состояние  $\langle 0 \rangle$  при входных сигналах  $S = \langle 1 \rangle$ ,  $R = \langle 0 \rangle$ . Таким образом, переключение триггера

осуществляется при изменении сигнала на входе от «1» к «0». Входные сигналы  $S = \langle 0 \rangle$ ,  $R = \langle 0 \rangle$  для этого триггера запрещены.

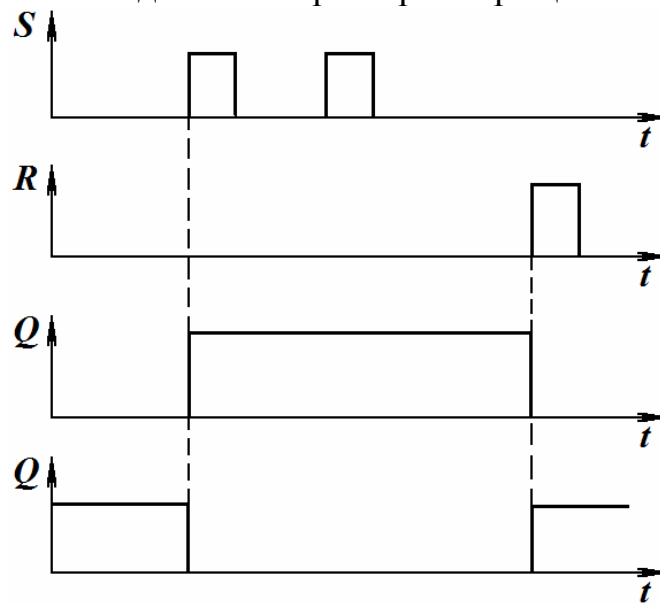


Рис. 5.32. Временные графики для асинхронного  $RS$ -триггера на элементах ИЛИ-НЕ

*Синхронный  $RS$ -триггер* может быть одноступенчатым и двухступенчатым.

Рассмотрим вначале одноступенчатый синхронный  $RS$ -триггер, схема которого изображена на рис. 5.33, *а*. Она содержит асинхронный  $RS$ -триггер  $T_1$  с прямыми входами (собранный на элементах ИЛИ-НЕ) и два элемента И. Последние передают переключающий сигнал «1» с информационных  $S$ - и  $R$ -входов на соответствующие входы  $T_1$  только при наличии на синхронизирующем входе  $C$  сигнала «1».

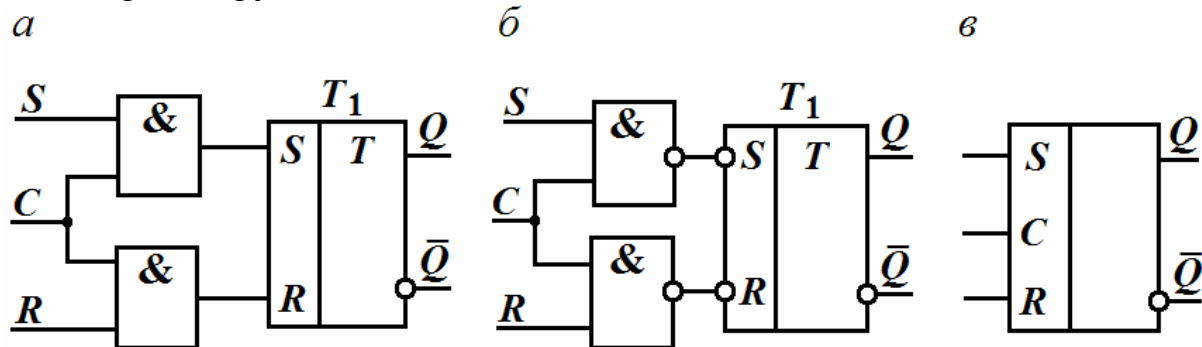


Рис. 5.33. Одноступенчатый синхронный  $RS$ -триггер. Схемы (*а*, *б*) и условное обозначение (*в*)

При  $C = \langle 0 \rangle$  информация с  $S$ - и  $R$ -входов на триггер  $T_1$  не передается. На рис. 5.34 изображены временные графики для одноступенчатого синхронного триггера на логических элементах ИЛИ-НЕ.

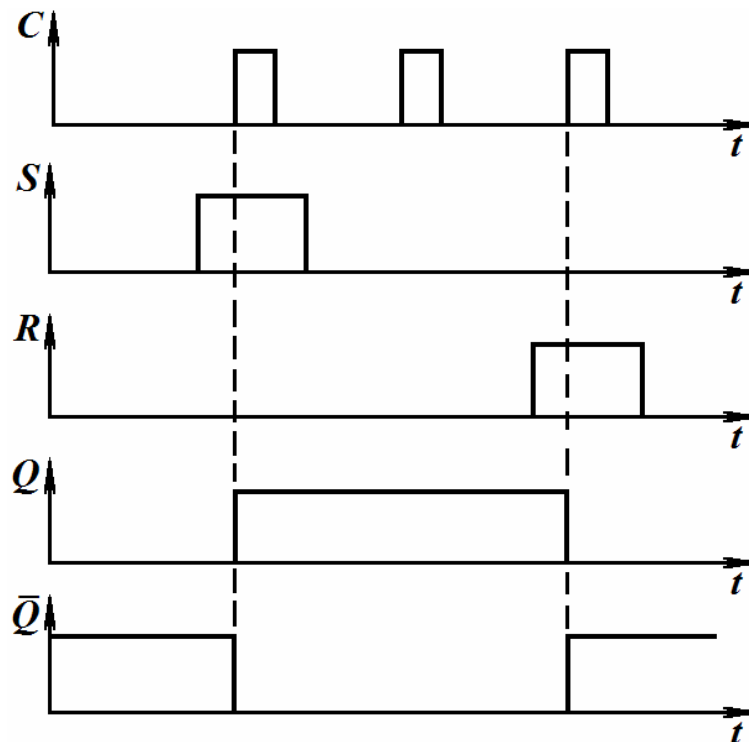


Рис. 5.34. Временные графики для одноступенчатого синхронного  $RS$ -триггера на логических элементах ИЛИ-НЕ

На рис. 5.33, б дана схема одноступенчатого синхронного  $RS$ -триггера, основу которого составляет асинхронный  $RS$ -триггер  $T_1$  с инверсными входами (собранный на элементах И-НЕ). Чтобы обеспечить переключающий сигнал «0» на соответствующем входе  $T_1$ , в схеме использованы элементы И-НЕ. Сигнал «0» на выходе такого элемента будет при сигналах «1» на его входах, т.е. при  $S = \langle 1 \rangle$ ,  $C = \langle 1 \rangle$  или при  $R = \langle 1 \rangle$ ,  $C = \langle 1 \rangle$ . Условное обозначение одноступенчатого синхронного  $RS$ -триггера приведено на рис. 5.33, в; временные графики – на рис. 5.34.

Рассмотрим двухступенчатый синхронный  $RS$ -триггер. Изложенные выше одноступенчатые  $RS$ -триггеры переключаются при наличии на  $C$ -входе импульса или потенциала. Переключение триггера фронтом импульса или перепадом потенциала можно обеспечить, выполнив его двухступенчатым. Каждая ступень такого триггера (рис. 5.35, а) представляет собой синхронный  $RS$ -триггер. При наличии на шине  $C$  сигнала «1» триггер  $T_1$  принимает информацию, поступившую по шинам  $S$  и  $R$  и определяющую его состояние. В это время на  $C$ -входе триггера  $T_2$  за счет элемента НЕ появляется сигнал «0», и информация с выходов  $T_1$  не воздействует на  $T_2$ . В момент окончания действия сигнала «1» на шине  $C$  ( $C = \langle 0 \rangle$ ) на выходе элемента НЕ появляется сигнал «1», разрешающий перезапись в  $T_2$  информации из  $T_1$ . Таким образом, в первую ступень информация с шин  $S$  и  $R$  записывается с приходом синхронизирующего импульса, т.е. по его переднему фронту; состояние первой ступени передается второй с окончанием синхронизирующего импульса, т.е. по его срезу. Условное

изображение двухступенчатого  $RS$ -триггера с динамическим  $C$ -входом, когда переключение происходит перепадом входного сигнала из «1» в «0», приведено на рис. 5.35, б.

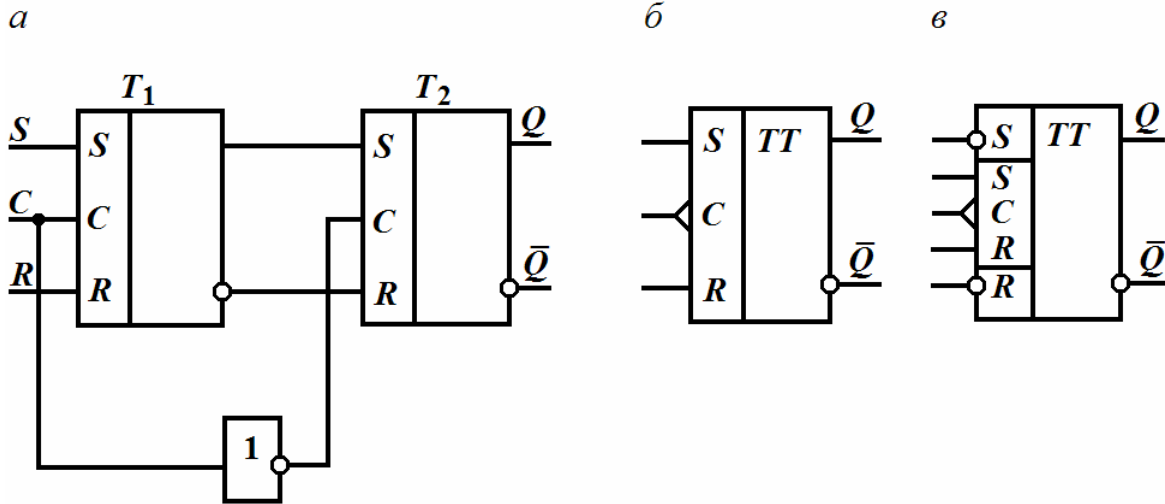


Рис. 5.35. Двухступенчатый синхронный  $RS$ -триггер: схема (а) и условные обозначения (б, в)

Синхронный триггер обычно имеет дополнительные асинхронные входы, по которым он – вне зависимости от сигнала на синхронизирующем входе – переключается в состояние «1» (вход  $S$ ) или «0» (вход  $R$ ). Условное обозначение синхронного двухступенчатого  $RS$ -триггера с дополнительными инверсными асинхронными входами, которые отделяются горизонтальной чертой, показано на рис. 5.35, в.

### Интегральный $T$ -триггер

$T$ -триггер, или счетный триггер, имеет один информационный вход и переключается в противоположное состояние в результате воздействия на его вход каждого очередного сигнала.

$T$ -триггер выполняют на основе рассмотренного выше двухступенчатого синхронного  $RS$ -триггера, в котором вводят обратные связи, связывающие выходы второй ступени  $Q$ ,  $\bar{Q}$  соответственно со входами  $R$  и  $S$  первой ступени.  $C$ -вход первой ступени используется как информационный вход ( $T$ -вход). На рис. 5.36, а, б приведены схема и условное обозначение двухступенчатого  $T$ -триггера.

Пусть триггеры  $T_1$  и  $T_2$  находятся в состоянии «0». Тогда на входах  $R$  и  $S$  триггера  $T_1$  действуют соответственно сигналы «1» и «0», а на входах  $S$  и  $R$  триггера  $T_2$  – сигналы «0» и «1». С появлением синхронизирующего импульса триггер  $T_1$  первой ступени переключается в состояние, противоположное состоянию триггера  $T_2$ , изменяются сигналы на входах  $S$  и  $R$  триггера  $T_2$ . Но это не вызывает изменения сигналов на выходах  $Q$ ,  $\bar{Q}$ , так как на синхронизирующем входе триггера  $T_2$  за счет элемента НЕ сейчас присутствует сигнал «0». Только после окончания импульса на входе  $T_1$

переключится триггер  $T_2$  и произойдет изменение сигналов на выходах  $Q$  и  $\bar{Q}$ , а также на  $R$ - и  $S$ -входах первой ступени. Поэтому после окончания следующего синхронизирующего импульса триггер переключится в первоначальное состояние и т.д. Таким образом, на выходах  $Q$ ,  $\bar{Q}$  сигнал будет изменяться на противоположный по окончании каждого очередного синхронизирующего импульса, что соответствует диаграмме, представленной на рис. 5.36, в.

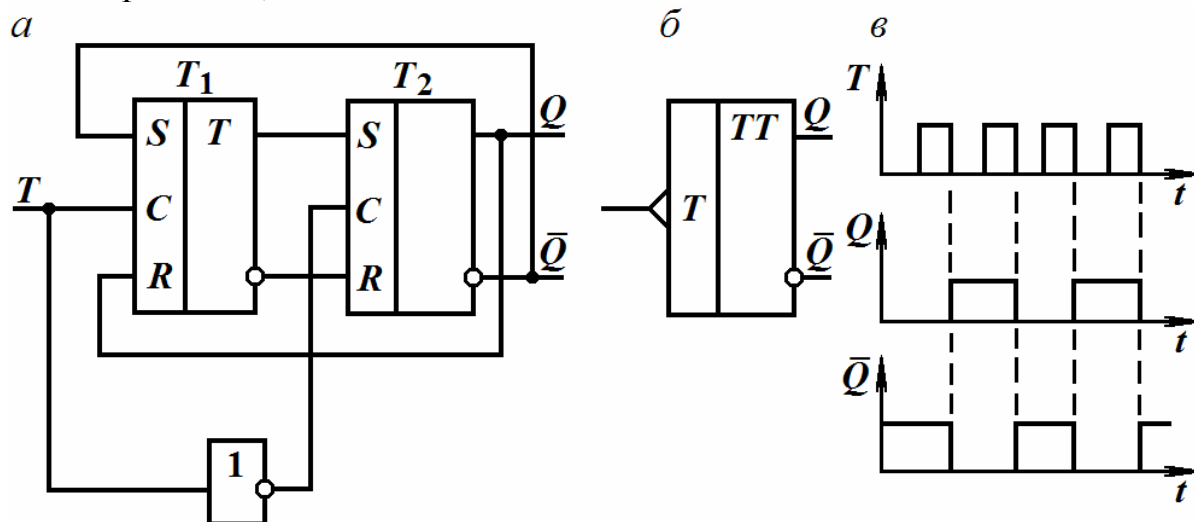


Рис. 5.36. Схема (а), условное обозначение (б) и временные графики (в)  $T$ -триггеры

$T$ -триггер можно выполнить на базе одноступенчатого синхронного  $RS$ -триггера, если выход  $\bar{Q}$  соединить с  $S$ -входом, а выход  $Q$  – с  $R$ -входом. Однако такой  $T$ -триггер не будет нормально функционировать. Действительно, под действием одного синхронизирующего импульса триггер может переключиться несколько раз и его окончательное состояние непредсказуемо.

### Интегральный $D$ -триггер

$D$ -триггер имеет один информационный  $D$ -вход и синхронизирующий  $C$ -вход.  $D$ -триггер может быть одноступенчатым и двухступенчатым.

Одноступенчатый  $D$ -триггер состоит из синхронного одноступенчатого  $RS$ -триггера, дополненного элементом НЕ (рис. 5.37, а). При  $C = 1$  потенциал  $D$ -входа передается на  $S$ -вход триггера  $T_1$  ( $S = D$ ), а на входе  $R$  устанавливается противоположный потенциал, т.е. на  $R$ - и  $S$ -входах действуют противоположные потенциалы. Это приводит к тому, что любой сигнал на входе  $D$  при  $C = \langle 1 \rangle$  создает на  $R$ - и  $S$ -входах комбинацию ( $S = \langle 1 \rangle$ ,  $R = \langle 0 \rangle$  или  $S = \langle 0 \rangle$ ,  $R = \langle 1 \rangle$ ), способную переключить триггер в состояние  $Q = S = D$ . Таким образом, при  $C = 1$   $D$ -триггер является повторителем: на выходе  $Q$  повторяется потенциал входа  $D$ . Однако это повторение начинается только с поступлением синхронизирующего импульса на вход  $C$ , т.е. с задержкой относительно сменившегося потенциала на  $D$ -входе.

При  $C = \langle 0 \rangle$  триггер  $T_1$  и  $D$ -вход разобщены, поэтому  $S = R = 0$  и триггер хранит информацию, поступившую при  $C=1$  с  $D$ -входа. Временные графики напряжений для  $D$ -триггера изображены на рис. 5.37, в).

