

А. М. ВОДОВОЗОВ

# ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ

2-е издание

 «Инфра-Инженерия»

**А. М. Водовозов**

# ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ

Учебное пособие

*2-е издание*

Москва Вологда  
«Инфра-Инженерия»  
2019

УДК 32.85  
ББК 621.30  
В62

**Водовозов, А. М.**

В62 Основы электроники : учебное пособие / А. М. Водовозов. – 2-е изд. – Москва ; Вологда : Инфра-Инженерия, 2019. – 140 с.  
ISBN 978-5-9729-0346-7

Рассмотрены принципы работы и теория полупроводниковых приборов. Представлен анализ классических электронных схем на полупроводниковых диодах, транзисторах и операционных усилителях. Приведены упражнения для самостоятельной работы.

Предназначено для студентов технических вузов, может быть использовано также студентами средних профессиональных учебных заведений при изучении современной электроники и инженерно-техническими работниками, занимающимися проектированием электронных схем.

УДК 32.85  
ББК 621.30

ISBN 978-5-9729-0346-7

© А. М. Водовозов, 2019  
© Издательство «Инфра-Инженерия», 2019  
© Оформление. Издательство «Инфра-Инженерия», 2019

## ВВЕДЕНИЕ

Электроника - одна из самых современных наук. Её достижения трудно не заметить. Электропривод и автоматика промышленных установок, как и все другие направления развития техники и технологий, немыслимы сегодня без электроники.

В классическом понимании электроника считается наукой, использующей свойства направленного движения электронов в различных средах. Полупроводниковые материалы оказались той благодатной средой, где движение электронов оставляет наиболее заметный след. По этой причине современная электроника практически вся полупроводниковая. Полупроводниковые приборы, их характеристики, взаимодействие, математические модели, правила соединения, условия работы и схемотехника - вот диапазон вопросов, которые рассматривает электроника.

Из-за широты и многозначности понятия "электроника" возникают сложности с выбором учебников по курсу. Рекомендовать какой либо один из них становится всё труднее. Стремительное развитие электроники как науки и её интенсивное проникновение в различные области техники привело к увеличению объема и сложности рассматриваемых вопросов. Попытки совместить все разделы науки в одном курсе зачастую не приводят к желаемому результату. За физическими и математическими разделами учебников нередко теряется практическая ценность науки и информация, необходимая будущему инженеру. Такая информация сейчас в наибольшей степени концентрируется в области схемотехники - раздела, содержащего основные правила и приемы проектирования электронных схем. С точки зрения схемотехники полупроводниковые приборы являются обычными электрическими элементами с априорно известными нелинейными характеристиками и целым букетом специфических свойств. Схемотехника не имеет своих собственных законов, она полностью основывается на общих законах электротехники, но практически безграничный диапазон схем на полупроводниках делает этот раздел электроники неисчерпаемым, а процесс проектирования электронных устройств некоторые авторы даже относят к области искусства.

С этих позиций составлено учебное пособие. Оно не претендует на роль классического учебника, часть разделов курса в нем преднамеренно рассмотрено с самых упрощенных позиций. В пособии основное внимание

уделяется элементарным электронным схемам, простейшим узлам сложных устройств на полупроводниковых диодах, транзисторах и операционных усилителях; разбираются правила и приемы построения электронных схем различного назначения, даются основные формулировки и определения и минимальное количество расчетных формул. Задачи и упражнения по отдельным разделам пособия предназначены для самостоятельной работы студентов в процессе изучения материала.

## ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

### 1.1. ДИОДЫ

#### Устройство и характеристики

Диод - двухслойный полупроводниковый прибор с двумя электродами (рис.1.1). Вывод от слоя полупроводника с дырочной проводимостью ( $p$ -слоя) называется анодом, вывод от слоя с электронной проводимостью ( $n$ -слоя) – катодом.

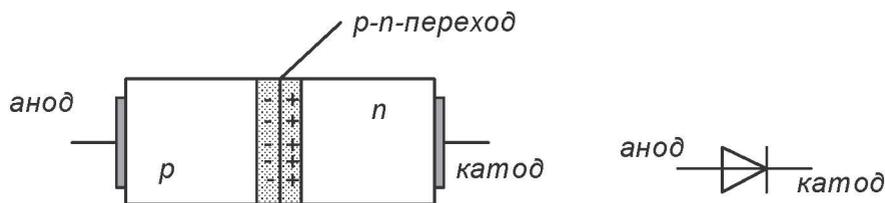


Рис. 1.1. Структура и условное обозначение полупроводникового диода

Тонкий приконтактный слой на границе раздела полупроводников носит название  $p$ - $n$ -перехода. Различные физические процессы, развивающиеся при взаимодействии слоев с различными примесями, обеспечивают  $p$ - $n$ -переход целый рядом полезных и интересных свойств. В частности, в области  $p$ - $n$ -перехода можно выделить два слоя (рис. 1.1) неподвижных носителей заряда. Их появление объясняется интенсивной рекомбинацией на границе свободных электронов полупроводника типа  $n$  с дырками полупроводника типа  $p$ . В свою очередь, наличие неподвижных зарядов является причиной существования внутреннего электрического поля, препятствующего диффузии заряженных частиц через границу. Электропроводность перехода несимметрична, величина ее зависит от знака приложенного напряжения. Размеры перехода также

зависят от знака и величины приложенного напряжения. В общем случае электрические характеристики перехода трудно предсказуемы, на них сильное влияние оказывает концентрация примеси, температура, световые, магнитные и электрические поля, окружающие прибор.

Параметры и режим работы диода определяются его вольтамперной характеристикой, иллюстрирующей зависимость протекающего через диод тока  $I$  от приложенного напряжения  $U$ . Типовая вольтамперная характеристика прибора показана на рис. 1.2.

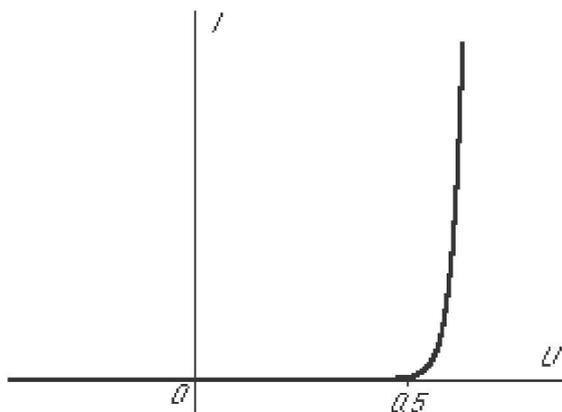


Рис. 1.2. Вольтамперная характеристика диода

Приложенное к диоду напряжение может быть разной полярности. Положительным принято считать напряжение между электродами, приложенное плюсом к аноду прибора, минусом - к катоду.

При положительном напряжении через диод протекает *прямой* ток, резко возрастающий при увеличении напряжения. При отрицательном напряжении диод считается запертым, через него протекает незначительный *обратный* ток, на несколько порядков меньший тока прямого.