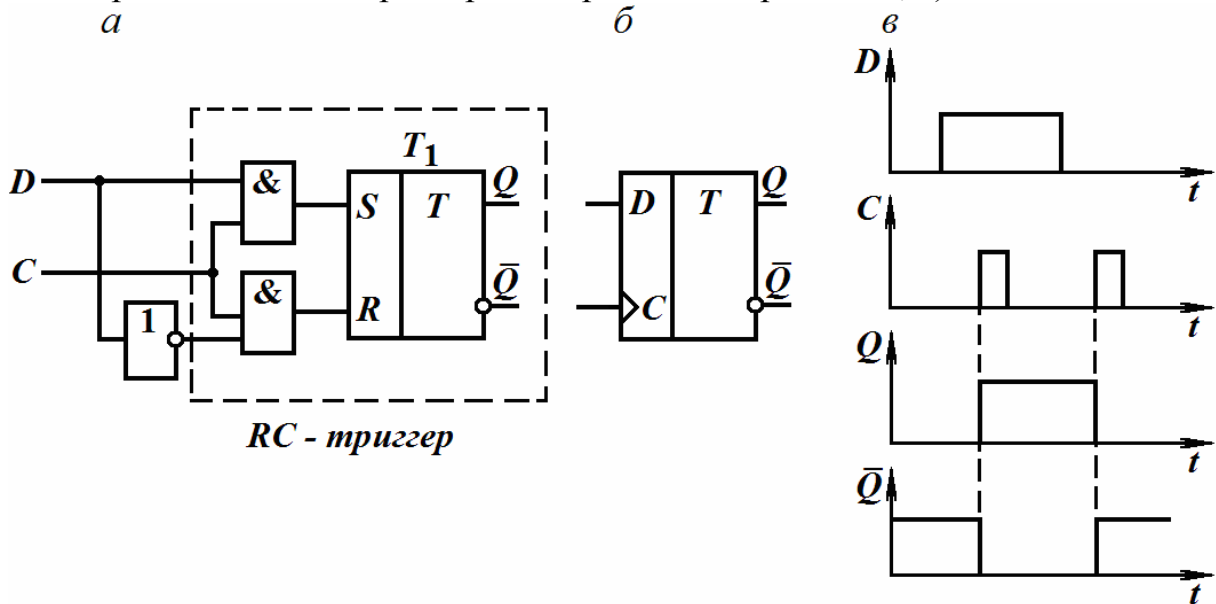


Рис. 5.37. Схема (а), условное обозначение (б), временные графики (в) одноступенчатого  $D$ -триггера

$D$ -триггер можно выполнить двухступенчатым. При этом его первая ступень представляет собой одноступенчатый  $D$ -триггер, а вторая ступень может быть синхронным одноступенчатым  $RS$ -триггером (рис. 5.38, а). Состояние  $D$ -входа передается первой ступени с приходом синхронизирующего импульса, т.е. по его переднему фронту; вторая ступень принимает состояние первой с окончанием синхронизирующего импульса, т.е. по его срезу. Если после каждого переключения обеспечить автоматическую смену уровня потенциала на  $D$ -входе, то с каждым импульсом на  $C$ -входе (по срезу импульса) триггер будет менять свое состояние. Указанная смена потенциала будет осуществляться, если  $D$ -вход соединить с выходом  $\bar{Q}$ .  $D$ -триггер в таком счетном режиме изображен на рис. 5.38, в.

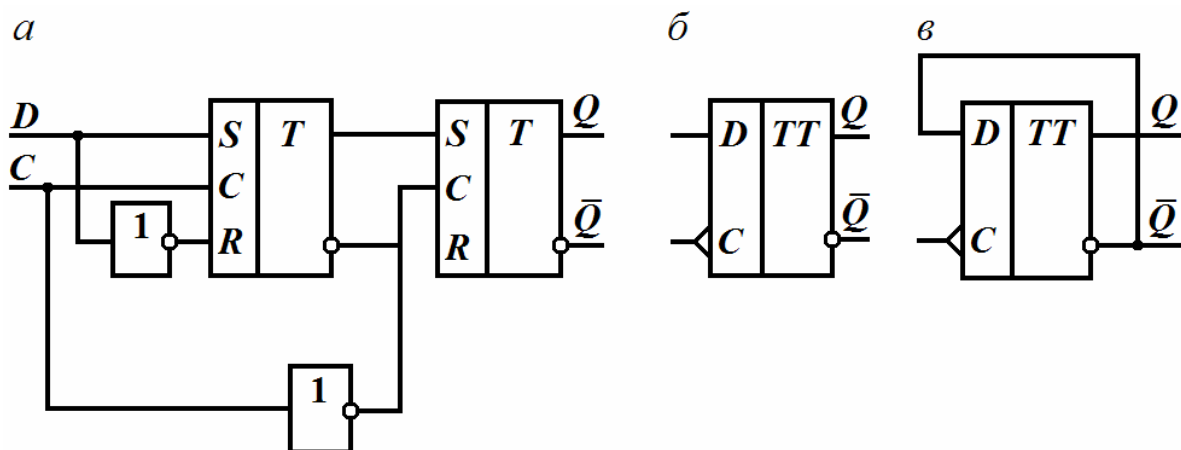


Рис.5.38. Схема (а), условное обозначение (б) двухступенчатого  $D$ -триггера;  $D$ -триггер в счетном режиме (в)

### Интегральный универсальный $JK$ -триггер

$JK$ -триггер имеет информационные входы  $I$  и  $K$  и синхронизирующий вход  $C$ .  $JK$ -триггер получают из двухступенчатого  $T$ -триггера путем использования трехвходовых элементов И-НЕ во входных цепях триггера первой ступени подобно тому, как используют двухвходовые элементы И-НЕ в двухступенчатом  $T$ -триггере. Применение третьих входов элементов И-НЕ позволяет реализовать информационные входы  $I$  и  $K$ .

На рис. 5.39, *а* изображена одна из функциональных схем  $JK$ -триггера, а на рис. 5.39, *б* дано его условное обозначение.

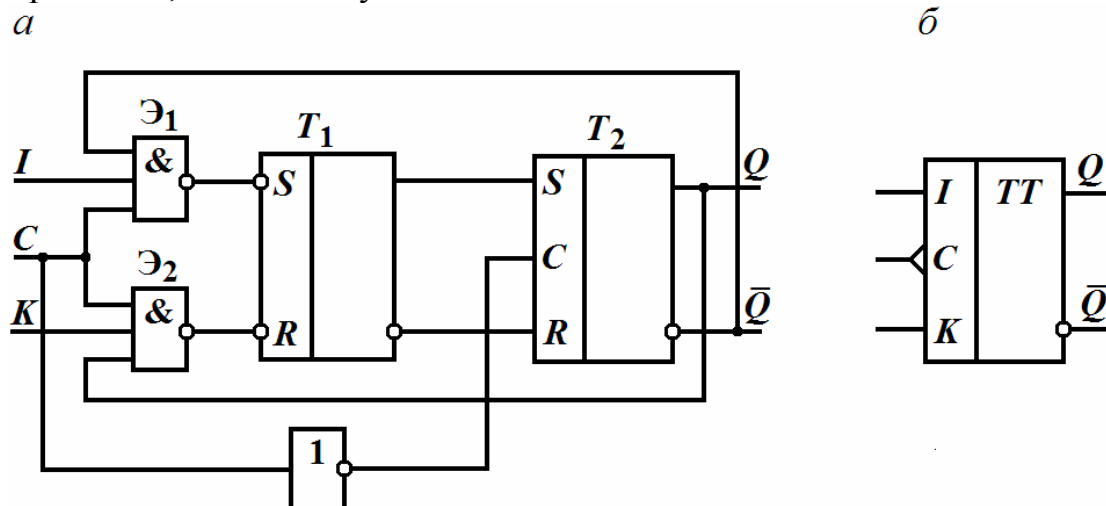


Рис. 5.39. Схема (*а*) и условное обозначение (*б*)  $JK$ -триггера

Используя вход  $I$  как вход  $S$ , а  $K$  – как  $R$ , реализуют синхронный двухступенчатый  $RS$ -триггер (рис. 5.40, *а*). Чтобы на выходе элемента  $\mathcal{E}_1$  появился сигнал «0» (которым триггер с инверсными входами  $T_1$  может переключиться в состояние «1»), на его входах необходимо присутствие сигналов  $I = \langle 1 \rangle$ ,  $C = \langle 1 \rangle$ , а также сигнала «1» с выхода  $\bar{Q}$ . Аналогично сигнал «0» будет на выходе элемента  $\mathcal{E}_2$ , когда  $K = \langle 1 \rangle$ ,  $C = \langle 1 \rangle$  и  $Q = \langle 1 \rangle$ . Таким образом, комбинация  $I = \langle 1 \rangle$ ,  $K = \langle 0 \rangle$  обуславливает по синхронизирующему импульсу (по срезу) переключение  $JK$ -триггера в целом в состояние «1» ( $Q = \langle 1 \rangle$ ,  $\bar{Q} = \langle 0 \rangle$ ), а комбинация  $I = 0$ ,  $K = 1$  – в состояние «0» ( $Q = \langle 0 \rangle$ ,  $\bar{Q} = \langle 1 \rangle$ ).

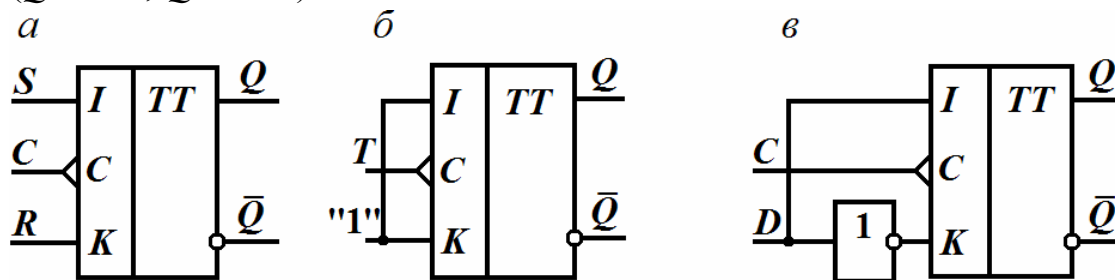


Рис. 5.40. Схемы двухступенчатых  $RS$ -триггера (*а*),  $T$ -триггера (*б*),  $D$ -триггера (*в*) на основе  $JK$ -триггера

При  $I = K = 0$  на выходах элементов  $\mathcal{E}_1$  и  $\mathcal{E}_2$  устанавливаются сигналы «1», и, следовательно, триггер с инверсными входами  $T_1$  и  $IK$ -триггер в целом сохраняют свое прежнее состояние.

В отличие от синхронного  $RS$ -триггера одновременное присутствие сигналов «1» на информационных выходах не является для  $IK$ -триггера запрещенной комбинацией. При  $I = K = \text{«1»}$  триггер изменяет свое состояние на противоположное в момент окончания каждого синхронизирующего сигнала. Таким образом, соединяя входы  $IK$ -триггера по схеме 5.40, б, получают  $T$ -триггер, добавлением элемента НЕ на входе  $IK$ -триггера получают  $D$ -триггер (см. рис. 5.40, в). Все типы триггеров, реализуемые на основе  $IK$ -триггера, дают задержку в появлении выходных сигналов, равную длительности синхронизирующего импульса.

### 5.2.6. Блокинг-генераторы

*Блокинг-генератор* представляет собой однокаскадный генератор кратковременных прямоугольных импульсов с сильной индуктивной положительной обратной связью, осуществляемой посредством импульсного трансформатора.

Обычно блокинг-генератор работает в режиме большой скважности, которая может иметь величину от нескольких сотен до десятков тысяч.

Блокинг-генераторы могут работать как в автоколебательном, так и в ждущем режимах, а также в режиме синхронизации. Блокинг-генераторы широко используются в индикаторных и синхронизирующих устройствах радиолокационных станций, в модуляторах радиопередающих устройств, в счетчиках импульсов, в запоминающих устройствах ЭВМ и т.д.

Наиболее распространенной схемой автоколебательного блокинг-генератора на биполярном транзисторе является схема, приведенная на рис. 5.41, а. Временные графики, поясняющие работу схемы, представлены на рис. 5.41, б.

Основными элементами схемы служат транзистор, импульсный трансформатор, а также включенные в базовую цепь конденсатор  $C_6$  и резистор  $R_6$ . Выходные импульсы снимаются с коллектора транзистора либо с третьей обмотки трансформатора. Первичная и вторичная обмотки должны быть включены так, чтобы между цепью коллектора и цепью базы имела место положительная обратная связь.

Рассмотрим работу автоколебательного блокинг-генератора. Рассмотрение процессов в схеме начнем со стадии запертого транзистора, когда ранее заряженный конденсатор  $C_6$  разряжается через резистор  $R_6$ , источник и базовую обмотку трансформатора.

Постоянная времени цепи разряда  $\tau_p = C_6 R_6$ . Ток разряда создает на резисторе  $R_6$  напряжение, которое плюсом приложено к базе транзистора. Это напряжение в начале разряда по величине больше  $E_k$ . Напряжение на



базе транзистора  $u_6 = -E_k + u_{R_6}$ , и до тех пор, пока эта разность положительна, транзистор будет заперт.

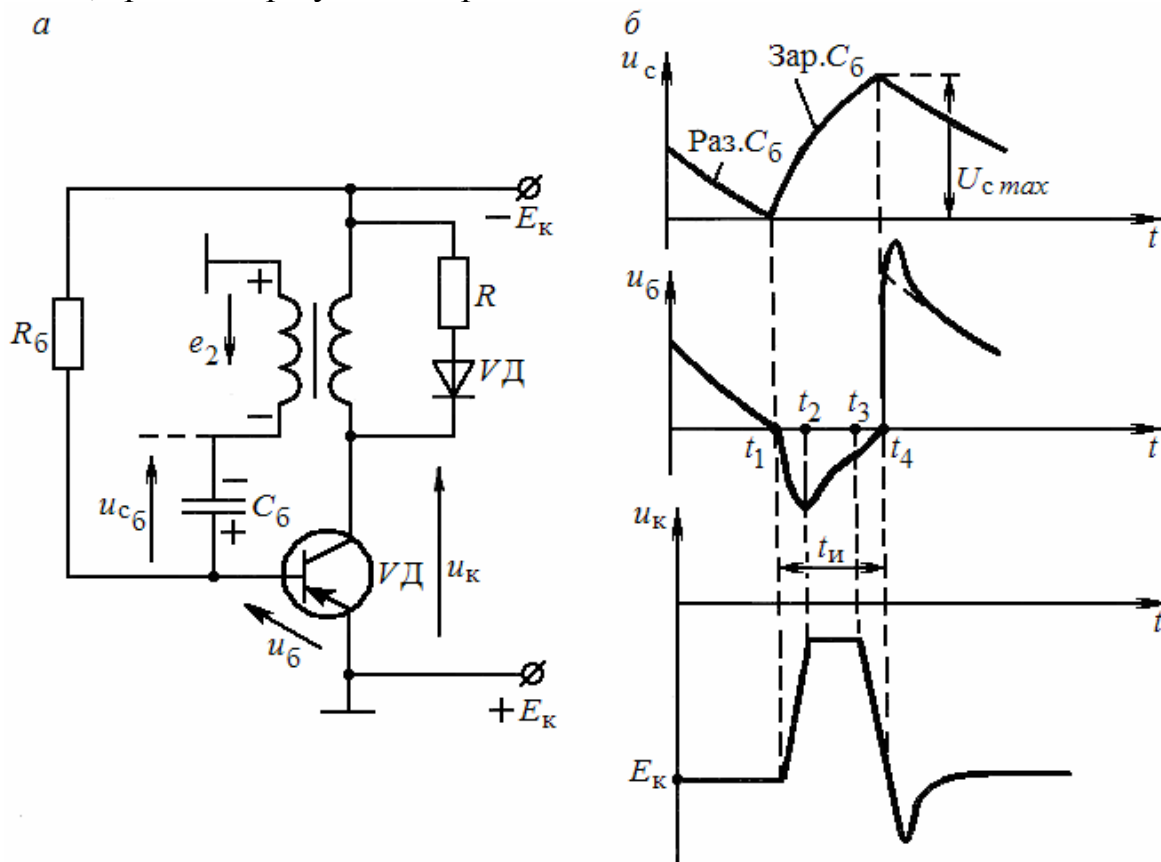


Рис. 5.41. Схема автоколебательного блокинг-генератора (а); временные графики напряжений, действующих на элементах схемы (б)

По мере разряда конденсатора  $C_6$  положительное напряжение на базе убывает (см. рис. 5.41, б). В тот момент ( $t=t_1$ ), когда оно становится примерно равным нулю (точнее, небольшим отрицательным), транзистор отпирается и появляется ток коллектора  $i_k$ . Ток коллектора вызывает возникновение в первичной обмотке трансформатора эдс самоиндукции  $e_1$  и во вторичной обмотке – эдс взаимной индукции  $e_2$  с полярностью, указанной на рис. 5.41, а. Напряжение на коллекторе  $u_k = -E_k + e_1$  становится менее отрицательным, а напряжение на базе – более отрицательным ( $u_6 = -e_2$ ). Последнее приводит к еще большему увеличению тока  $i_k$ , что вызывает дальнейшее уменьшение по модулю напряжения  $u_k$  и увеличение по модулю напряжения  $u_6$  и т.д. Таким образом, за счет положительной обратной связи в схеме осуществляется прямой лавинообразный процесс, который ограничивается насыщением транзистора. Во время лавинообразного процесса напряжение на конденсаторе  $C_6$  почти не меняется, так как скорость опрокидывания велика.