Характеристика прибора довольно точно описывается экспоненциальной зависимостью

$$I = I_0 \left\{ e^{\frac{U}{\varphi_T}} - 1 \right\}, \quad (1.1)$$

где:  $I_0$  - обратный ток р-п-перехода,  
 $\varphi_T$  - термический потенциал электрона,

Термический потенциал электрона, в свою очередь, определяется выражением

$$\varphi_T = kT / q ,$$

где:  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  (Дж/К) - постоянная Больцмана,  
 $T$  (К) - абсолютная температура в градусах Кельвина,  
 $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$  (кулон) - заряд электрона.

При комнатной температуре ( $T = 300\text{K}$ )

$$\varphi_T = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 296}{1,6 \cdot 10^{-19}} = 25,5 \text{ мВ} .$$

При  $U \gg \varphi_T$  уравнение (1.1) без потери точности можно упростить и представить в виде

$$I \cong I_0 e^{\frac{U}{\varphi_T}} . \quad (1.2)$$

При всей строгости последних формул практические расчеты по ним вести невозможно из-за высокой степени неопределенности величины обратного тока  $I_0$  и сильной зависимости параметров  $I_0$  и  $\varphi_T$  от температуры. Однако по формуле (1.2) можно рассчитать, что прямое падение напряжения на диоде изменяется на очень незначительную величину  $\varphi_T \cdot \ln 10 \cong 60$  мВ при возрастании прямого тока через диод в 10 раз. Поскольку термический потенциал электрона  $\varphi_T$  зависит от температуры, то при постоянном токе через диод падение напряжения на нем также зависит от температуры. Эта зависимость приближенно описывается соотношением:

$$\delta U \cong -2 \cdot 10^{-3} \delta T , \quad (1.3)$$

где  $\delta U$  (В) - изменение падения напряжения на диоде,

$\delta T$  (К) - изменение температуры.

В прямом включении падение напряжения на диоде не велико. Для приборов из германия оно обычно не превышает 0,6- 0,8 В. Кремни-

евые диоды, из-за более высокой температуры плавления кремния, выдерживают прямое напряжение порядка 1-1,2 В.

Обратный ток диода также сильно зависит от материала полупроводника и температуры. У кремниевых диодов  $I_0$  меняется в пределах 1-10 мкА, у германиевых - 200-500 мкА. При возрастании температуры на 10К обратный ток диода удваивается.

В практических расчетах вольтамперная характеристика диода обычно заменяется двумя прямыми:

$$I = \begin{cases} \infty, & \text{при } U > U_{\partial}, \\ 0, & \text{при } U < U_{\partial}, \end{cases} \quad (1.4)$$

где  $U_{\partial}$  - падение напряжения на диоде при протекании тока в прямом направлении. Для кремниевых диодов величина  $U_{\partial}$  находится в пределах 0,8 – 1,2 В, для германиевых – 0,5 – 0,6 В.

Применение упрощенного описания позволяет формализовать расчет схем и проводить его с минимальным использованием справочных данных.

В процессе работы диода, как в прямом, так и в обратном включении вблизи р-п-перехода происходит накопление зарядов. По этой причине любой диод всегда обладает определенной емкостью, величина которой может оказывать влияние на протекающий через диод ток. В зависимости от знака приложенного напряжения различают *барьерную* и *диффузионную* емкость диода.

Барьерная емкость оценивается при обратном включении, определяется площадью перехода, материалом полупроводника и зависит от приложенного напряжения (рис. 1.3).

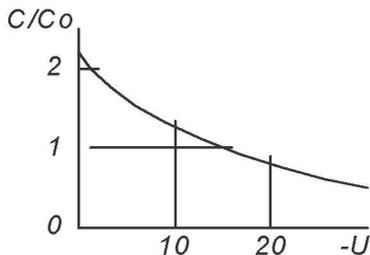


Рис. 1.3. Относительное изменение барьерной емкости р-п-перехода

При увеличении обратного напряжения увеличивается толщина обедненного слоя вблизи *p-n*-перехода и барьерная емкость уменьшается.

Диффузионная емкость образуется под действием прямого напряжения за счет накопления вблизи запирающего слоя зарядов противоположной полярности. Из-за такой емкости переключение диода из проводящего состояния в закрытое не может произойти мгновенно. При изменении знака приложенного напряжения *p-n*-переход восстанавливает свои запирающие свойства только спустя определенное время. Время восстановления  $\tau_{\theta}$  определяется при переключениях диода из режима прямого включения с максимальным током  $I_{\text{макс}}$  в режим обратного включения с максимальным обратным напряжением  $U_{\text{макс}}$ . Значение времени восстановления  $\tau_{\theta}$  для маломощных диодов составляет 10÷100 нс. У мощных диодов эта величина измеряется микросекундами. Если период колебаний переменного напряжения, приложенного к диоду, окажется меньше времени восстановления, то диод остается проводящим и не переключается в непроводящее состояние.

По областям применения и свойствам диоды условно разделяются на выпрямительные, импульсные, стабилитроны, туннельные и т.д.

### Выпрямительные диоды, столбы и блоки

Выпрямительные диоды предназначены для работы в схемах выпрямления переменного напряжения. Обычно они используются для преобразования напряжения промышленной частоты 50Гц÷50КГц в напряжение постоянное. В зависимости от параметров (частоты и формы) переменного напряжения диоды разделяются на низкочастотные и высокочастотные. Выпрямительные диоды большой мощности называют силовыми. Корпуса выпрямительных диодов могут быть различны, но мощные приборы обычно изготавливаются в корпусах, предусматривающих возможность механического крепления их к радиаторам теплоотвода.

Основными параметрами выпрямительного диода считаются:

- постоянное обратное напряжение  $U_{\text{обр}}$  - значение напряжения, приложенного в обратном направлении, которое диод может выдержать в течение длительного времени без разрушения;

- средний прямой ток  $I_{np\ ср}$  - максимально допустимое значение постоянного тока, протекающего через диод в прямом направлении;
- максимально допустимый импульсный прямой ток  $I_{np\ и}$  - ток при заданной максимальной длительности импульса;
- постоянный обратный ток  $I_{обр}$ ;
- постоянное прямое напряжение  $U_{np}$  - падение напряжения на диоде при протекании через него среднего прямого тока  $I_{np\ ср}$ ;
- средняя рассеиваемая мощность  $P_{ср}$  - средняя за период мощность, рассеиваемая диодом;
- максимальная частота  $F_{макс}$  - максимальная рабочая частота, при которой обеспечиваются заданные параметры диода.

Если частота переменного напряжения, приложенного к диоду, превышает  $F_{макс}$ , потери в диоде резко возрастают.

Для повышения допустимого обратного напряжения выпрямительные диоды соединяются последовательно. Если соединение элементов выполнено на одном кристалле или в едином корпусе, то такой прибор называется *выпрямительным столбом*. Из-за последовательного соединения диодов в схеме столба прямое падение напряжения на таком приборе всегда значительно больше, чем на обычном диоде,

*Выпрямительные блоки* представляют собой собранную в одном корпусе простую диодную схему. Чаще всего это схема диодного моста на четырех одинаковых диодах (рис. 1.4).