В момент времени  $t = t_2$  транзистор входит в режим насыщения. Ток коллектора и ток базы достигают максимальных значений, напряжение на коллекторе уменьшается по модулю до величины  $U_{kmin}$ , близкой к нулю, а

отрицательное напряжение на базе становится максимальным по модулю. Так формируется фронт выходного импульса. В режиме насыщения положительная обратная связь не действует. После этого ( $t > t_2$ ) эдс взаимоиנדукции  $e_2$  падает, уменьшается ток базы  $i_b$ , но из-за уменьшения тока  $i_b$  во вторичной обмотке возникает эдс самоиндукции того же знака, что и эдс взаимоиנדукции. Наличие эдс во вторичной обмотке приводит к заряду конденсатора  $C_6$  частью базового тока. Постоянная времени цепи заряда конденсатора  $\tau_3 = r_{б.э.} C_6$ , где  $r_{б.э.}$  – сопротивление участка база—эмиттер. По мере заряда конденсатора  $C_6$  напряжение на базе ( $u_b = -e_2 + u_{c_6}$ ) становится менее отрицательным, ток  $i_b$  уменьшается. Однако ток коллектора при этом практически не меняется, ибо транзистор еще остается в режиме насыщения. Напряжение на коллекторе тоже почти не меняется, оставаясь практически равным  $U_{к\ min}$ , так как в это время на первичной обмотке за счет связи между обмотками действует эдс взаимоиנדукции. Так формируется вершина импульса.

В момент времени  $t = t_3$  напряжение на базе по модулю уменьшается настолько, что транзистор выходит из насыщения и ток коллектора несколько уменьшается. Уменьшение тока  $i_k$  вызовет появление эдс самоиндукции в первичной обмотке трансформатора и эдс взаимоиנדукции во вторичной обмотке трансформатора, причем полярность этих эдс будет противоположна той, которая возникла при росте тока  $i_k$ . В результате действия возникающей положительной обратной связи происходит более резкое уменьшение по модулю напряжения  $u_b$ , уменьшение тока базы  $i_b$ , что в свою очередь вызывает дальнейшее уменьшение коллекторного тока и т.д. В схеме возникает обратный лавинообразный процесс, который приводит к запираанию транзистора ( $t = t_4$ ). Напряжение на коллекторе увеличивается по модулю до  $E_k$  и выше. Это объясняется тем, что в момент запираания транзистора и спада токов в обмотках трансформатора к нулю на обмотках действуют эдс самоиндукции. В первичной обмотке эта эдс, суммируясь с питающим напряжением  $E_k$ , создает выброс напряжения  $\Delta U_{к\ m}$ . Так формируется срез выходного импульса. Возникающий в первичной обмотке выброс напряжения опасен, так как он может вызвать пробой коллекторного перехода транзистора. Для уменьшения величины выброса коллекторную обмотку трансформатора шунтируют цепью, состоящей из диода  $VД$  и резистора  $R$  (см. рис. 5.41, *a*), Диод открывается во время действия выброса.

После запираания транзистора вновь начинается описанный выше процесс разряда конденсатора  $C_6$ .

Длительность импульса  $t_n$ , формируемого блокинг-генератором, определяется временем заряда конденсатора  $C_6$  и может быть приближенно определена по формуле

$$t_n \approx (3 \dots 4) \tau_3 = (3 \dots 4) C_6 r_{б.э.}$$

Длительность паузы между импульсами определяется временем разряда конденсатора  $C_6$  и выражается формулой

$$t_{\text{п}} \approx \tau_p \ln(1 + n) = C_6 R_6 \ln(1 + n),$$

где  $n = W_2/W_1$  – коэффициент трансформации.

Поскольку обычно  $t_{\text{и}} \ll t_{\text{п}}$ , то период следования выходных импульсов

$$T_c = t_{\text{и}} + t_{\text{п}} \approx t_{\text{п}}.$$

В режиме синхронизации работа блокинг-генератора не отличается от работы мультивибратора в этом режиме.

Для того чтобы блокинг-генератор работал в ждущем режиме, в цепь базы необходимо ввести источник положительного смещения  $E_6$  (рис. 5.42, а) или использовать смещение, создаваемое в цепи эмиттера. В последнем случае смещение создается за счет делителя  $R_1, R_3$  на резисторе  $R_3$ . Резистор  $R_3$  шунтируется по переменному току конденсатором  $C_3$  (см. рис. 5.42, б), устраняющим отрицательную обратную связь.

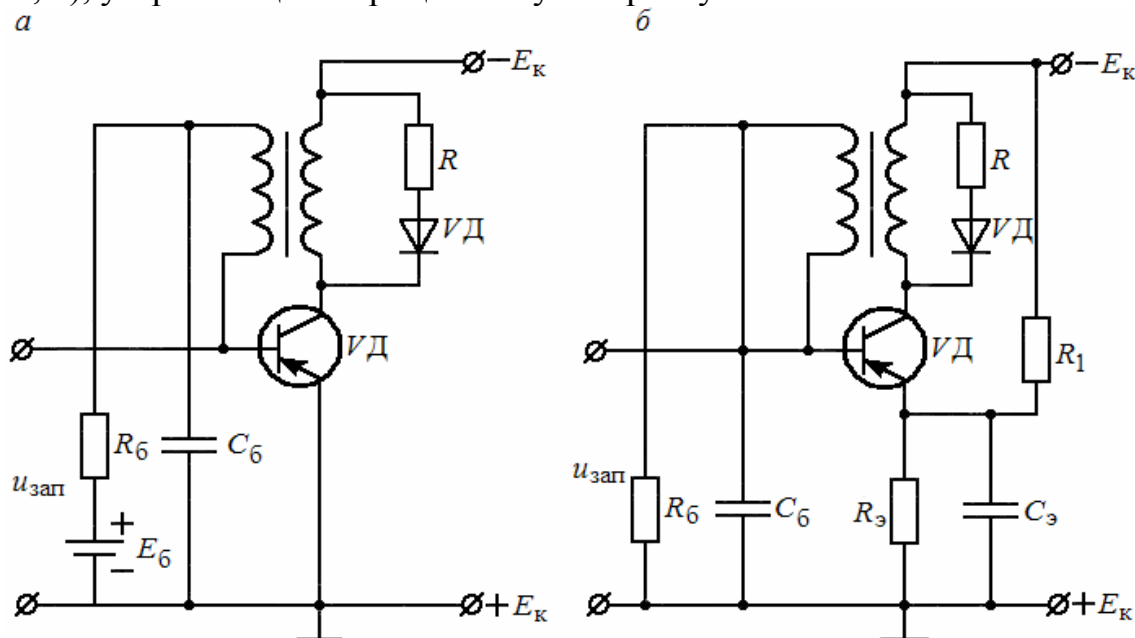


Рис. 5.42. Схема ждущих блокинг-генераторов:

- а – с дополнительным источником запирающего напряжения;
- б – без дополнительного источника запирающего напряжения

### 5.2.7. Генераторы линейно изменяющегося напряжения

Линейно изменяющимся (пилообразным) называется импульсное напряжение, которое в течение некоторого времени изменяется практически по линейному закону, а затем возвращается к исходному уровню (рис. 5.43). Для получения пилообразного напряжения применяют схемы, работающие в автоколебательном и ждущем режимах. Пилообразные напряжения используют для создания линейной во времени развертки на экранах электронно-лучевых трубок, временного кодирования и декодирования

электрических сигналов, получения временной задержки электрического сигнала, в компьютерах и т.д.

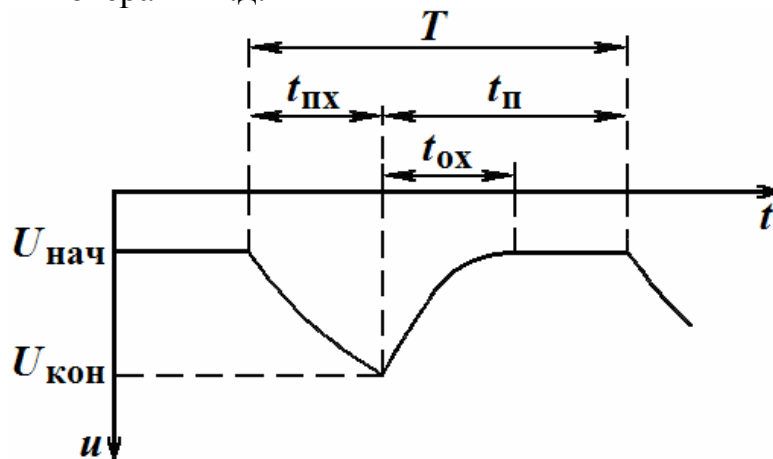


Рис. 5.43. Напряжение пилообразной формы

Основные параметры импульсов пилообразной формы:

$t_{пх}$  — длительность прямого хода — это интервал времени, в течение которого напряжение изменяется практически по линейному закону;

$t_{ох}$  — длительность обратного хода — это интервал времени, в течение которого схема генератора возвращается в исходное состояние;

$t_{п}$  — длительность паузы — интервал времени между концом прямого хода одного цикла и началом прямого хода следующего цикла генератора линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН), работающего в ждущем режиме;

$T$  — период повторения пилообразных импульсов — это интервал времени, равный сумме длительностей прямого хода и паузы, т.е.

$$T = t_{пх} + t_{п};$$

$U_m$  — амплитуда пилообразного импульса,

$$U_m = U_{кон} - U_{нач};$$

$\beta$  — коэффициент нелинейности пилообразного напряжения, характеризующий степень отклонения напряжения за время прямого хода от линейного закона:

$$\beta = \frac{\left| \frac{du}{dt} \right|_{нач} - \left| \frac{du}{dt} \right|_{кон}}{\left| \frac{du}{dt} \right|_{нач}},$$

где  $\frac{du}{dt}$  — скорость изменения напряжения соответственно в начале и в конце прямого хода; на практике коэффициент нелинейности можно рассчитать, измерив  $\Delta u_1$  и  $\Delta u_2$  за время  $\Delta t$  в начале и конце прямого хода (рис. 5.44);

$$\beta = \frac{\frac{\Delta u_1}{\Delta t} - \frac{\Delta u_2}{\Delta t}}{\frac{\Delta u_1}{\Delta t}} = \frac{\Delta u_1 - \Delta u_2}{\Delta u_1};$$

$\eta$  – коэффициент использования напряжения источника питания  $E$ ,

$$\eta = \frac{U_m}{E}.$$

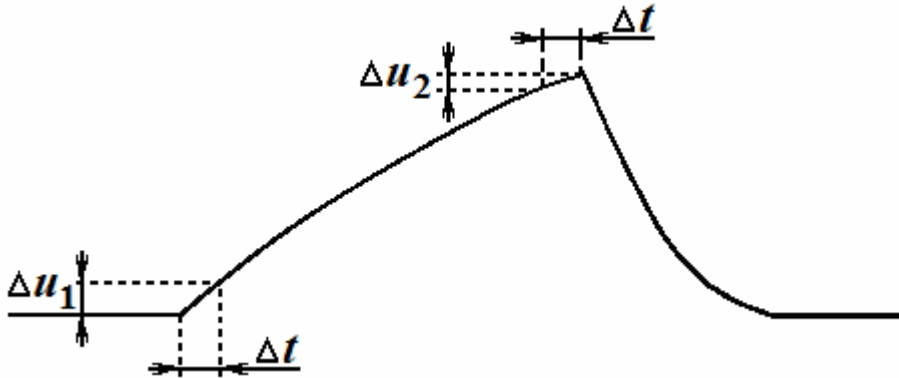


Рис. 5.44. Определение коэффициента нелинейности  $\beta$

Простейший ГЛИН на биполярном транзисторе с простой интегрирующей цепью представлен на рис. 5.45, *а*. Схема работает в ждущем режиме. На транзисторе  $VT$  собран ключ, управляемый входными прямоугольными импульсами положительной полярности и выполненный на транзисторе (рис. 5.45, *б*), т.е. резисторный усилитель, работающий в ключевом режиме.

В исходном состоянии транзистор находится в режиме насыщения, который обеспечивается выбором величины резистора  $R_6$ . Конденсатор  $C$  в исходном состоянии заряжен до напряжения коллектора насыщенного транзистора  $U_{нач} \ll E_k$ . С приходом положительного запускающего импульса транзистор закрывается. Конденсатор  $C$  заряжается от источника питания по цепи:  $+E_k, C, R_k, -E_k$ . Постоянная времени цепи заряда  $\tau_{зар} = CR_k$ . Время заряда конденсатора определяется длительностью запускающего импульса  $t_u$ . По окончании входного импульса транзистор снова переходит в режим насыщения, и конденсатор быстро разряжается через участок эмиттер–коллектор, так как постоянная времени цепи разряда  $\tau_{раз} = cr_{эк} \ll \tau_{зар}$ . На выходе образуется пилообразный импульс. Чем больше постоянная времени  $\tau_{зар}$  по сравнению с длительностью входного импульса  $t_u$ , тем медленнее заряжается конденсатор, меньше амплитуда выходного импульса  $U_m$  и коэффициент  $\eta$ , но выше линейность напряжения за время прямого хода.

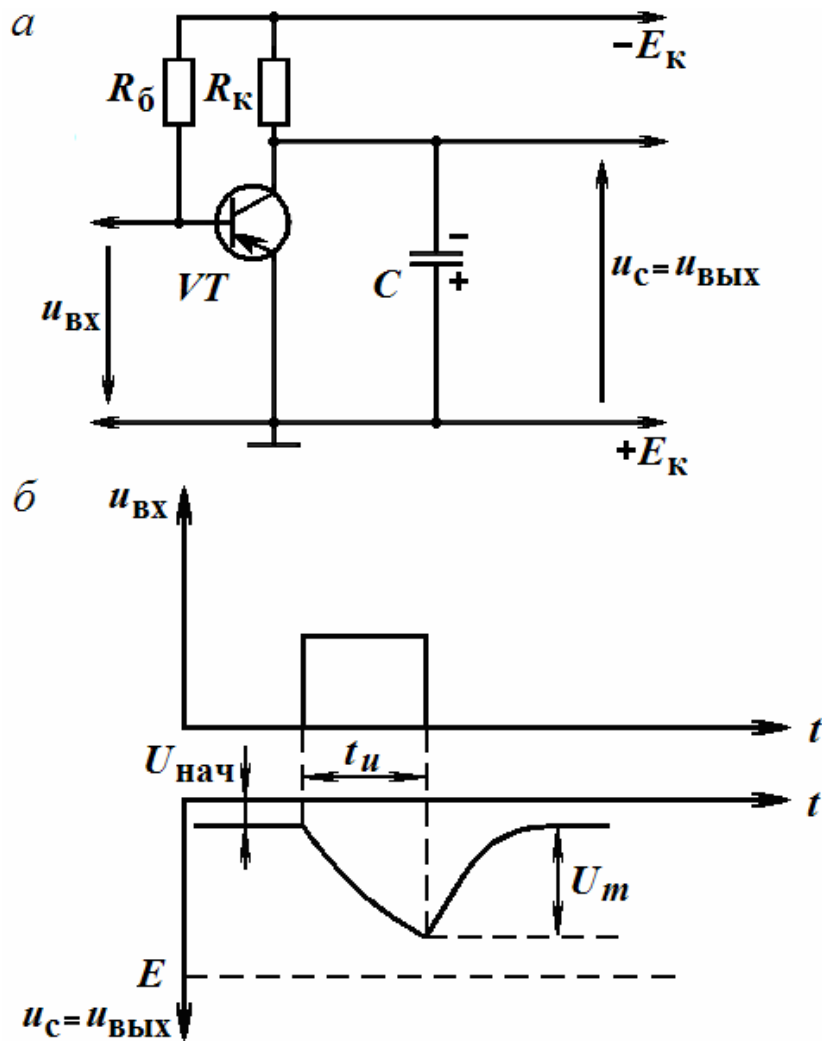


Рис. 5.45. ГЛИН на биполярном транзисторе с простой интегрирующей цепью:  
*а* – схема; *б* – временные графики напряжений

В рассмотренной выше схеме ГЛИН нелинейность выходного напряжения объяснялась тем, что зарядный ток конденсатора не оставался постоянным, а изменялся по экспоненциальному закону. При более высоких требованиях к линейности пилообразного напряжения применяют более сложные схемы, в которых используют различные способы линеаризации напряжения. Сущность способов линеаризации напряжения сводится к стабилизации тока заряда (в генераторе линейно нарастающего напряжения) или разряда (в генераторе линейно падающего напряжения) конденсатора. Действительно, если обеспечить постоянство тока заряда (разряда) конденсатора, то напряжение на конденсаторе

$$u_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt$$

будет изменяться по линейному закону, т.е.

$$u_c = \frac{I_0}{C} t.$$

Стабилизация тока заряда или разряда конденсатора достигается включением в цепь заряда (разряда) специальных токостабилизирующих двухполюсников или созданием компенсирующей ЭДС при помощи усилителей с цепями положительной или отрицательной обратной связи.