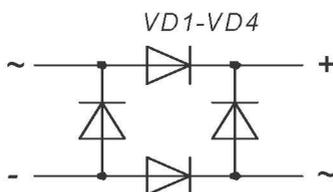


Рис 1.4. Диодный мост

## Импульсные диоды

Импульсные диоды предназначены для работы с напряжениями несинусоидальной формы. Они обеспечивают малую длительность переходных процессов при переключениях диода из прямого включения в обратное. От выпрямительных диодов они отличаются малыми емкостями р-п-перехода. Уменьшение емкости достигается за счет уменьшения площади перехода, поэтому допустимые мощности рассеяния у импульсных диодов невелики. Основными параметрами, отличающими импульсные диоды от выпрямительных, являются:

- максимальное импульсное прямое напряжение  $U_{пр и}$ ,
- время восстановления обратного сопротивления диода  $\tau_{\sigma}$ .

Время восстановления определяется как промежуток времени, прошедший с момента изменения полярности напряжения, приложенного к диоду, до момента, когда обратный ток достигает значения  $0,1 \cdot I$ , где  $I$  – значение прямого тока (рис. 1.5).

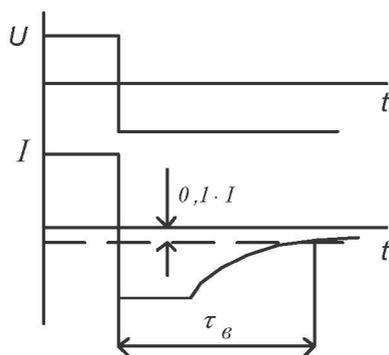


Рис. 1.5. Процесс запирающего диода

У современных приборов время восстановления находится в пределах 4-10 нс.

Одной из разновидностей импульсных диодов являются *диоды Шоттки*. В этих приборах роль р-п-перехода выполняет контакт «металл-полупроводник». Накопление заряда в таком переходе весьма мало, так как перенос заряда в них обусловлен только основными носителями. Поэтому время восстановления диода может быть уменьшено до значения порядка 0,1 нс и максимальная рабочая частота повышает-

ся до сотен или тысяч килогерц. Другой особенностью этих диодов является малое прямое падение напряжения. Условное обозначение диода Шоттки (рис. 1.6) несколько отличается от общего обозначения диода.



Рис. 1.6. Условное обозначение диода Шоттки

## Варикапы

Варикапами называются полупроводниковые диоды, обладающие повышенной барьерной емкостью. Обычно они используются в электронных схемах в качестве конденсаторов переменной емкости. Емкость варикапа изменяется при изменении приложенного к нему обратного напряжения. С ростом обратного напряжения емкость уменьшается (рис.1.3). Соотношение максимальной и минимальной емкости примерно равно 5:1. Условное обозначение варикапа приведено на рис. 1.7.



Рис. 1.7. Условное обозначение варикапа

Основными параметрами варикапа являются:

- начальная емкость  $C_0$ ,
- коэффициент перекрытия по емкости  $K_C$  - отношение емкостей варикапа при двух заданных значениях обратных напряжений;
- сопротивление потерь  $r_a$  - активное сопротивление прибора;
- добротность  $Q_v$  – отношение реактивного сопротивления варикапа на заданной частоте переменного сигнала к сопротивлению потерь при заданном значении обратного напряжения.

## Стабилитроны и стабисторы

Стабилитроном называется полупроводниковый прибор, рассчитанный для работы на участке электрического пробоя.

Условное обозначение прибора приведено на рис. 1.8.



Рис. 1.8. Условное обозначение стабилитрона

При обратном включении прибора на участке электрического пробоя в диапазоне токов от минимального  $I_{мин}$  до максимального  $I_{макс}$  падение напряжения на стабилитроне очень мало зависит от протекающего через прибор тока (рис. 1.9) и считается постоянным.

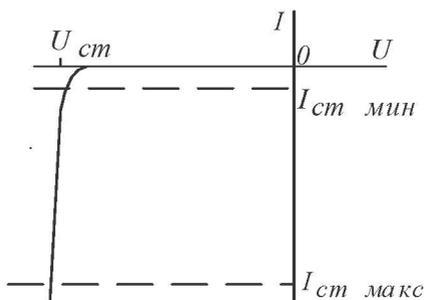


Рис. 1.9. Типовая характеристика стабилитрона

Основные параметры стабилитрона:

- напряжение стабилизации  $U_{ст}$  - падение напряжения на приборе при  $I = I_{ст мин}$ ,
- минимальный ток стабилизации -  $I_{ст мин}$ ,
- максимальный ток стабилизации -  $I_{ст макс}$ ,
- дифференциальное сопротивление  $R_d = -dU / dI$  на участке электрического пробоя;
- температурный коэффициент стабилизации  $\alpha_{ст}$  - относительное изменение напряжения стабилизации  $\Delta U_{ст}$  при изменениях температуры окружающей среды  $\Delta T$ :

$$\alpha_{ст} = \frac{\Delta U_{ст}}{U_{ст} \Delta T} \cdot 100\% .$$

Температурный коэффициент стабилизации зависит от тока через прибор и его напряжения стабилизации. При низком (менее 5,7 В) напряжении  $U_{cm}$  температурный коэффициент отрицателен. При токе порядка 10 мА он равен, примерно,  $-2,1$  мВ/°С. При напряжении выше 6 В коэффициент положителен и при такой же величине тока (порядка 10 мА) достигает значения 6 мВ/°С. Выбирая величину тока через прибор, можно изменять температурный коэффициент и даже добиться его нулевого значения.

Для термокомпенсации стабилитронов используют самые различные схемы. В простейшем случае (при напряжениях стабилизации более 6 В) последовательно стабилитрону можно включить несколько обычных диодов (рис. 1.10).

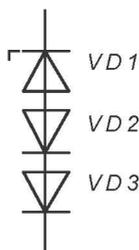


Рис. 1.10. Термокомпенсированный стабилитрон

В этом случае  $\alpha_{cm}$  стабилитрона больше нуля (порядка 6 мВ/°С), а каждый кремниевый диод при прямом включении имеет отрицательный температурный коэффициент (порядка  $-2,1$  мВ/°С). Некоторые прецизионные стабилитроны изготавливаются термокомпенсированными по приведенной схеме.

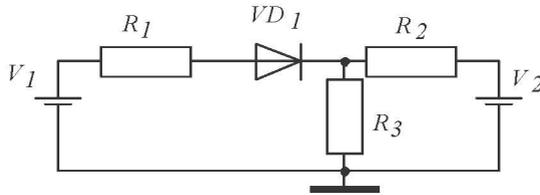
*Стабисторы*, как и стабилитроны, используются для стабилизации напряжения. В отличие от стабилитронов они работают на прямой ветви вольтамперной характеристики диода и имеют напряжение стабилизации около 1 В.

### Упражнения

1.1. Доказать, что прямое падение напряжения на диоде изменяется на 60 мВ при возрастании прямого тока в 10 раз.

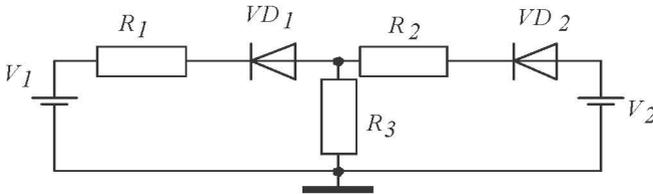
1.2. Доказать, что при постоянном токе через диод падение напряжения на нем уменьшается на 0,2% при увеличении температуры на 1 градус.

1.3. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при  $V_1=5$  В,  $V_2= 10$  В,  $R_1= 1$  кОм,  $R_2= 2$  кОм,  $R_3= 3$  кОм. Падение напряжения на диоде принять равным 0,8 В.



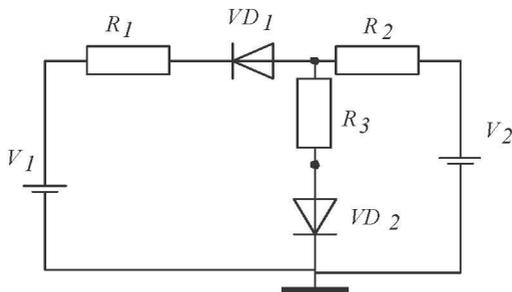
Задача 1.3

1.4. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при  $V_1=8$  В,  $V_2= 12$  В,  $R_1= 2$  кОм,  $R_2= 2$  кОм,  $R_3= 1$  кОм. Падение напряжения на диодах принять равными 0,9 В.



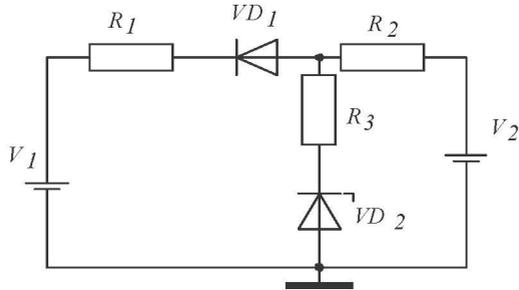
Задача 1.4

1.5. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при  $V_1=6$  В,  $V_2= 15$  В,  $R_1= 2$  кОм,  $R_2= 1$  кОм,  $R_3= 2$  кОм. Падение напряжения на диодах принять равными 0,9 В.



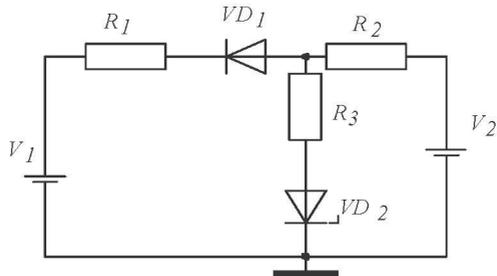
Задача 1.5

1.6. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при  $V_1=10$  В,  $V_2=15$  В,  $R_1=1$  кОм,  $R_2=1$  кОм,  $R_3=2$  кОм. Падение напряжения на диодах принять равными 0,9 В, напряжение стабилизации стабилитрона  $VD_2$  - 5 В, динамическое сопротивление стабилитрона - 100 Ом, минимальный ток стабилизации стабилитрона - 1 мА.



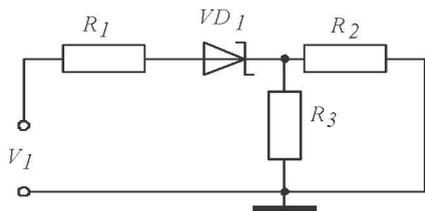
Задача 1.6

1.7. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при  $V_1=5$  В,  $V_2=15$  В,  $R_1=2$  кОм,  $R_2=1$  кОм,  $R_3=10$  кОм. Падение напряжения на диодах принять равными 0,9 В, напряжение стабилизации стабилитрона  $VD_2$  - 5 В, динамическое сопротивление стабилитрона - 100 Ом, минимальный ток стабилизации стабилитрона - 1 мА.



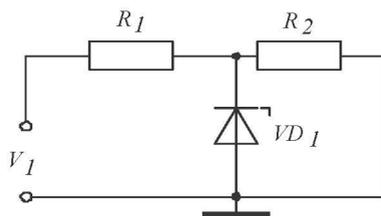
Задача 1.7

1.8. Построить график изменения тока, протекающего через резистор  $R_2$  при изменении напряжения  $V_1$  по синусоидальному закону с амплитудой 10 В и частотой 50 Гц. Падение напряжения на диоде Шоттки принять равными 0,4В,  $R_1=1$  кОм,  $R_2=5$  кОм,  $R_3=1$  кОм.



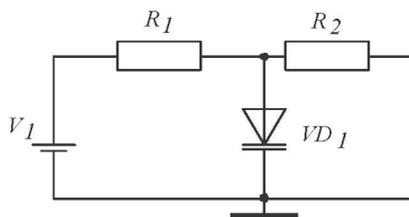
Задача 1.8

1.9. Построить график изменения тока, протекающего через резистор  $R_2$  при изменении напряжения по синусоидальному закону с амплитудой  $10\text{ В}$  и частотой  $50\text{ Гц}$ . Прямое падение напряжения на стабилитроне принять равным  $1\text{ В}$ , напряжение стабилизации стабилитрона –  $4,7\text{ В}$ , минимальный ток стабилизации стабилитрона равным нулю, динамическое сопротивление стабилитрона равным  $25\text{ Ом}$ ,  $R_1 = 1\text{ кОм}$ ,  $R_2 = 5\text{ кОм}$ .



Задача 1.9

1.10. Рассчитать барьерную емкость варикапа в приведенной схеме при начальной емкости  $C_0 = 30\text{ пФ}$ ,  $V_1 = 15\text{ В}$ ,  $R_1 = 1\text{ кОм}$ ,  $R_2 = 2\text{ кОм}$ . При расчете использовать зависимость барьерной емкости от напряжения, приведенную на рис. 1.3.



Задача 1.10

## 1.2. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

### Устройство и характеристики

Транзистор – трехслойный полупроводниковый прибор, с чередующимися типами электропроводности слоев. В качестве носителей заряда в биполярном транзисторе могут использоваться носители двух полярностей: электроны и дырки.

В зависимости от расположения слоев полупроводника в структуре прибора различают транзисторы типа *n-p-n* и типа *p-n-p*. Их схемы включения и условные обозначения показаны на рис. 1.11.

Три электрода транзистора носят названия: *коллектор*, *база* и *эмиттер*. При правильном включении направление всех токов через транзистор должно совпадать с направлением стрелки в условном обозначении прибора. В этом случае переход “база-эмиттер” работает как открытый диод, а переход “база-коллектор” находится под обратным напряжением (закрыт).

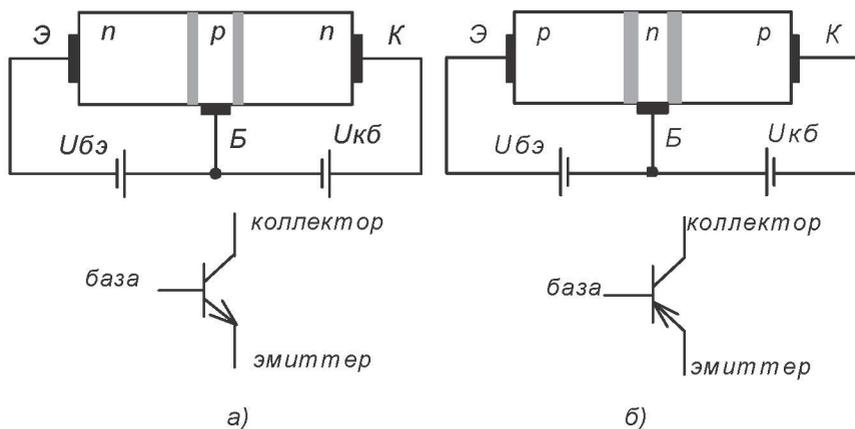


Рис. 1.11. Транзисторы со структурой *n-p-n* (а) и *p-n-p* (б)

Работа транзистора описывается уравнением Эберса-Молла, связывающего ток коллектора транзистора  $I_k$  с напряжением перехода “база-эмиттер”  $U_{бэ}$  следующей зависимостью:

$$I_k = I_0 (e^{U_{бэ} / \varphi_T} - 1), \quad (1.5)$$

где  $\varphi_T$  - термический потенциал электрона, рассчитываемый по приведенной ранее формуле 1.2,  
 $I_0$  - ток насыщения обратной характеристики перехода база-эмиттер.