В качестве токостабилизирующего двухполюсника может использоваться коллекторно-эмиттерная цепь биполярного транзистора. Используя рабочий участок выходной (коллекторной) характеристики, на котором ток коллектора почти не изменяется при изменении коллекторного напряжения (рис. 5.46, *a*), и включая транзистор в цепь заряда конденсатора последовательно с источником  $E$  (см. рис. 5.46, *б*), можно получить режим источника тока по отношению к конденсатору.

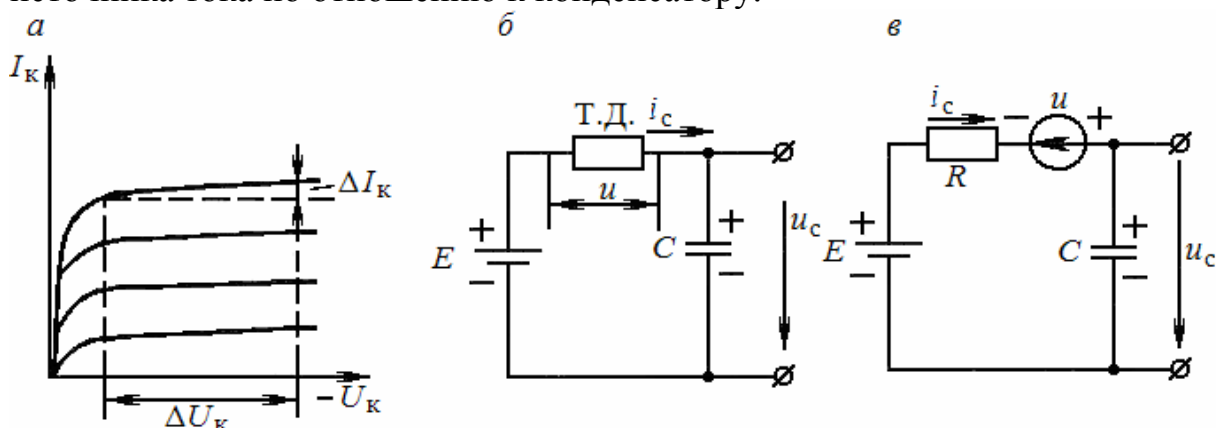


Рис. 5.46. К пояснению способов линеаризации пилообразного напряжения:  
*a* – выходные характеристики транзистора;  
*б* – схема включения в цепь заряда токостабилизирующего двухполюсника;  
*в* – схема включения в цепь заряда компенсирующей ЭДС

Более высокую линейность изменения напряжения за время прямого хода обеспечивает ГЛИН с компенсирующей ЭДС. В этой схеме с помощью усилителя с положительной обратной связью в цепи заряда конденсатора  $C$  создаётся компенсирующее напряжение, которое изменяется по тому же закону, что и напряжение на конденсаторе  $u_c$ , но в противофазе с ним. Благодаря этому ток заряда оказывается постоянным, а не изменяется по экспоненциальному закону, как в предыдущей схеме. Этим и обеспечивается высокая линейность выходного импульса.

Схема ГЛИН с положительной обратной связью по напряжению (рис. 5.47) включает в себя следующие элементы: ключ, выполненный на транзисторе  $VT_1$ , который в исходном состоянии находится в насыщении; интегрирующую цепь  $R_k, C$ ; эмиттерный повторитель, выполненный на транзисторе  $VT_2$ , который совместно с накопительным конденсатором  $C_H$  осуществляет положительную обратную связь; диод  $VD$ , отключающий источник питания от интегрирующей цепи, когда потенциал точки «а» становится ниже  $-E_k$ .

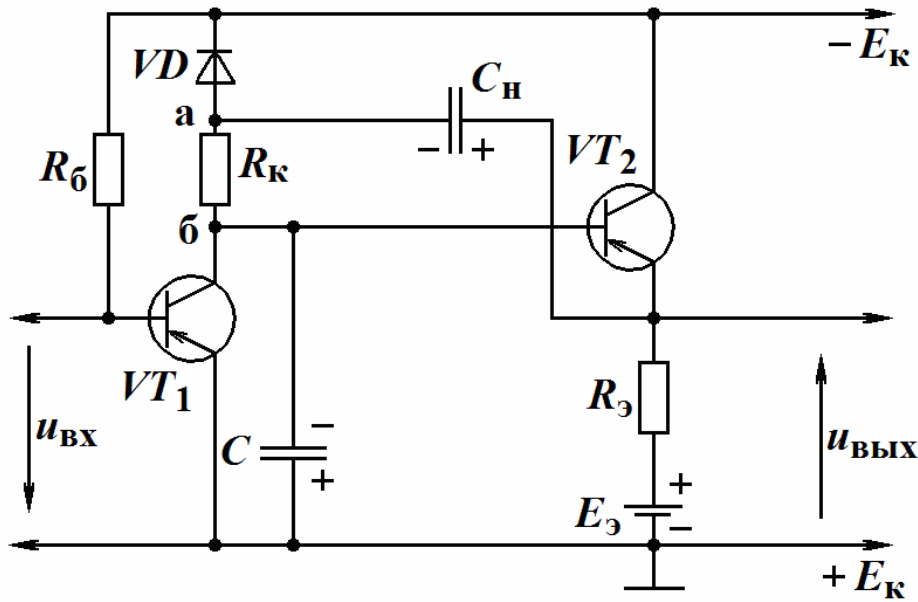


Рис. 5.47. ГЛИН с положительной обратной связью по направлению

Рассмотрим исходное состояние схемы. Транзистор  $VT_1$  находится в состоянии насыщения,  $u_k = U_{\text{нач}} \approx 0$ . До этого напряжения заряжен конденсатор  $C$ . Транзистор  $VT_2$  за счёт введения дополнительного источника  $E_э$  тоже открыт. Выходное напряжение эмиттерного повторителя  $U_{\text{ВЫХ}} = K U_{\text{нач}} \approx 0$ , т.к.  $K$  – коэффициент усиления по напряжению эмиттерного повторителя близок к единице. Конденсатор  $C_H$  заряжен примерно до напряжения  $E_k$ , т.к. напряжения на проводящем диоде  $VD$  и на резисторе  $R_3$  малы. При подаче входного положительного импульса транзистор  $VT_1$  закрывается, и начинается заряд конденсатора  $C$  по цепи:  $+E_k, C, R_k, VD, -E_k$ . Приращение напряжения  $u_c$  выделяется на резисторе  $R_3$  практически без изменения, а на выходе появляется линейно изменяющееся напряжение. Кроме того, приращение напряжения  $u_c$  через конденсатор  $C_H$  передается относительно корпуса на анод диода  $VD$  (к точке «а»). В результате потенциал точки «а» понижается и становится ниже  $E_k$ , диод  $VD$  закрывается. Заряд конденсатора  $C$  идет теперь за счет разряда конденсатора  $C_H$  по следующей цепи:  $+C_H, R_3, C, R_k, -C_H$ . Так как емкость накопительного конденсатора  $C_H \gg C$ , то конденсатор  $C_H$  не успевает заметно разрядиться за время действия входного импульса и заряда конденсатора  $C$ . По мере заряда конденсатора  $C$  понижается потенциал точки «б», за счет действия положительной обратной связи на такую же величину понижается потенциал точки «а». Разность потенциалов между точками «а» и «б» сохраняется постоянной, и ток, протекающий через резистор  $R_k$ , т.е. ток заряда конденсатора  $C$ , постоянен.

После окончания входного импульса транзистор  $VT_1$  открывается, и конденсатор  $C$  быстро разряжается через него за время  $t_{\text{раз}} = 3r_{\text{раз}} = 3cr_{\text{эк}}$ . После разрядки конденсатора  $C$  открывается диод  $VD$ , и происходит заряд конденсатора  $C_H$  по цепи  $+E_k, R_3, C_H, VD, -E_k$  за время  $t_{\text{зар}} = 3r_{\text{зар}} \approx 3R_3C_H$ .



Время восстановления схемы  $t_{вос} = t_{раз} + t_{зар}$ . Генераторы этого типа могут обеспечивать коэффициент  $\beta \approx 1\%$ , коэффициент  $\eta \approx 0,9$ .

Высококачественные генераторы пилообразного напряжения создают в настоящее время на основе интегральных микросхем операционных усилителей.

На рис. 5.48, *a* изображен генератор пилообразного напряжения с отрицательной обратной связью по напряжению, выполненный на интегральной микросхеме операционного усилителя. Если исключить тиристор, включенный параллельно конденсатору  $C$ , то устройство представляет собой интегрирующий усилитель. На элементах схемы для случая положительного входного напряжения указаны полярности напряжений.

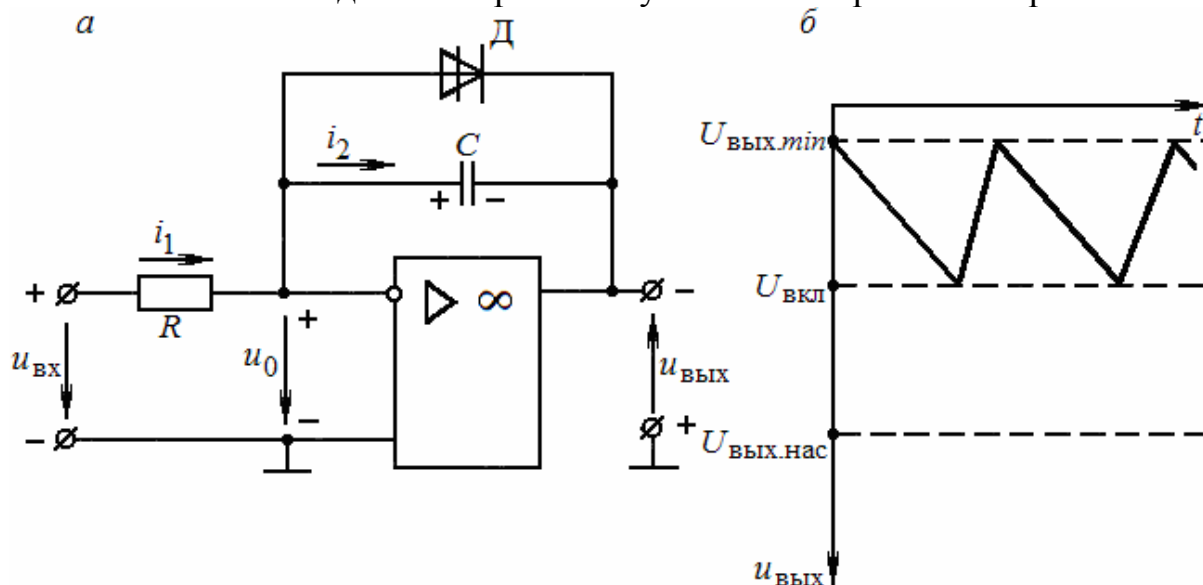


Рис. 5.48. Генератор пилообразного напряжения на интегральной микросхеме операционного усилителя (*a*) и временная диаграмма выходного напряжения (*б*)

Как известно из ранее изложенного материала, для идеального операционного усилителя справедливы следующие выражения (см. п. 2.11):

$$u_0 = 0; \quad i_1 = i_2 = \frac{u_{ВХ}}{R}; \quad u_{ВЫХ} + -u_c = -\frac{1}{C} \int_0^t i_2 dt = -\frac{1}{C} \int_0^t \frac{u_{ВХ}}{R} dt = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{ВХ} dt.$$

Как видно из рис. 5.48, *a*, в цепи  $u_{ВХ}$ ,  $R$ ,  $C$ ,  $u_{ВЫХ}$  действуют встречно включенные напряжения  $u_c$  и  $u_{ВЫХ}$ . Значения этих напряжений для идеального операционного усилителя одинаковы, поэтому они взаимно компенсируются, и в указанной цепи при  $u_{ВХ} = \text{const}$  течет постоянный ток заряда конденсатора  $i_1 = i_2 = u_{ВХ}/R$ . Благодаря этому на конденсаторе  $C$  формируется линейно-изменяющееся напряжение (см. рис. 5.48, *б*), которое является выходным напряжением, т.е.  $u_{ВЫХ} = -u_c = -u_{ВХ}t/RC$ . Когда это напряжение достигает напряжения включения тиристора  $U_{ВКЛ}$ , последний включается и конденсатор  $C$  разрядится через него. При этом напряжение

$u_{\text{вых}} = -u_c$  уменьшится по модулю до напряжения  $U_{\text{вых min}}$ , после чего тиристор выключится и процесс заряда конденсатора  $C$  постоянным током повторится. Очевидно, для того чтобы операционный усилитель в процессе заряда конденсатора не входил в насыщение, необходимо выполнить условие  $U_{\text{вкл}} < U_{\text{вых.нас}}$ .

## 5.3. Цифровые счетчики импульсов

### 5.3.1. Определение и классификация счетчиков импульсов

Цифровым счетчиком импульсов называют устройство, реализующее счет числа входных импульсов и фиксирующее это число в каком-либо коде. Счет числа импульсов, поступающих на вход с высокой частотой, необходим в вычислительной технике, автоматике и измерительной технике.

Обычно счетчики строят на основе триггеров, поэтому счет импульсов ведется в двоичной системе счисления. Быстродействие счетчика определяется быстродействием применяемого в нем триггера.

Для примера представим число 25 в двоичной системе, то есть в виде суммы степенного ряда с основанием 2.

$$25 = 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 \text{ или } 11001.$$

Поскольку цифрой каждого разряда числа, записанного в двоичной системе счисления, могут быть 0 или 1, то цифра каждого разряда может быть представлена в счетчике триггером. Для представления числа 25 нужно иметь 5 триггеров или разрядов. Каждый разряд счетчика может находиться в двух состояниях. Число устойчивых состояний, которое может принимать в целом счетчик, называют его емкостью или коэффициентом пересчета.

Если с каждым входным импульсом зарегистрированное в счетчике число увеличивается, то такой счетчик является суммирующим, если же оно уменьшается, то – вычитающим. Счетчик, работающий как на сложение, так и на вычитание, называется реверсивным.

Счетчик, у которого под воздействием входного импульса переключение соответствующих разрядов происходит последовательно друг за другом, называют асинхронным, а когда переключение происходит одновременно – синхронным.

### 5.3.2. Асинхронные счетчики

Функциональная схема простейшего асинхронного двоичного четырехразрядного счетчика приведена на рис. 5.49, а.

Счетчик состоит из четырех последовательно соединенных счетных  $T$ -триггеров, имеющих асинхронный  $R$ -вход для установки триггеров в состояние «0».

Перепадом 1/0 первого входного импульса триггер  $T_1$  устанавливается в состояние «1»; на его выходе  $Q_1$  появляется перепад 0/1, который не является переключающим для триггера  $T_2$ . Второй входной импульс возвращает  $T_1$  в нулевое состояние; на выходе  $Q_1$  формируется перепад 1/0, переключающий  $T_2$  в состояние «1» и т. д.

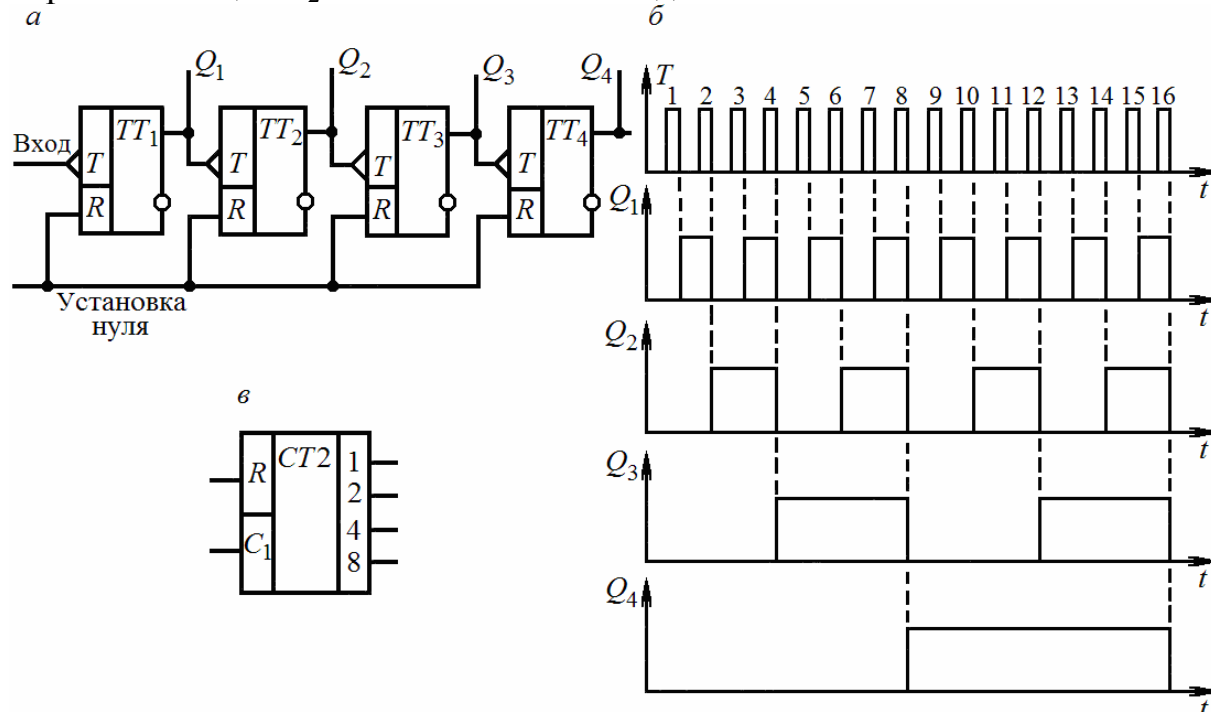


Рис. 5.49. Схема (а) и временные графики напряжений (б) асинхронного двоичного четырехразрядного счетчика импульсов

Полное представление о *состояниях* счетчика (в зависимости от числа прошедших на входе импульсов) дают временные графики (рис. 5.49, б), где изображены последовательность входных импульсов (на входе  $T$ ) и импульсы, образующиеся на выходах триггеров ( $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$ ). После шестнадцатого входного импульса все триггеры переходят в состояние «0» и счет повторяется.