Коллекторный ток транзистора  $I_k$  всегда превышает базовый  $I_б$ . Их отношение

$$\beta = I_k / I_б \quad (1.6)$$

называется *коэффициентом усиления транзистора по току*. У транзисторов даже одного типа коэффициент усиления имеет очень большой разброс, обычно он точно не известен и находится в пределах от 50 до 250. К тому же коэффициент усиления сильно зависит от тока коллектора, напряжения между коллектором и эмиттером и температуры.

Для любого транзистора, в соответствии с первым законом Кирхгофа:

$$I_э = I_k + I_б \quad (1.7)$$

и, следовательно,

$$I_э = (\beta + 1) \cdot I_б \quad (1.8)$$

Переход "база-эмиттер" транзистора работает аналогично диоду, включенному в прямом направлении. Напряжение между базой и эмиттером  $U_{бэ}$  не должно быть более 0,6÷0,8 В, так как в противном случае ток через переход возрастает до недопустимых значений.

Использование формулы (1.5) в практических расчетах довольно сложно из-за большой неопределенности величины  $I_0$ . Однако большой интерес представляют некоторые следствия из этой формулы:

а) ток коллектора транзистора  $I_k$  возрастает в 10 раз при увеличении напряжения  $U_{бэ}$  на 60 мВ (при комнатной температуре);

б) при постоянном токе коллектора с ростом температуры на один градус напряжение  $U_{бэ}$  уменьшается примерно на 2,3 мВ;

в) собственное сопротивление эмиттерного перехода транзистора  $r_э$  является обратно пропорциональной функцией тока коллектора

$$r_э = dU_{бэ} / dI_э \cong dU_{бэ} / dI_k = \varphi_T / I_k \quad (1.9)$$

Поскольку использование уравнения Эберса-Молла в расчетах затруднено, на практике часто используется упрощенное описание транзистора, в котором падение напряжения на открытом р-п переходе "база - эмиттер" принимается неизменным, равным 0,6 – 0,8 В, а ток коллектора транзистора рассчитывается по току базы с использованием формулы (1.6).

Для описания транзистора иногда используется и коэффициент передачи тока эмиттера  $\alpha$ , равный отношению тока коллектора к току эмиттера

$$\alpha = I_k / I_{\text{Э}} \quad (1.10)$$

Поскольку токи электродов транзистора связаны между собой законом Кирхгофа (1.7), то коэффициент  $\alpha$  достаточно просто выражается через описанный ранее коэффициент усиления  $\beta$

$$\alpha = \beta / (\beta + 1). \quad (1.12)$$

Значение  $\alpha$  всегда меньше единицы, но очень близко к этому значению.

Коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$  транзистора зависят от частоты сигнала. Это связано с конечной скоростью движения заряженных частиц в полупроводнике. По этой причине изменение тока эмиттера транзистора всегда запаздывает относительно вызывающего его изменения тока базы. В справочных данных транзистора всегда можно найти граничную частоту  $f_{2p}$ , при которой коэффициент усиления транзистора уменьшается до единичного значения.

## Классификация

Транзисторы классифицируются по группам в зависимости от рассеиваемой мощности и частотных характеристик. Мощность, рассеиваемая транзистором в конкретной схеме, не должна быть больше предельно допустимого значения.

Классификация по мощности:

- малой мощности                    до 0,3 Вт,
- средней мощности                от 0,3 до 1,5 Вт,
- большой мощности                более 1,5 Вт.

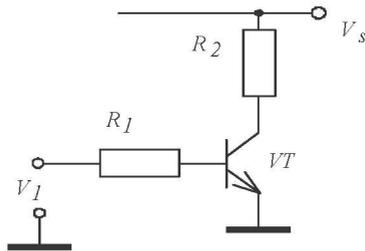
Классификация по частоте:

- низкочастотные                    до 3 МГц,

- среднечастотные                      от 3 до 30 МГц,
- высокочастотные                    от 30 до 300 МГц,
- сверхвысокочастотные            Более 300 МГц.

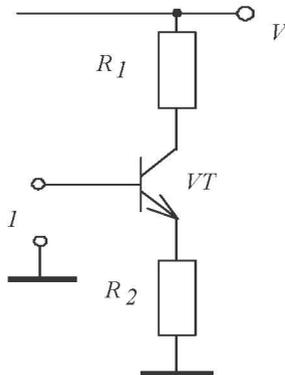
### Упражнения

1.11. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = 10В$ ,  $V_1 = 5В$ ,  $R_1 = 100 кОм$ ,  $R_2 = 2 кОм$ . При расчете принять коэффициент усиления транзистора равным 100 и падение напряжения на переходе база-эмиттер равным 0,6В.



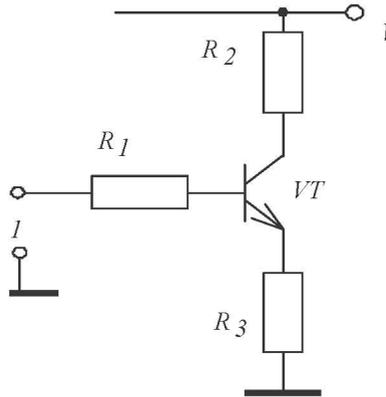
Задача 1.11

1.12. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = 15В$ ,  $V_1 = 5В$ ,  $R_1 = 1 кОм$ ,  $R_2 = 2 кОм$ . При расчете принять коэффициент усиления транзистора равным 100 и падение напряжения на переходе база-эмиттер равным 0,6В.



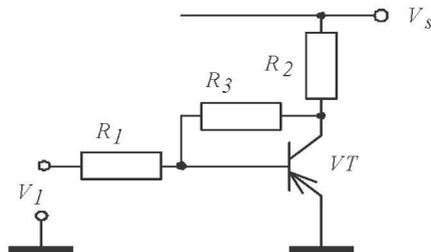
Задача 1.12

1.13. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = 10В$ ,  $V_1 = 5В$ ,  $R_1 = 100 кОм$ ,  $R_2 = 5 кОм$ ,  $R_3 = 1 кОм$ . При расчете принять коэффициент усиления транзистора равным 100 и падение напряжения на переходе база-эмиттер равным 0,6В.



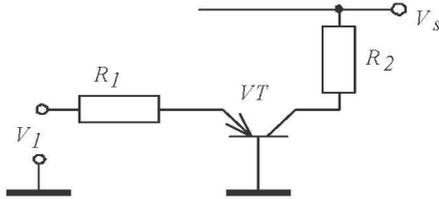
Задача 1.13

1.14. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = -15В$ ,  $V_1 = 5В$ ,  $R_1 = 100 кОм$ ,  $R_2 = 2 кОм$ ,  $R_3 = 2 кОм$ . При расчете принять коэффициент усиления транзистора равным 100 и падение напряжения на переходе база-эмиттер равным 0,6В.



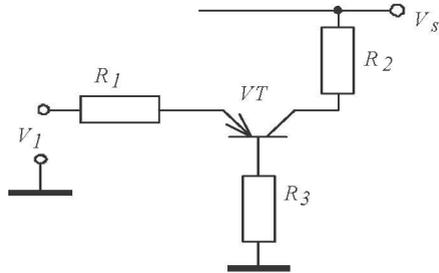
Задача 1.14

1.15. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = -15B$ ,  $V_1=6B$ ,  $R_1= 2 \text{ кОм}$ ,  $R_2= 2 \text{ кОм}$ . При расчете принять коэффициент усиления транзистора равным 100 и падение напряжения на переходе база-эмиттер равным 0,8В.



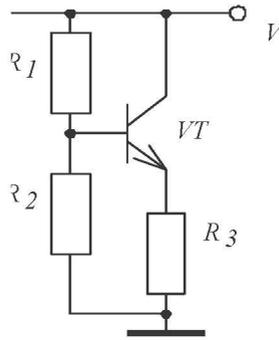
Задача 1.15

1.16. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = -15B$ ,  $V_1=5B$ ,  $R_1= 1 \text{ кОм}$ ,  $R_2= 2 \text{ кОм}$ ,  $R_3= 20 \text{ кОм}$ . При расчете принять коэффициент усиления транзистора равным 100 и падение напряжения на переходе база-эмиттер равным 0,6В.



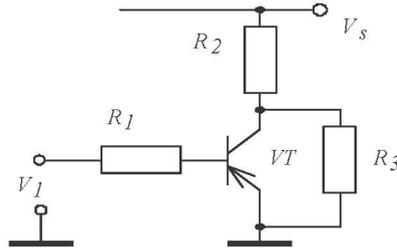
Задача 1.16

1.17. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = 12B$ ,  $R_1= R_2= 20 \text{ кОм}$ ,  $R_3= 1 \text{ кОм}$ . При расчете принять коэффициент усиления транзистора равным 100 и падение напряжения на переходе база-эмиттер равным 0,6В.



Задача 1.17

1.18. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = -15\text{В}$ ,  $V_1 = 5\text{В}$ ,  $R_1 = 100\text{кОм}$ ,  $R_2 = 2\text{кОм}$ ,  $R_3 = 2\text{кОм}$ . При расчете принять коэффициент усиления транзистора равным 100 и падение напряжения на переходе база-эмиттер равным  $0,6\text{В}$ .



Задача 1.18

### 1.3. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Униполярные или полевые транзисторы используют в полупроводнике только основные носители заряда. При этом ток, протекающий через прибор, регулируется за счет электрического поля, создаваемого внутри полупроводниковой структуры напряжением, приложенным к *затвору* транзистора. Считается, что ток в полевом транзисторе протекает по *каналу* от одного электрода – *стока* к другому – *истоку*. *Канал* транзистора изолируется от управляющего электрода (затвора) либо *p-n*-переходом, либо слоем диэлектрика. Поэтому все полевые транзисторы условно делятся на две большие группы: транзисторы с *p-n*-переходом и транзисторы с изолированным каналом. Последние часто называют МДП-

транзисторами (металл – диэлектрик - полупроводник). Диэлектриком в кремниевой структуре транзистора является окись кремния, поэтому третьим и наиболее распространенным названием транзисторов с изолированным затвором является МОП-транзистор (металл- окисел - полупроводник). В английской аббревиатуре эти же транзисторы известны как MOS-транзисторы (*Metal Oxide Semiconductor*).

### Полевые транзисторы с р-п- переходом

Структура приборов с каналами различных типов проводимости и их условные обозначения показаны на рис. 1.12.

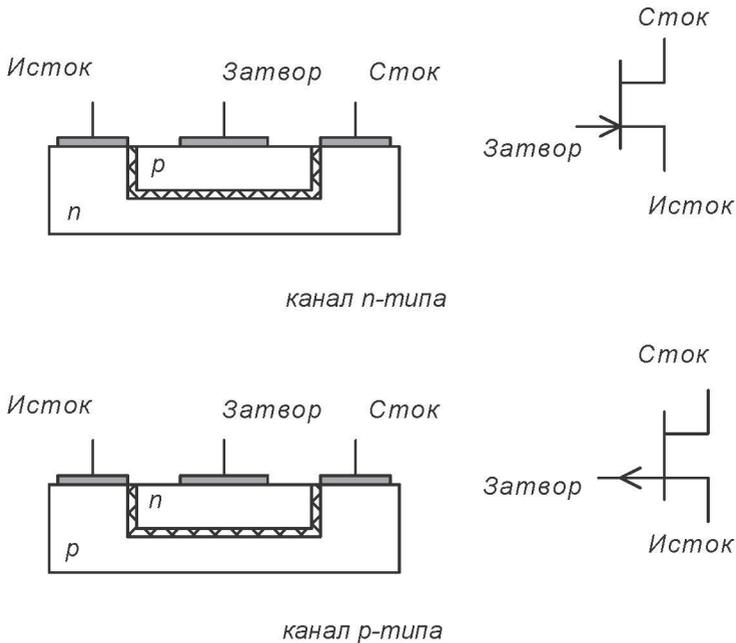


Рис. 1.12. Полевые транзисторы с р-п-переходом

Для работы транзистора в усилительном режиме необходимо соблюдать следующие правила его включения:

- р-п переход, отделяющий канал от крайних областей структуры должен быть смещен в обратном (закрытом) направлении за счет внешних источников энергии;

- носители заряда (электроны для канала  $n$ -типа или дырки для канала  $p$ -типа) должны быть направлены по каналу от стока к истоку.

Для транзисторов с каналом  $n$ -типа перечисленные условия выполняются, если наиболее положительным электродом в схеме будет сток, а наиболее отрицательным - затвор. Потенциал истока в этом случае должен иметь промежуточное значение.

Транзисторы с каналом  $p$ -типа требуют отрицательного потенциала на стоке и положительного на затворе.

Основными характеристиками полевого транзистора считаются выходная (стоксовая) и входная (стокзатворная). Стоксовая характеристика описывает зависимость тока стока  $I_c$  транзистора от напряжения, приложенного между электродами сток и исток  $U_{cu}$  при постоянном напряжении между затвором и истоком  $U_{zu}$ . При различных напряжениях  $U_{zu}$  характеристики различны, поэтому в справочной литературе для каждого типа транзисторов приводится целое семейство стоксовых характеристик, охватывающее всю область допустимых значений  $U_{zu}$ . Примерный вид семейства показан на рис. 1.13.