Общее число возможных состояний ( $N$ ) счетчика определяется числом триггеров  $n$ :  $N = 2^n$ . В нашем случае  $N = 16$ . Частота импульсов на выходе каждого триггера вдвое меньше частоты импульсов на его входе, а  $n$  – разрядов счетчика делят частоту входных импульсов в  $2^n$  раз. В момент, предшествующий переключению очередного разряда, все остальные разряды счетчика находятся в состоянии «1». Условное обозначение счетчика по схеме рис. 5.49, а приведено на рис. 5.49, в:  $CT2$  означает двоичный счетчик; выходы 1, 2, 4, 8 – обозначения двоичных разрядов ( $2^0 = 1, 2^1 = 2, 2^2 = 4, 2^3 = 8$ ), соответствующие выходам с  $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$  схемы;  $C_1$  – счетный вход,  $R$  – асинхронный вход для установки нуля.

Особое место занимают десятичные (декадные) счетчики, имеющие коэффициент пересчета, равный 10. Счетчик содержит четыре триггера. Для получения десятичного счетчика применяют обратные связи.

На рис. 5.50, *а* приведена функциональная схема десятичного (декадного) счетчика импульсов, на рис. 5.50, *б, в* даны его временные диаграммы и условное обозначение.

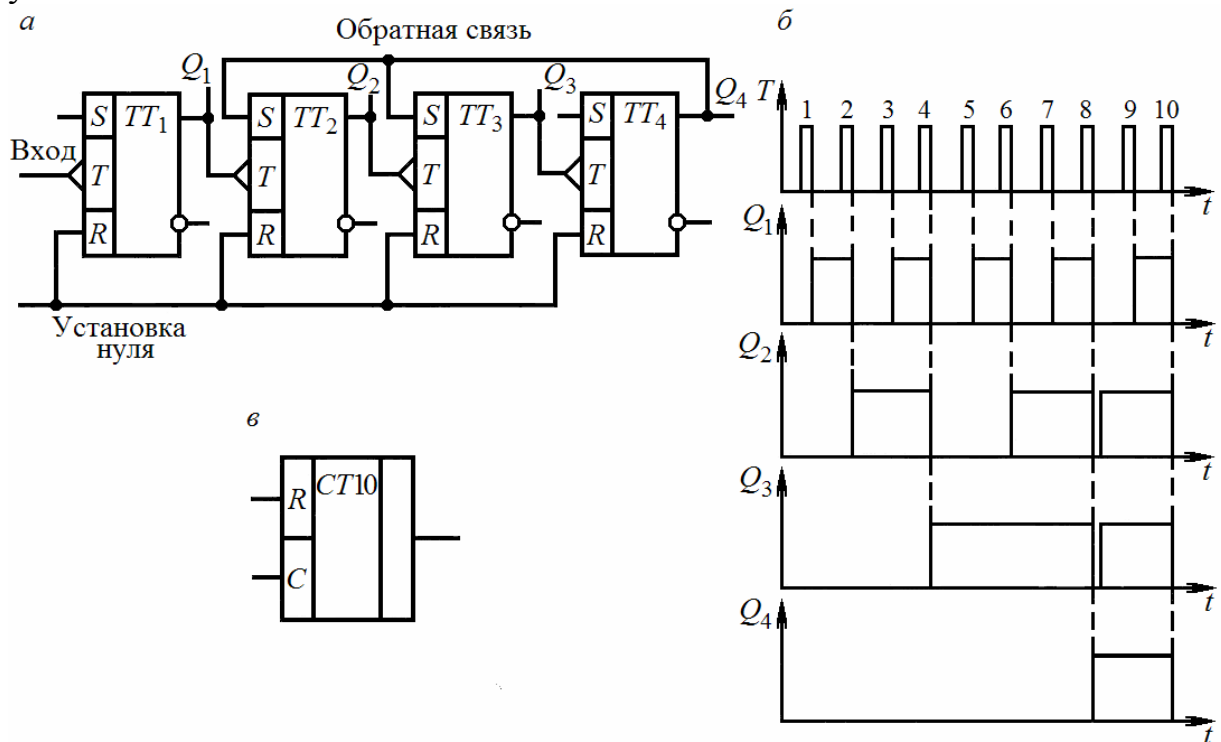


Рис. 5.50. Схема (*а*) и временные графики напряжений (*б*) десятичного счетчика импульсов

С выхода триггера  $T_4$  сигналы обратной связи поступают на асинхронные  $S$ -входы триггеров  $T_2, T_3$ . Импульсы, до седьмого включительно, регистрируются схемой так же, как и в двоичном счетчике. Восьмой импульс изменяет состояние всех триггеров. На выходе триггера  $T_4$  появляется сигнал «1», который переводит триггеры  $T_2, T_3$  из состояния «0» в состояние «1». Девятый импульс переводит триггер  $T_1$  в состояние «1» и все триггеры оказываются в состоянии «1». Десятый импульс переводит все триггеры в состояние «0», и счет начинается снова. Выход данной декады ( $T_4$ ) связан со входом следующей аналогичной декады, регистрирующей десятки. Десятым импульсом первая декада «обнуляется» и «1» переписывается в следующую декаду. Вторая декада «обнуляется» каждым сотым импульсом и «1» переписывается в следующую декаду, регистрирующую сотни и т.д. К выходам триггеров каждой декады можно подсоединить дешифратор (будет рассмотрен далее) и индикатор, с помощью которых двоичное число представляется в десятичном коде.

Рассмотренные счетчики являются суммирующими. Для построения вычитающего счетчика можно соединять последовательно не прямые (как в схеме рис. 5.49, *а*), а инверсные выходы триггеров. Такой счетчик работает следующим образом. Вначале все триггеры устанавливаются в состояние «1» (при четырех триггерах это соответствует двоичному числу 1111).

Поступивший на вход счетчика импульс переводит триггер  $T_1$  в состояние «0», а состояние остальных триггеров не меняется. Следовательно, в счетчике будет записано двоичное число 1110. Следующий входной импульс уменьшает число еще на одну единицу и т.д.

### 5.3.3. Синхронные счетчики

Эти счетчики обладают большим быстродействием. Переключающиеся разряды синхронного счетчика должны переходить в новые состояния одновременно (синхронно). Для этого на входы всех разрядов каждый счетный импульс поступает одновременно, а переключение разрядов в нужной последовательности обеспечивается логическими цепями, которые при поступлении входного импульса одни триггеры удерживают от переключения, а другим разрешают переключиться.

Рассмотрим суммирующий синхронный счетчик. В соответствии с ранее сделанным выводом, очередной разряд суммирующего счетчика должен переключаться входным импульсом в состояние «1», когда все предыдущие разряды уже находятся в этом состоянии. Такое условие выполняется, если на информационный вход каждого триггера подать сигналы с основных выходов предыдущих триггеров через элемент И. Действительно, с элемента И на информационный вход триггера поступит разрешающий переключение сигнал «1», если все предыдущие триггеры находятся в состоянии «1», и по сигналу на счетном входе триггер переключится.

Функциональная схема четырехразрядного синхронного счетчика на  $JK$ -триггерах приведена на рис. 5.51.

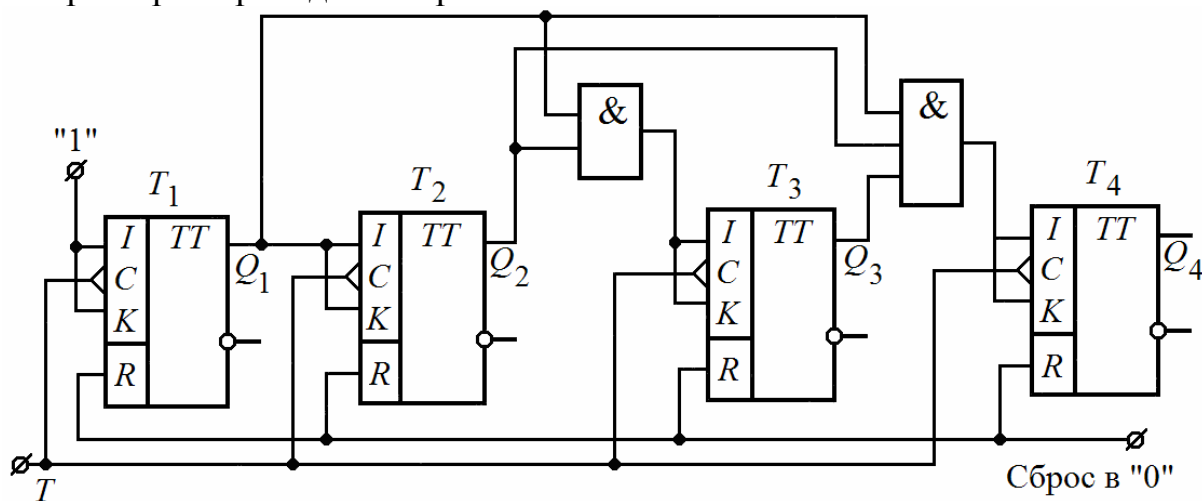


Рис. 5.51. Схема четырехразрядного синхронного счетчика импульсов на  $JK$ -триггерах

На тактовые входы  $C$  всех триггеров счетные импульсы поступают одновременно с входа  $T$ . Информационные входы  $I$  и  $K$  каждого триггера объединены. Триггер  $T_1$  переключается каждым счетным импульсом, так

как на его входы  $I$  и  $K$  постоянно подается сигнал «1». Остальные триггеры переключаются счетными импульсами при следующих условиях:  $T_2$  – при  $Q_1 = \langle 1 \rangle$ ;  $T_3$  – при  $Q_1 = \langle 1 \rangle$ ,  $Q_2 = \langle 1 \rangle$ ,  $T_4$  – при  $Q_1 = \langle 1 \rangle$ ;  $Q_2 = \langle 1 \rangle$ ,  $Q_3 = \langle 1 \rangle$ .

Недостатком описанного счетчика является необходимость иметь элементы И с большим количеством входов, число которых должно возрастать с увеличением числа разрядов. Количество входов элемента И ограничено. Поэтому в многоразрядных счетчиках используются элементы И с небольшим числом входов.

На рис. 5.52 изображена функциональная схема уже рассмотренного счетчика, содержащая двухвходовые элементы И.

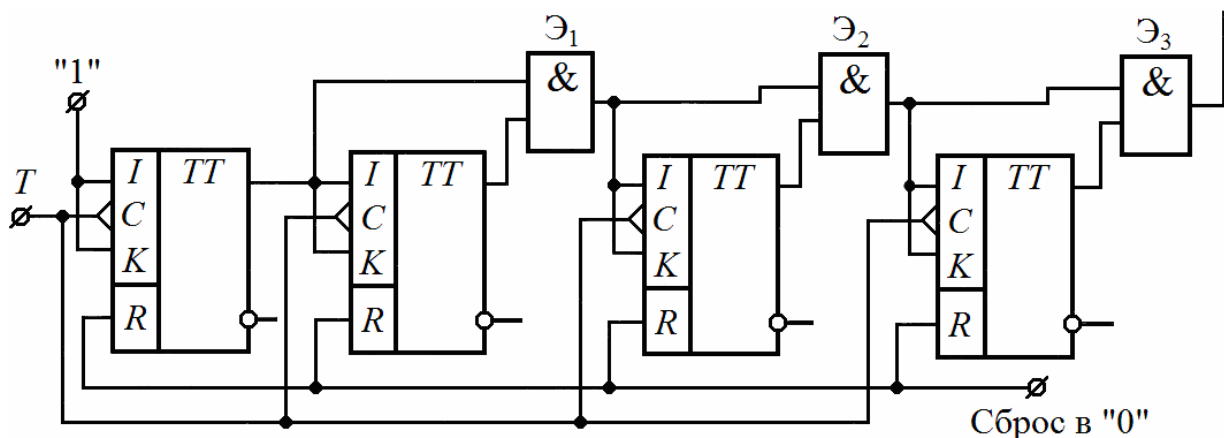


Рис. 5.52. Схема четырехразрядного синхронного счетчика импульсов с двухвходовыми элементами И

Элементы  $\mathcal{E}_1$  и  $\mathcal{E}_2$  составляют трехвходовой элемент И, а элементы  $\mathcal{E}_1$ ,  $\mathcal{E}_2$ ,  $\mathcal{E}_3$  – четырехвходовой. За счет последовательного включения элементов И увеличивается время распространения сигнала «1», разрешающего переключение, то есть уменьшается быстродействие счетчика. Однако время задержки сигнала логическим элементом в несколько раз меньше, чем триггером; поэтому выигрыш в быстродействии по сравнению с асинхронным счетчиком все равно будет существенным.

Заметим, что на  $IK$ -триггерах, имеющих по несколько входов  $I$  и  $K$ , можно построить синхронный счетчик без внешних элементов И, но с ограниченным числом разрядов.

## 5.4. Дешифраторы

### 5.4.1. Определение дешифратора

Дешифратором (декодером) называют устройство, предназначенное для распознавания различных кодовых комбинаций цифровых сигналов (слов). Каждому цифровому сигналу (слову) на входах дешифратора соответствует логическая «1» на определенном выходе дешифратора. Так, на одном выходе дешифратора появляется логическая единица, а на

остальных – логические нули, когда на входных шинах устанавливается, к примеру, двоичный код десятичного числа четырех; логическая единица на другом выходе и логические нули на остальных появляются, когда на шинах присутствует двоичный код десятичного числа пяти и т.д.

Таким образом, дешифратор, расшифровывает число, записанное в двоичном коде, представляя его логической «1» на определенном выходе.

Число входов дешифратора равно количеству разрядов, поступающих двоичных чисел. Так как каждый разряд двоичного кода принимает два значения, то полное количество  $n$  – разрядных комбинаций равно  $2^n$ . Такое число выходов имеет полный дешифратор.

#### 5.4.2. Линейный дешифратор

Дешифратор можно построить на логических элементах НЕ, И. Выходы элементов И являются выходами дешифратора. Пусть на выходе определенного элемента И надо получить логическую «1», если на входных шинах появится, например, код 01011, представленный совокупностью высоких и низких потенциалов. Если инвертировать потенциалы на шинах третьего и первого разрядов и реализовать логическое умножение (конъюнкцию, операцию И) совокупности потенциалов, то результатом будет «1». Изложенный принцип лежит в основе построения схемы, изображенной на рис. 5.53.

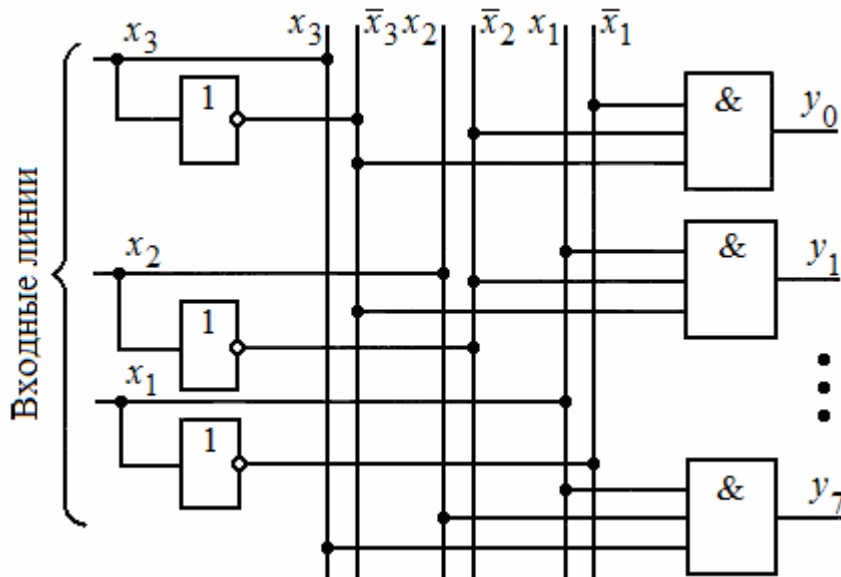


Рис. 5.53. Схема линейного дешифратора

Логическая «1» на выходе  $y_0$  должна фиксировать присутствие на входных шинах  $x_3, x_2, x_1$  двоичного кода 000 десятичного числа 0; поэтому входы верхнего по схеме логического элемента И должны быть соединены с шинами  $\bar{x}_3, \bar{x}_2, \bar{x}_1$ , на каждой из которых присутствует логическая «1», когда на входных шинах  $x_3, x_2, x_1$  логический «0». Логическая «1» на

выходе  $y_1$  фиксирует появление на входных шинах  $x_3, x_2, x_1$  десятичного числа 1 (001); поэтому  $\overline{x_3}, \overline{x_2}$  соответствующего элемента И должны быть соединены с шинами  $x_3, x_2, x_1$ , на каждой из которых имеется логическая единица кода  $x_3 = \langle 0 \rangle, x_2 = \langle 0 \rangle, x_1 = \langle 1 \rangle$ . Аналогично соединяются с шиной входы других элементов И. Дешифратор (рис. 5.53) называется линейным (матричным, одноступенчатым).