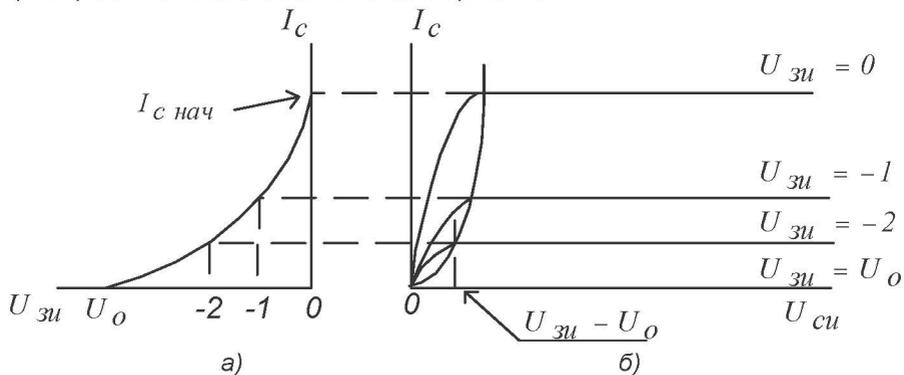


Рис. 1.13. Характеристики полевого транзистора с  $p$ - $n$ -переходом  
а) стокзатворная, б) стоксовые

На начальном участке стоксовых характеристик с ростом приложенного напряжения  $U_{cu}$  наблюдается рост тока стока  $I_c$ . В точке  $U_{cu} = U_{zu} - U_o$  возрастание тока прекращается и на участке насы-

щения (при  $U_{си} > U_{зи} - U_0$ ) изменение напряжения между стоком и истоком транзистора практически не приводит к изменению тока стока.

Стокзатворная характеристика описывает зависимость тока стока  $I_C$  от напряжения между затвором и истоком  $U_{зи}$  на участке насыщения стоквых характеристик. Поскольку стоквые характеристики на этом участке располагаются почти параллельно оси абсцисс, то стокзатворная характеристика практически не зависит от напряжения  $U_{си}$ , при котором она снимается.

Характерными точками на стокзатворной характеристике являются точки пересечения кривой с осями координат. Напряжение  $U_0$ , называемое напряжением отсечки, будучи приложенным к переходу "затвор-исток", обеспечивает полное запираение канала транзистора при любом напряжении  $U_{си}$ . Начальный ток стока  $I_{C нач}$  протекает через транзистор при отсутствии запирающего напряжения на р-п переходе (при  $U_{зи} = 0$ ).

Стокзатворная характеристика обычно описывается параболой:

$$I_C = k(U_{зи} - U_0)^2 \quad (1.13)$$

Коэффициент пропорциональности  $k$  является конструктивным параметром транзистора. Поскольку при нулевом напряжении на затворе  $U_{зи} = 0$  ток стока равен начальному:  $I_C = I_{C нач}$ , то, согласно уравнению (1.13), коэффициент  $k$  может быть вычислен по простой формуле:

$$k = I_{C нач} / U_0^2. \quad (1.14)$$

Основным параметром полевого транзистора считается крутизна стокзатворной характеристики ( $S$ ), определяемая как отношение приращения тока стока к приращению напряжения  $U_{зи}$ .

$$S = \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{зи}} \right|_{U_{си} = const} \quad (1.15)$$

С учетом формулы (1.14) получаем:

$$S = \frac{2I_{C нач}}{U_0^2} (U_{зи} - U_0) = \frac{2}{|U_0|} \sqrt{I_{C нач} \cdot I_C} \quad (1.16)$$

Наибольшее значение  $S = \frac{2I_{c \text{ нач}}}{|U_o|}$  крутизна характеристики

принимает при напряжении  $U_{zu} = 0$ .

При малых напряжениях  $U_{cu}$  на начальных участках выходные характеристики полевого транзистора также считаются параболами. В точках перегиба ток стока определяется уравнением (1.13), а напряжение  $U_{cu} = U_{zu} - U_o$ . В результате

$$I_c = 2k[(U_{zu} - U_o)U_{cu} - 0,5U_{cu}^2] \quad (1.17)$$

На начальном участке линейной характеристики, при малом напряжении на стоке, формулу 1.17 можно упростить

$$I_c \cong 2k(U_{zu} - U_o)U_{cu}. \quad (1.18)$$

Полученное выражение позволяет определить сопротивление канала в линейной области

$$R_c = U_{cu} / I_c = 1/[2k(U_o - U_{zu})] \quad (1.19)$$

Очевидно, что при  $U_{zu} = U_o$  сопротивление канала стремится к бесконечности, а при  $U_{zu} = 0$  - становится минимальным, равным

$$R_c = \frac{1}{2kU_o} = \frac{U_o}{2I_{c \text{ нач}}}, \quad (1.20)$$

Таким образом, полевой транзистор можно рассматривать как переменное сопротивление, управляемое напряжением на затворе.

### МОП-транзисторы с встроенным каналом

У МОП-транзистора с встроенным каналом, в отличие от транзистора с р-п-переходом, затвор отделен от канала слоем диэлектрика (рис. 1.14). Поэтому транзистор работоспособен при любой полярности напряжения между затвором и истоком.

МОП транзистор - прибор четырехполюсный. Четвертый электрод транзистора связан с *подложкой* - полупроводниковой пластиной, на которой изготовлен транзистор. Стокзатворная характеристика МОП-транзистора с встроенным каналом (рис. 1.15) располагается в двух квадрантах, соответствующих двум режимам работы прибора: режим

обеднения с токами стока меньшими начального значения  $I_{C\text{нач}}$  и режим обогащения с токами стока, большими начального.

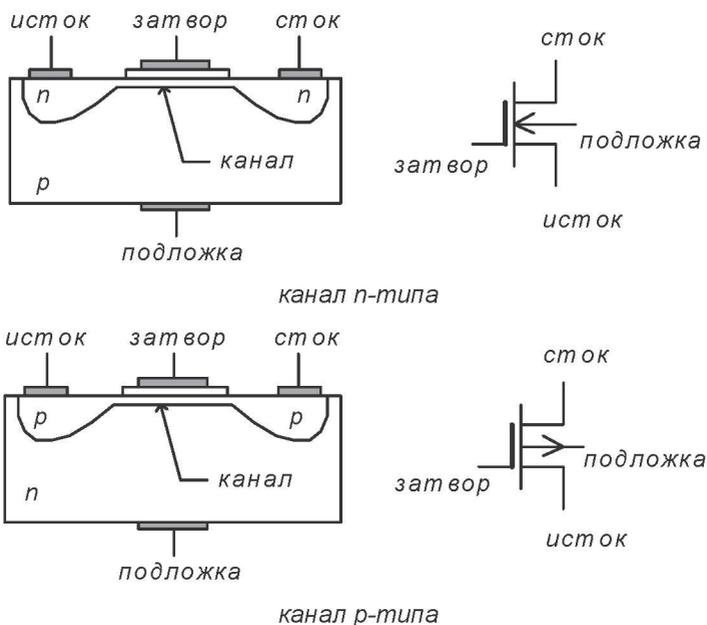


Рис. 1.14. МОП транзисторы с встроенным каналом

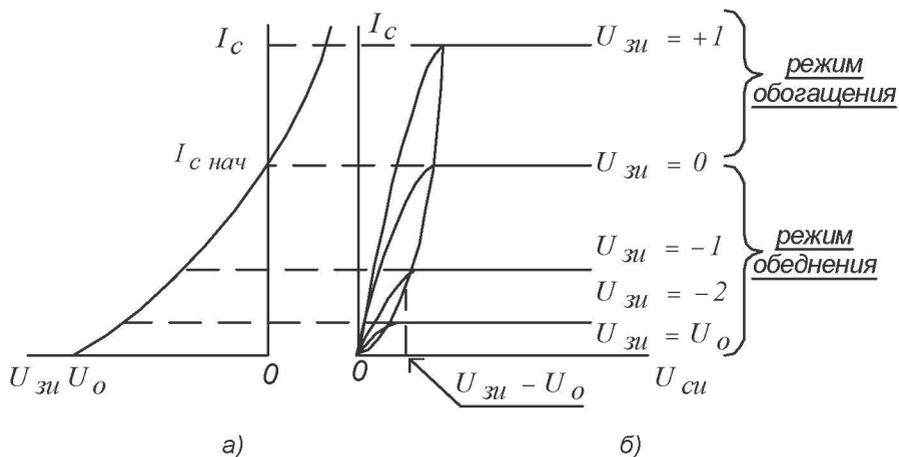


Рис. 1.15. Характеристики МОП - транзистора с встроенным каналом типа р: а) стокзатворная, б) стоковые