### 5.4.3. Пирамидальный дешифратор

На рис. 5.54 изображена схема пирамидального дешифратора.

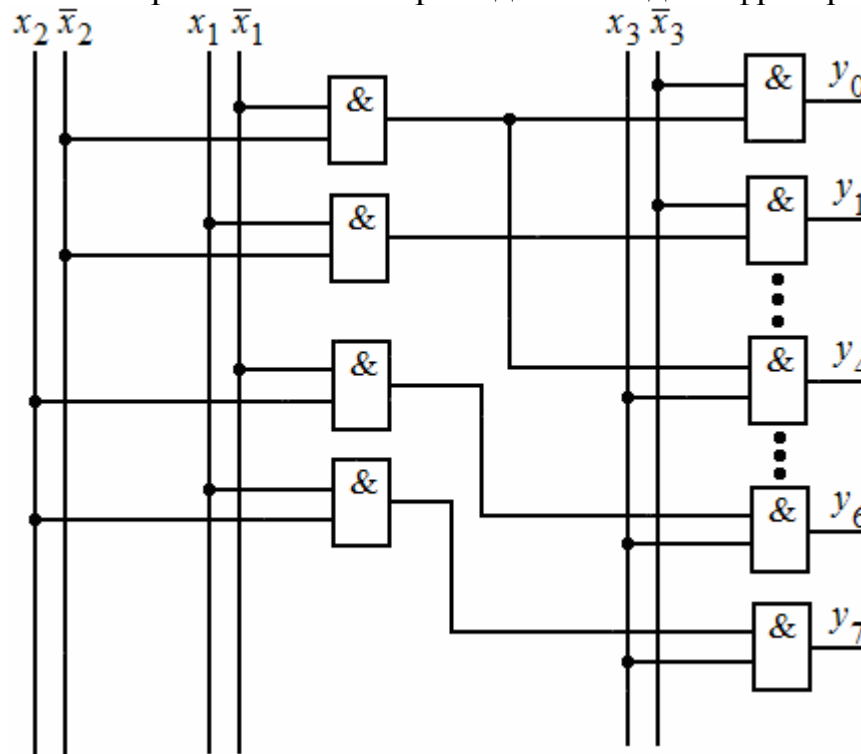


Рис. 5.54. Схема пирамидального дешифратора

Предполагается, что входные переменные  $x_3, x_2, x_1$  поступают на него в прямой и инверсной формах. Это имеет место, например, на выходах счетчика импульсов. Схема дешифратора не содержит логических элементов НЕ. В рассматриваемом дешифраторе логическое умножение (конъюнкцию, операция И) входных переменных образуется постепенно. Вначале создаются всевозможные конъюнкции из двух переменных  $x_1, x_2$  и затем конъюнкции каждого из этих произведений и третьей переменной  $x_3$ , взятой в прямой и инверсной формах и т.д. Из принципа построения дешифратора следует, что в нем используются двухвходовые логические элементы И. Количество их на входе дешифратора равно четырем, следующее сечение имеет восемь логических элементов И, а число их на выходе дешифратора в общем случае равно  $2^n$ , где  $n$  – число разрядов двоичного числа.



Условное обозначение дешифратора приведено на рис. 5.55.

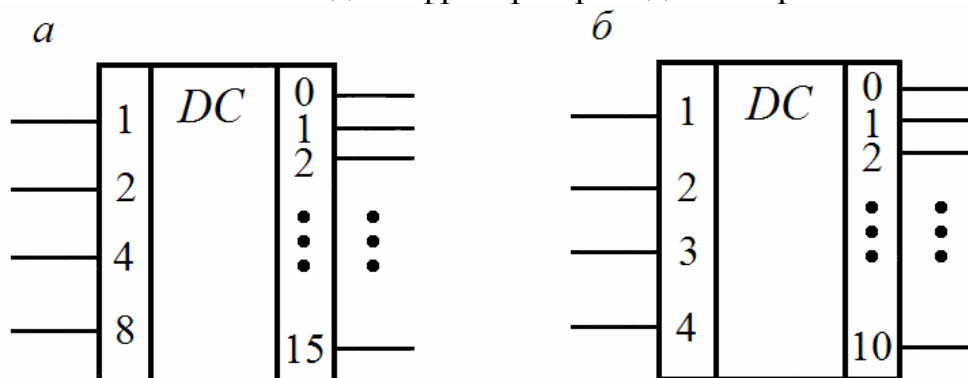


Рис. 5.55. Условное обозначение дешифратора с шестнадцатью (а) и десятью (б) выходами

В данном случае он имеет четыре информационных входа и шестнадцать (рис. 5.55, а) или десять (рис. 5.55, б) выходов.

## 5.5. Сумматоры

### 5.5.1. Назначение сумматоров

Простейшей и самой распространенной операцией, выполняемой ЭВМ, является сложение двух одноразрядных двоичных чисел. Электронное устройство, осуществляющее эту операцию, называют полусумматором.

Для сложения старших разрядов двух двоичных чисел применяют электронные устройства, называемые сумматорами. Сумматор состоит из полусумматоров.

Сложение двух двоичных чисел производят поразрядно, начиная с младшего разряда. При этом учитывают единицы переполнения, которые образуются, если в каком-либо разряде складываются две единицы. Единица переполнения переносится в ближайший старший разряд.

Например,

$$\begin{array}{r} 101 \\ + 001 \\ \hline 110 \end{array}$$

Рассмотрим вначале полусумматор.

### 5.5.2. Полусумматор

Схема полусумматора и его условное графическое обозначение показаны на рис. 5.56, а, б.

На вход полусумматора могут поступить четыре возможные комбинации чисел  $A$  и  $B$  (рис. 5.57)

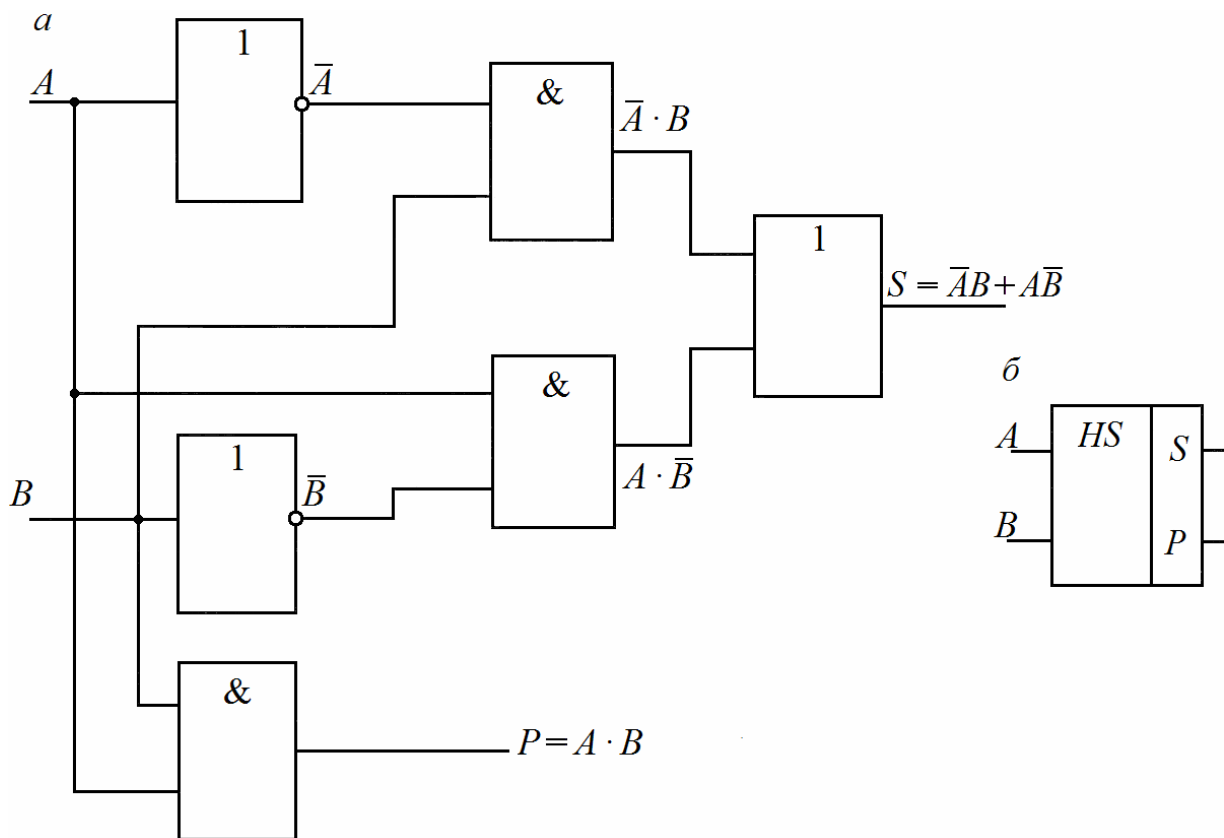


Рис. 5.56. Схема (а) и условное графическое обозначение (б) полусумматора

$A$	$B$	$S$	$P$
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

Рис. 5.57. Таблица истинности

Если оба слагаемых равны нулю, сумма  $S$  также будет равна нулю. Если одно из слагаемых равно 1, а второе – 0, сумма будет равна 1, а перенос  $P$  в старший разряд равен 0. При  $A = 1$  и  $B = 1$  сумма  $S = 0$ , а перенос  $P = 1$ .

Таким образом, на выходе полусумматора появятся два числа:  $S$  и  $P$ . По схеме полусумматора можно проследить выполнение суммирования для любых четырех комбинаций чисел  $A$  и  $B$  (см. рис. 5.57).

### 5.5.3. Сумматор

Рассмотрим теперь сумматор. На рис. 5.58 изображена схема сумматора (а) и его условное графическое обозначение (б).

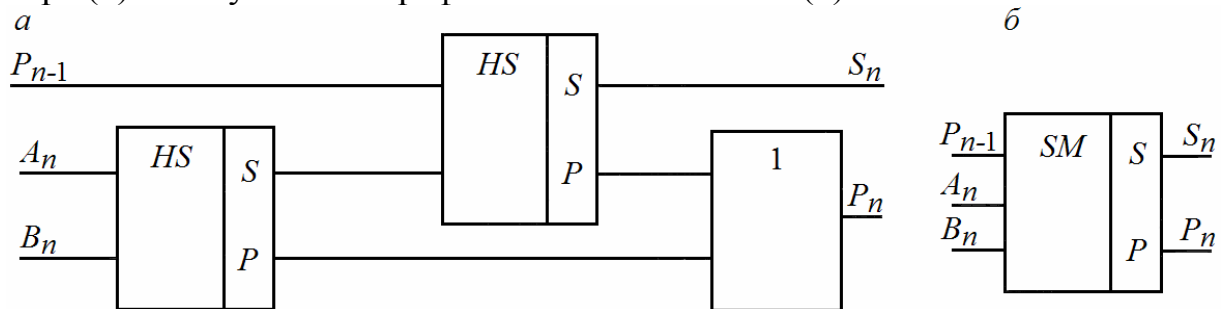


Рис. 5.58. Схема сумматора (а) и его условное графическое обозначение (б)

На вход сумматора поступает три переменных: перенос из ближайшего младшего разряда  $P_{n-1}$  и два числа  $A_n$  и  $B_n$ , соответствующие  $n$ -му разряду суммируемых чисел. На выходе сумматора появляется сумма данного разряда  $S_n$ , учитывающая переносы  $P_{n-1}$  из младшего разряда и  $P_n$  в ближайший старший разряд.

## 5.6. Регистры

### 5.6.1. Назначение и классификация регистров

Регистр – это узел, предназначенный для приема, хранения и выдачи по команде двоичного числа (слова). Регистр – один из основных элементов ЭВМ и многих устройств автоматики и информационно-измерительной техники.

Основу регистра составляют запоминающие элементы – триггеры. Число триггеров определяется числом разрядов слова, на которое рассчитан регистр. Основные виды регистров: параллельные и последовательные (сдвигающие).

### 5.6.2. Параллельный регистр

На рис. 5.59 приведены схема и условное обозначение  $n$  – разрядного параллельного регистра на  $RS$ -триггерах. Информация в ячейки регистра записывается по команде «Ввод» («1» на шине «Ввод»). Тогда сигналы  $n$ -входов установят в соответствующее состояние триггеры  $T_1...T_n$ . На выходе регистра информация появится по команде «Вывод» («1» на шине «Вывод»), в ее отсутствие на выходах – нули. При считывании информация, записанная в регистре, сохраняется.

Параллельный регистр может запоминать и выдавать информацию только в параллельных кодах, когда каждому разряду соответствует отдельная линия.

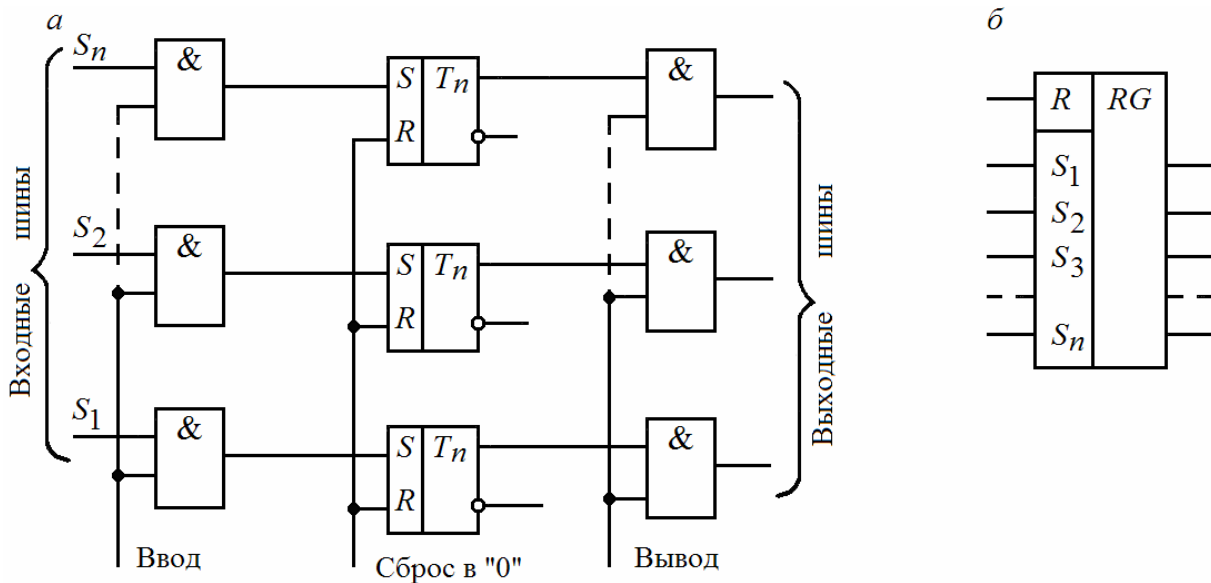


Рис. 5.59. Схема (а) и условное обозначение (б) регистра

### 5.6.3. Последовательный регистр

В последовательном регистре используется одна линия для последовательной (во времени) передачи комбинации нулей и единиц слова, то есть слово вводится последовательно – разряд за разрядом. Разряды такого регистра соединены последовательно. Каждый разряд выдает информацию в следующий и одновременно принимает новую информацию из предыдущего. Эту операцию может осуществлять двухступенчатый триггер, например, *IK*-триггер.

На рис. 5.60 а, б приведены схема и условное обозначение последовательного (сдвигающего) регистра на *IK*-триггерах. Здесь информация, поступившая на информационный вход (*D*-вход), по окончании каждого синхронизирующего импульса передается из предыдущего триггера в последующий.

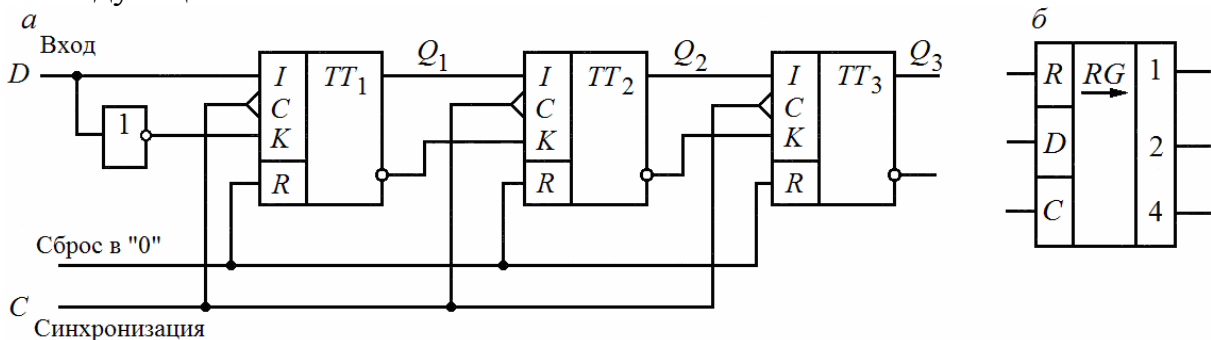


Рис. 5.60. Схема (а) и условное обозначение (б) сдвигающего регистра

Пусть требуется записать в регистр трехразрядное двоичное слово  $D = 101$ , имеющее разряды: 1, 0, 1. При  $C = \langle 1 \rangle$  в триггер  $T_1$  вводятся сигналы  $I_1 = \langle 1 \rangle$  и  $K_1 = \langle 0 \rangle$ . Поскольку *IK*-триггер с отдельными входами

работает как синхронный двухступенчатый  $RS$ -триггер, а с элементом НЕ как двухступенчатый  $D$ -триггер, по окончании синхронизирующего импульса (при переходе от  $C = \langle 1 \rangle$  к  $C = \langle 0 \rangle$ ) на выходе триггера  $T_1$  появляются сигналы  $Q = \langle 1 \rangle$ ,  $\overline{Q} = \langle 0 \rangle$ . Затем на  $D$ -вход регистра поступает второй разряд слова ( $D = \langle 0 \rangle$ ). При воздействии второго тактового импульса триггер  $T_2$  воспримет информацию с выхода первого триггера:  $I_2 = Q_1 = \langle 1 \rangle$ ,  $K_2 = \overline{Q_1} = \langle 0 \rangle$ , а первый триггер воспримет входную информацию регистра:  $I_1 = \langle 0 \rangle$ ,  $K_1 = \langle 1 \rangle$ . По окончании второго тактового импульса  $Q_1 = \langle 0 \rangle$ ,  $\overline{Q_1} = \langle 1 \rangle$ , а  $Q_2 = \langle 1 \rangle$ ,  $\overline{Q_2} = \langle 0 \rangle$ .

Аналогично по окончании третьего тактового импульса  $Q_3 = \langle 1 \rangle$ ,  $Q_2 = \langle 0 \rangle$ ,  $Q_1 = \langle 1 \rangle$  и все слово записано в регистр.

Считывать информацию из сдвигающего регистра можно либо в последовательном коде с выхода  $Q_3$ , продвигая информацию через все разряды регистра к выходу, либо в параллельном коде одновременно с выходов:  $Q_1, Q_2, Q_3$ .

Существуют также регистры сдвига с параллельным вводом информации.

## 5.7. Цифро-аналоговый и аналого-цифровой преобразователи (ЦАП и АЦП)

### 5.7.1. Общие сведения о ЦАП и АЦП

В связи с широким внедрением систем обработки информации во все отрасли науки и техники и, в том числе, в радиоэлектронную технику, стали актуальными задача преобразования непрерывного сигнала в двоичный код, осуществляемая АЦП, и задача обратного преобразования двоичного кода в непрерывный сигнал, осуществляемая ЦАП.

ЦАП и АЦП характеризуются быстродействием и динамическим диапазоном. Быстродействие ЦАП и АЦП определяется временем преобразования: для ЦАП – интервалом между моментами поступления входного двоичного кода и установления входного сигнала, для АЦП – интервалом от момента пуска преобразователя до момента получения двоичного кода на выходе.

Динамический диапазон – допустимый диапазон изменения входного напряжения для АЦП и выходного напряжения для ЦАП.

### 5.7.2. Цифро-аналоговый преобразователь

ЦАП предназначен для преобразования цифрового сигнала в аналоговый. Иногда его называют преобразователь код – аналог. Мгновенное напряжение на выходе ЦАП пропорционально «весу» присутствующего на

входах двоичного кода, то есть его десятичному эквиваленту. Напряжение на выходе ЦАП является суммой напряжений, каждое из которых обусловлено единицей в соответствующем разряде входного двоичного кода. Если от единицы в первом разряде появляется на выходе напряжение  $U_1$ , то от единицы во втором разряде –  $2U_1$ , от единицы в третьем разряде –  $4U_1$  и т. д. Например, если на входе присутствует двоичный код 1011001 десятичного числа 89, то напряжение на выходе ЦАП равно:

$$1(2^6 U_1) + 0(2^5 U_1) + 1(2^4 U_1) + 1(2^3 U_1) + 0(2^2 U_1) + 0(2^1 U_1) + 1(2^0 U_1) = 89 U_1.$$

Как известно, для суммирующего операционного усилителя выходное напряжение

$$U_{\text{ВЫХ}} = - \left( \frac{R_2}{R_{11}} U_{\text{ВХ1}} + \frac{R_2}{R_{12}} U_{\text{ВХ2}} + \dots + \frac{R_2}{R_{1n}} U_{\text{ВХn}} \right).$$

На рис. 5.61 изображен суммирующий усилитель, имеющий  $n$  входов, где  $n$  – число разрядов двоичного кода, являющийся ЦАП. На входах суммирующего усилителя используются следующие резисторы:  $R_1, 2R_1, 2^2 R_1 \dots 2^{n-1} R_1$ . На входы подаются напряжения, соответствующие цифрам в разрядах двоичного кода, причем цифра 0 соответствует  $0В$ , а цифра 1 – напряжению  $U_1$ . Входу с резистором  $R_1$  соответствует самый старший разряд, а входу с резистором  $2^{n-1} R_1$  – самый младший разряд. При этом напряжение на входе самого старшего разряда будет усиливаться в отношении  $\frac{R_2}{R_1}$ , на входе более младшего разряда – в  $\frac{R_2}{2R_1}$ , на входе еще

более младшего разряда – в  $\frac{R_2}{2^2 R_1}$  и т.д. Коэффициент усиления будет

уменьшаться от входа к новому входу в 2 раза в соответствии с формулой, где дается напряжение на выходе ЦАП для числа 89.

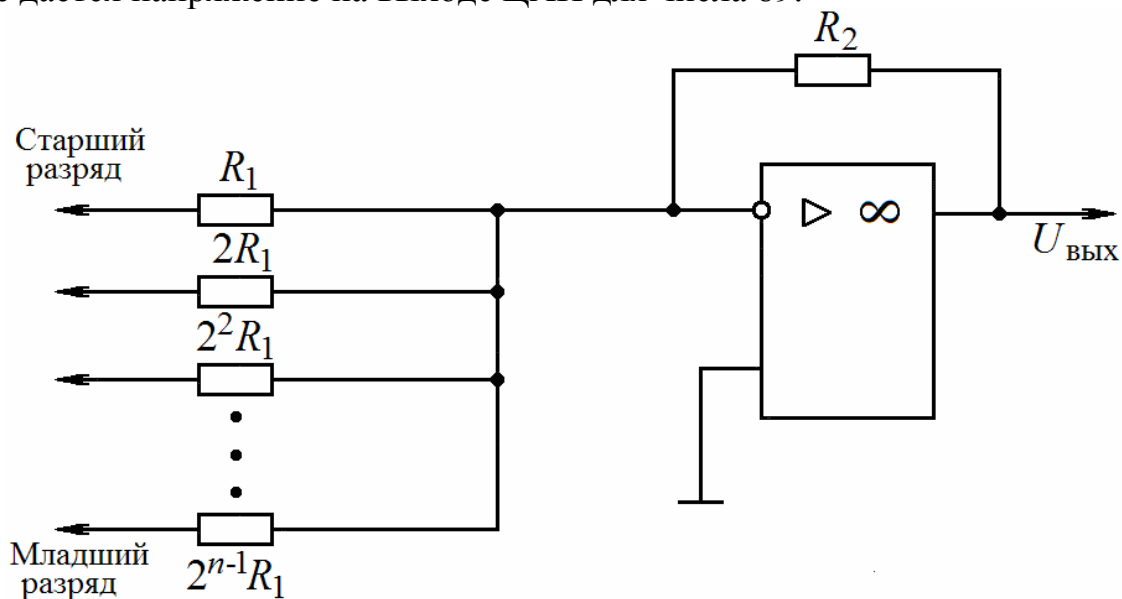


Рис. 5.61. Схема ЦАП

Таким образом, напряжение на выходе ЦАП будет пропорционально «весу» действующего на входах двоичного кода, то есть десятичному эквиваленту.

### 5.7.3. Аналого-цифровой преобразователь

АЦП преобразует аналоговый сигнал в цифровой.

В зависимости от конструкции существуют различные типы АЦП: АЦП временного преобразования, АЦП уравнивающего преобразования и т.д.

Рассмотрим АЦП временного преобразования. Принцип преобразования такого типа заключается в том, что входному напряжению  $U_{вх}$  становится в соответствие временной интервал, длительность которого пропорциональна  $U_{вх}$ . Этот интервал заполняется импульсами стабильной частоты. Число этих импульсов и представляет цифровой эквивалент преобразуемого напряжения, выраженного в двоичном коде.

Схема, реализующая указанный принцип, изображена на рис. 5.62.

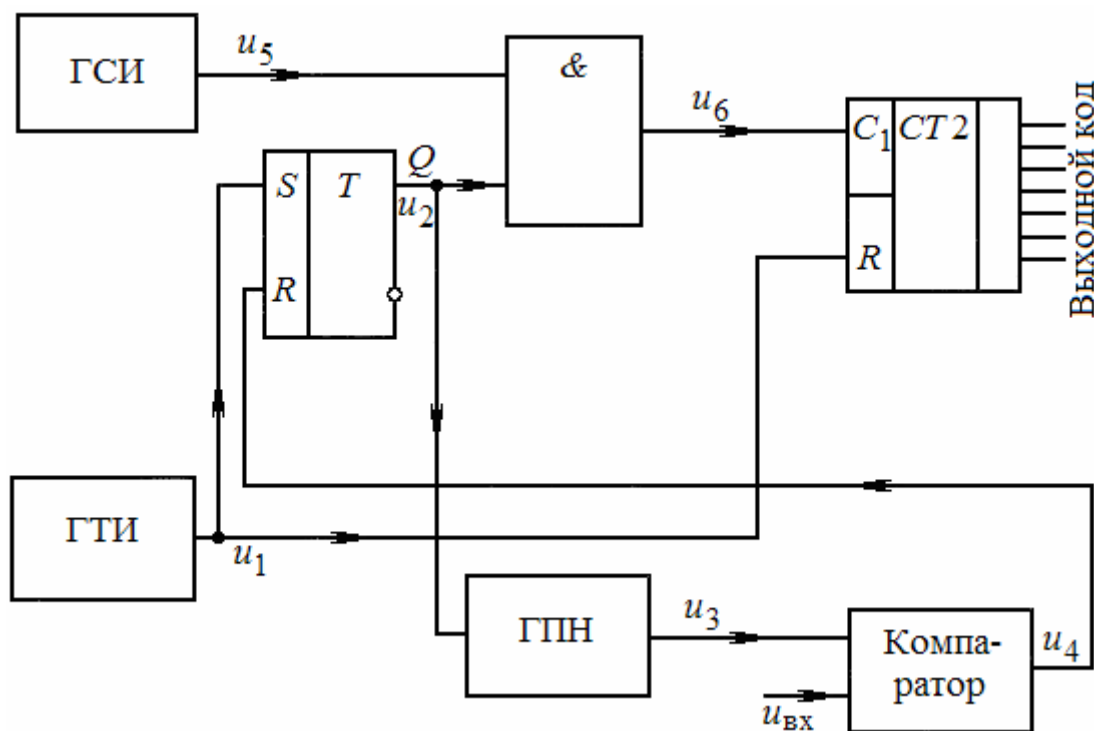


Рис. 5.62. Схема АЦП временного преобразования

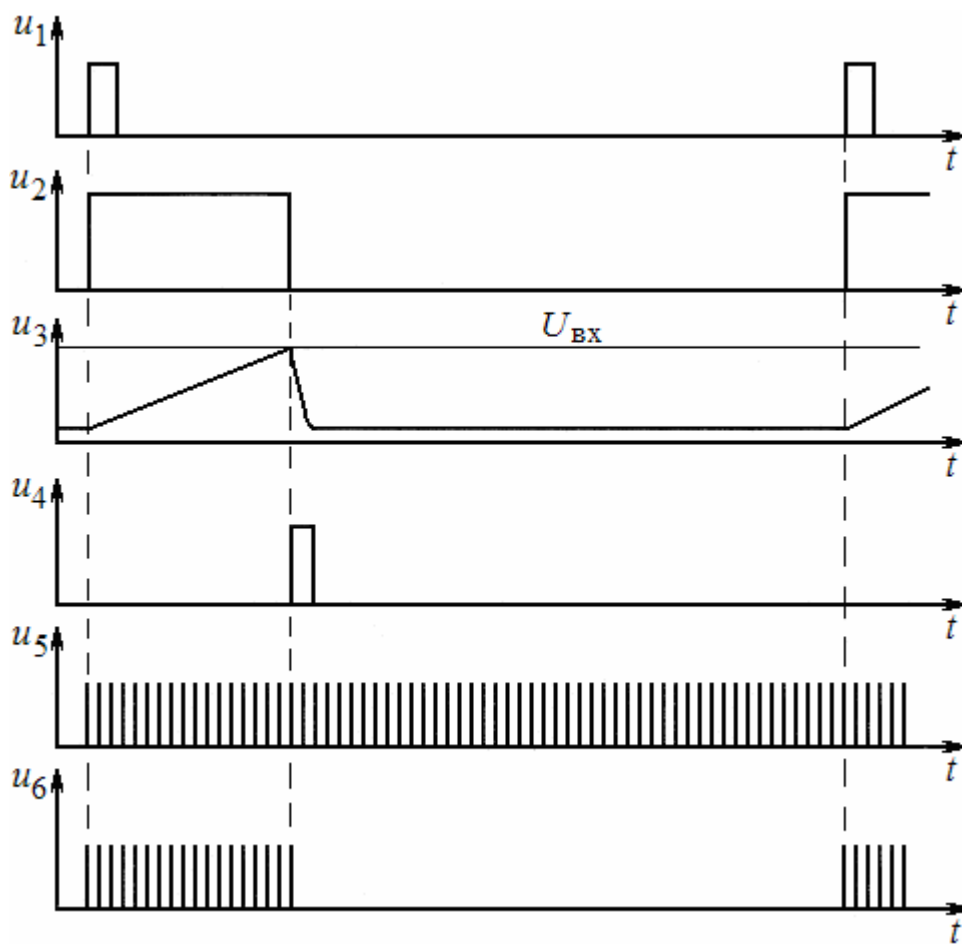


Рис. 5.63. Временные графики напряжений

Импульс с выхода генератора тактовых импульсов (ГТИ) обнуляет счетчик импульсов, переключает  $RS$ -триггер в состояние  $Q=\langle 1 \rangle$ . Сигналом  $Q=\langle 1 \rangle$  запускается генератор пилообразного напряжения (ГПН) и генератор счетных импульсов (ГСИ) через логический элемент И подключается к счетчику.

Когда нарастающее напряжение ГПН станет равным преобразуемому напряжению  $U_{ВХ}$ , на выходе компаратора появится сигнал «1», который переключит триггер в состояние  $Q=\langle 0 \rangle$  и прервет связь ГСИ со счетчиком. Двоичный код, устанавливающийся на выходе счетчика, – цифровой эквивалент величины входного напряжения. С изменением  $U_{ВХ}$  изменяется и двоичный код на выходе счетчика.

Временные диаграммы на рис. 5.63 иллюстрируют описанные процессы.

Рассмотрим АЦП уравнивающего преобразования. Работа такого преобразователя сводится к следующему. Счетные импульсы заполняют счетчик, на выходе которого формируется двоичный код с нарастающим весом. Этот код поступает на ЦАП, напряжение, на выходе которого увеличивается. Когда оно сравнивается с входным напряжением, доступ импульсов к счетчику прекращается. Двоичный код, устанавливающийся



при этом на счетчике, является цифровым эквивалентом напряжения на выходе ЦАП, а следовательно, и напряжения  $U_{\text{вх}}$ . Схема, реализующая указанный принцип, изображена на рис. 5.64.

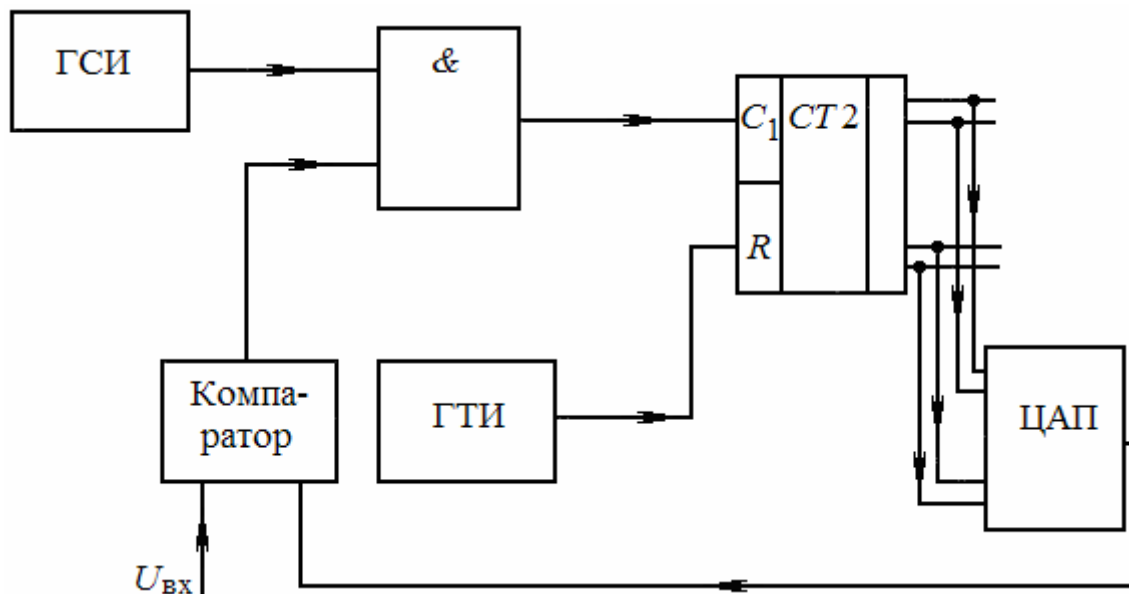


Рис. 5.64. Схема АЦП уравнивающего преобразования

Преобразование начинается с обнуления счетчика импульсом генератора тактовых импульсов (ГТИ). После этого напряжение на выходе ЦАП становится равным нулю, а на выходе компаратора устанавливается сигнал «1», обеспечивающий поступление счетных импульсов генератора счетных импульсов (ГСИ) через логический элемент И на счетчик. Когда напряжение на выходе ЦАП станет практически равным  $U_{\text{вх}}$ , компаратор переключается и сигналом «0» на выходе разъединит ГСИ и счетчик. АЦП уравнивающего преобразования обладает большим быстродействием.

## 5.8. Обобщенная структурная схема микропроцессора

В настоящее время используются ЭВМ, выполняемые на больших (БИС) и сверхбольших (СБИС) интегральных микросхемах, называемые также микроЭВМ.

МикроЭВМ состоит из следующих основных устройств: микропроцессора, запоминающего устройства, состоящего из оперативного запоминающего устройства (ОЗУ) и постоянного запоминающего устройства (ПЗУ), устройства ввода – вывода информации (УВВ).

Основой микроЭВМ является микропроцессор. Рассмотрим его структурную схему (рис. 5.65).

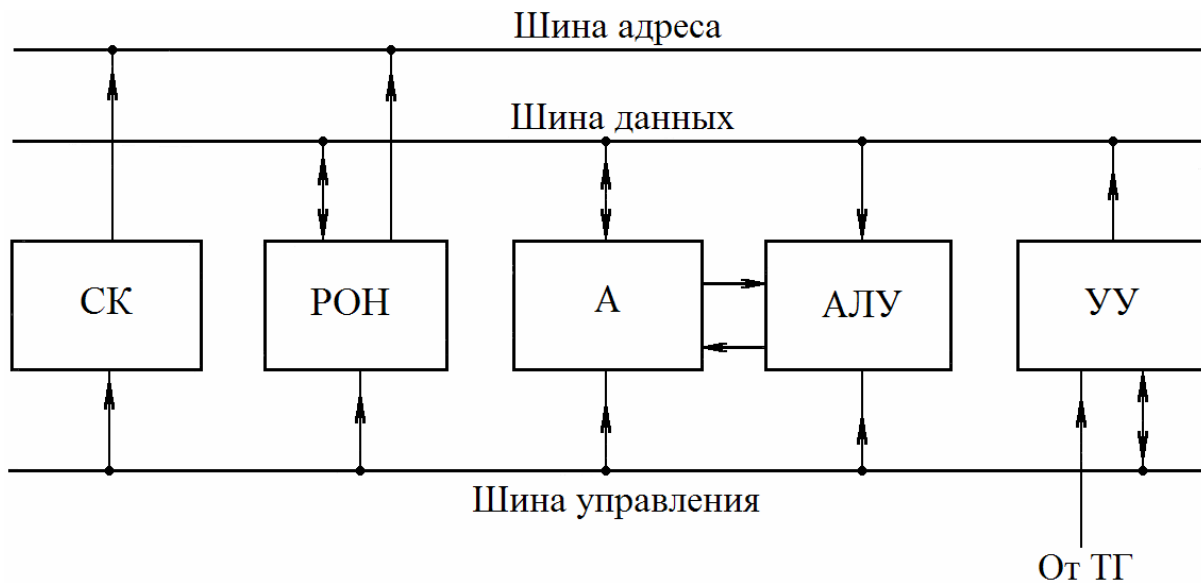


Рис. 5.65. Структурная схема микропроцессора

Микропроцессор состоит из;

- счетчика команд (СК);
- аккумулятора (А);
- арифметико-логического устройства (АЛУ);
- регистров общего назначения (РОН);
- устройства управления (УУ).

Счетчик команд представляет собой регистр, в котором хранится адрес ячейки памяти, содержащий очередную команду программы.

Аккумулятор есть регистр, предназначенный для записи данных, над которыми выполняется операция в АЛУ, а также для временного хранения их и результатов расчета (в том числе и промежуточных), которые в этот момент выполняются АЛУ.

Арифметико-логическое устройство предназначено для выполнения арифметических и логических операций над данными; к одному из входов АЛУ всегда подключен аккумулятор и между ними происходит обмен информацией в соответствии с программой. АЛУ выполняет операции обычно над двумя двоичными числами в соответствии с программой, находящейся в ОЗУ. Основой АЛУ служит сумматор.

Регистры общего назначения – группы регистров служат для временного хранения данных, которые обрабатываются микропроцессором; один из регистров группы РОН подключается в соответствии с программой к второму входу АЛУ. Регистры РОН являются сверхоперативной памятью микропроцессора.

Устройство управления, синхронизируемое тактовым генератором (ТГ), служит для управления всеми процессорами в микропроцессоре и выполненной на его основе микроЭВМ.

### Вопросы для самоконтроля

1. Объяснить переходные процессы, происходящие в цепи  $RC$ .
2. Каков принцип действия дифференцирующей, интегрирующей и переходной цепей  $RC$ ?
3. Как строятся последовательная и параллельная схемы диодных амплитудных ограничителей с нулевым уровнем ограничения и с уровнем ограничения, отличным от нуля?
4. Объяснить работу транзисторного ключа при воздействии на него последовательности прямоугольных импульсов.
5. Каковы типы логических электронных элементов?
6. Каков общий принцип действия логических электронных элементов?
7. Объяснить построение и принцип действия базового ТТЛ – элемента И-НЕ.
8. Объяснить построение и принцип действия базового КМОП – элемента ИЛИ-НЕ.
9. Объяснить построение схемы и принцип действия автоколебательного мультивибратора на транзисторах.
10. Объяснить принцип действия автоколебательного мультивибратора на логических электронных элементах И-НЕ.
11. Каковы особенности режима синхронизации мультивибратора?
12. Объяснить принцип действия ждущего мультивибратора на логических электронных элементах И-НЕ.
13. Каковы особенности схем мультивибратора на интегральных операционных усилителях?
14. Как работает блокинг-генератор на биполярном транзисторе?
15. Каковы типы триггеров?
16. Объяснить построение и принцип действия асинхронного  $RS$ -триггера на логических электронных элементах ИЛИ-НЕ.
17. Объяснить построение и принцип действия одноступенчатого и двухступенчатого синхронных  $RS$ -триггеров.
18. Объяснить построение и принцип действия интегрального  $T$ -триггера.
19. Объяснить построение и принцип действия одноступенчатого и двухступенчатого интегральных  $D$ -триггеров.
20. Каковы особенности интегрального  $JK$ -триггера?
21. Каковы основные параметры ГЛИН?
22. Каков принцип действия простейшей схемы ГЛИН на биполярном транзисторе?
23. Каковы способы линеаризации пилообразного напряжения?
24. Каковы построение и принцип действия ГЛИН с положительной обратной связью по напряжению?
25. Какова особенность схемы ГЛИН на интегральном операционном усилителе?

26. Как строится и работает простейший асинхронный двоичный четырехразрядный счетчик импульсов на интегральных триггерах?

27. Как строится и работает асинхронный десятичный счетчик импульсов на интегральных триггерах?

28. Каковы особенности синхронных счетчиков импульсов на *JK* – триггерах?

29. Какую функцию выполняет дешифратор?

30. Как выполнена и работает схема пирамидального дешифратора?

31. Каковы схема и принцип действия полусумматора?

32. Каковы схема и принцип действия сумматора?

33. Какую функцию выполняет регистр?

34. Как строятся и работают параллельный и последовательный регистры?

35. Объяснить принцип работы цифро-аналогового преобразователя на операционном усилителе.

36. Объяснить работу аналого-цифрового преобразователя временного преобразования.

37. Каковы особенности схемы аналого-цифрового преобразователя уравнивающего преобразования?

38. Каково назначение элементов схемы микропроцессора?

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Миловзоров, О.А. Электроника [Текст]: учеб. пособие / О.А. Миловзоров, И.Г. Панков. – М.: Высш. шк., 2005.
2. Немцов, М.В. Электротехника и электроника [Текст]: учебник / М.В. Немцов. – М.: Изд-во МЭИ, 2003.
3. Электротехника и электроника [Текст]: учебник / Б.И. Петленко [и др.]. – М.: И.Ц. Академия, 2003.
4. Касаткин, А.С. Электротехника [Текст]: учебник для вузов / А.С. Касаткин, М.В. Немцов. – М.: Высш. шк., 2004.
5. Нохрин, А.Н. Электротехника и электроника. Ч 2. Электроника [Текст]: учеб. пособие / А.Н. Нохрин, А.К. Кудрявцева. – Череповец: Изд-во ГОУ ВПО ЧТУ, 2007.
6. Пинт, Э.М. Резисторный усилитель напряжения: теоретические сведения, расчет и применение [Текст]: моногр. / Э.М. Пинт [и др.]. – Пенза: ПГУАС, 2012.
7. Пинт, Э.М. Основы теории, расчета линейных электрических цепей и электроснабжения объектов [Текст]: учеб. пособие / Э.М. Пинт [и др.]. – Пенза: ПГУАС, 2012.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ.....	3
ВВЕДЕНИЕ.....	4
1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ.....	5
1.1. Классификация электронных приборов.....	5
1.2. Электропроводность в полупроводниках. Электронно-дырочный переход.....	5
1.3. Полупроводниковые диоды.....	7
1.3.1. Классификация и условное графическое изображение полупроводниковых диодов.....	7
1.3.2. Основные характеристики и параметры диодов.....	8
1.3.3. Типы специализированных диодов.....	10
1.4. Транзисторы.....	12
1.4.1. Назначение и типы транзисторов.....	12
1.4.2. Биполярный транзистор и его виды. Устройство, схемы включения, принцип действия транзистора.....	12
1.4.4. Параметры биполярного транзистора.....	17
1.4.5. Динамический режим работы биполярного транзистора.....	20
1.4.6. Полевые транзисторы.....	23
1.6. Фотодиоды и светодиоды.....	32
1.7. Интегральные микросхемы.....	35
1.8. Системы обозначений полупроводниковых приборов и интегральных микросхем.....	39
2. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ.....	41
2.1. Классификация усилителей.....	41
2.2. Основные характеристики и параметры усилителей.....	42
2.3. Режимы работы транзистора в усилителях.....	46
2.4. Резисторный усилитель напряжения.....	47
2.4.1. Принципиальные схемы резисторного усилителя напряжения на биполярном транзисторе и назначение элементов.....	47
2.4.2. Графический анализ работы резисторного усилителя напряжения на биполярном транзисторе.....	49
2.4.3. Особенности резисторного усилителя напряжения на полевом транзисторе.....	53
2.4.4. Графический анализ работы резисторного усилителя напряжения на полевом транзисторе.....	54
2.4.5. Анализ частотной характеристики резисторного усилителя напряжения.....	55
2.5. Широкополосный усилитель напряжения.....	60
2.6. Усилители с обратной связью.....	62
2.6.1. Виды обратной связи. Влияние обратной связи на характеристики усилителя.....	62
2.6.2. Термостабилизация рабочей точки усилителя на биполярном транзисторе.....	66
2.7. Эмиттерный повторитель (усилитель мощности).....	69
2.8. Фазоинверсные усилители.....	72

2.9. Избирательные усилители.....	75
2.9.1. Основные свойства и применение избирательных усилителей .....	75
2.9.2. Резонансные и полосовые усилители напряжения.....	75
2.10. Усилители постоянного тока .....	80
2.11. Операционный усилитель.....	87
3. ЭЛЕКТРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ .....	95
3.1. Общие сведения о генераторах гармонических высокочастотных колебаний.....	95
3.2. Генератор гармонических высокочастотных колебаний с независимым возбуждением (резонансный усилитель мощности высокой частоты) ...	95
3.3. <i>LC</i> –автогенератор гармонических высокочастотных колебаний с самовозбуждением .....	100
3.4. <i>RC</i> –автогенераторы гармонических колебаний.....	105
4. ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ .....	113
4.1. Выпрямители .....	113
4.1.1. Структурная схема и основные параметры выпрямителя .....	113
4.1.2. Схемы выпрямителей однофазного тока с активной нагрузкой.....	114
4.1.3. Сглаживающие фильтры .....	116
4.1.4. Выпрямители с умножением напряжения.....	118
4.2. Стабилизаторы напряжения постоянного тока.....	120
5. ИМПУЛЬСНЫЕ И ЦИФРОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА .....	125
5.1. Формирование импульсов.....	125
5.1.1. Формирование импульсов с помощью линейной электрической цепи <i>RC</i> .....	125
5.1.2. Формирование импульсов при помощи диодных амплитудных ограничителей .....	132
5.2. Генерирование импульсов.....	139
5.2.1. Классификация, режим работы генераторов импульсов .....	139
5.2.2. Ключевой режим работы транзистора .....	140
5.2.3. Логические электронные элементы .....	142
5.2.4. Мультивибраторы .....	151
5.2.5. Триггеры .....	165
5.2.6. Блокинг-генераторы.....	176
5.2.7. Генераторы линейно изменяющегося напряжения .....	179
5.3. Цифровые счетчики импульсов.....	186
5.3.1. Определение и классификация счетчиков импульсов .....	186
5.3.2. Асинхронные счетчики .....	186
5.3.3. Синхронные счетчики .....	189
5.4. Дешифраторы .....	190
5.4.1. Определение дешифратора .....	190
5.4.2. Линейный дешифратор.....	191
5.4.3. Пирамидальный дешифратор .....	192
5.5. Сумматоры.....	193

5.5.1. Назначение сумматоров.....	193
5.5.2. Полусумматор.....	193
5.5.3. Сумматор.....	195
5.6. Регистры .....	195
5.6.1. Назначение и классификация регистров.....	195
5.6.2. Параллельный регистр .....	195
5.6.3. Последовательный регистр .....	196
5.7. Цифро-аналоговый и аналого-цифровой преобразователи (ЦАП и АЦП) .....	197
5.7.1. Общие сведения о ЦАП и АЦП .....	197
5.7.2. Цифро-аналоговый преобразователь.....	197
5.7.3. Аналого-цифровой преобразователь .....	199
5.8. Обобщенная структурная схема микропроцессора .....	201
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	205

Учебное издание

Пинт Эдуард Михайлович

Петровнина Ирина Николаевна

Романенко Игорь Иванович

Еличев Константин Александрович

## ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ

Учебное пособие

Редактор

В.С. Кулакова

Верстка

Н.В. Кучина

---

Подписано в печать 11.12.2013. Формат 60x84/16.

Бумага офисная «Снегурочка». Печать на ризографе.

Усл.печ.л. 11,86. Уч.-изд.л. 12,75. Тираж 300 экз. 1-й завод 100 экз.

Заказ № 301.

---

Издательство ПГУАС.

440028, г. Пенза, ул. Германа Титова, 28