У транзистора с каналом n-типа в режиме обогащения напряжени-  
 е  $U_{зи}$  положительно, а в режиме обеднения - отрицательно. Также  
 как и транзистор с р-п-переходом МОП-транзистор с каналом типа n  
 имеет отрицательное напряжение отсечки ( $U_o < 0$ ).

**МОП-транзисторы с индуцированным каналом**

МОП-транзисторы с индуцированным каналом (рис. 1.16) могут  
 работать только в режиме обогащения

При нулевом напряжении на затворе канал транзистора отсут-  
 ствует и ток стока равен нулю. В таком транзисторе канал образуется за  
 счет накопления свободных носителей заряда подложки вблизи затво-  
 ра. У транзисторов с каналом типа n это происходит при подаче на за-  
 твор положительного напряжения превышающего по величине напряже-  
 ние отсечки, а у транзисторов с каналом типа р – отрицательного по  
 абсолютной величине большего напряжения отсечки.

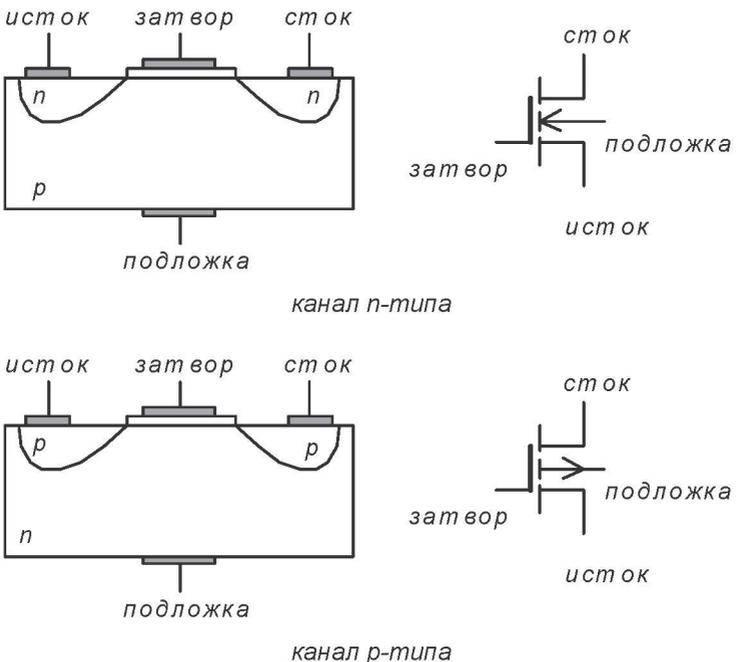


Рис. 1.16. МОП транзисторы с индуцированным каналом

Характеристики транзистора представлены на рис. 1.17.

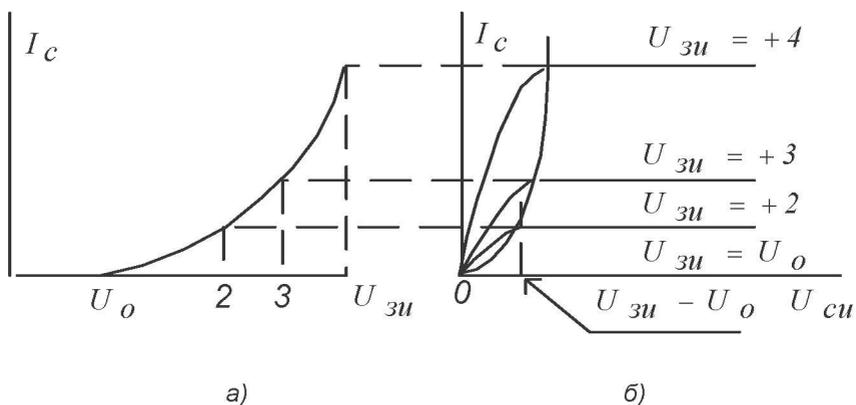
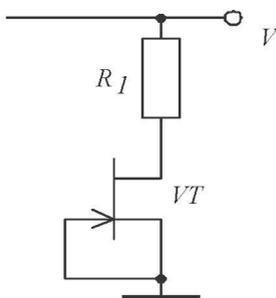


Рис. 1.17. Характеристики МОП- транзистора с индуцированным каналом типа п а) стокзатворная, б) стоковые

Пороговое напряжение у транзистора с каналом типа п положительно. Характеристики транзистора с каналом р-типа отличаются знаком напряжения  $U_{zu}$  и знаком напряжения отсечки  $U_0$ .

### Упражнения

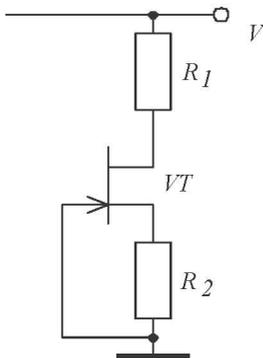
1.19. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = 10B$ ,  $R_1 = 1 \text{ кОм}$ . При расчете принять начальный ток стока транзистора равным  $5 \text{ мА}$ , напряжение отсечки  $- 3 \text{ В}$ .



#### Задача 1.19

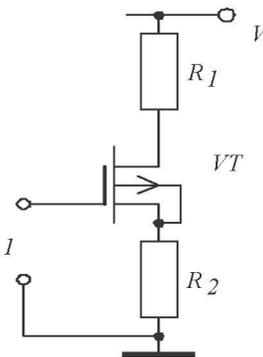
1.20. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = 15B$ ,  $R_1 = 1 \text{ кОм}$ ,  $R_2 = 2 \text{ кОм}$ . При

расчете принять начальный ток стока транзистора равным  $4 \text{ mA}$ , напряжение отсечки –  $3 \text{ B}$ .



Задача 1.20

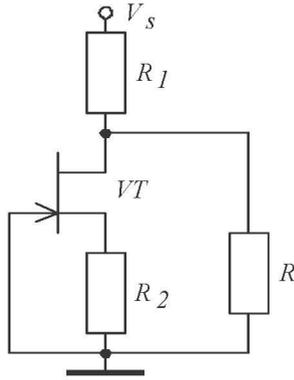
1.21. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = -15 \text{ B}$ ,  $V_1 = -3 \text{ B}$ ,  $R_1 = 1 \text{ kOM}$ ,  $R_2 = 2 \text{ kOM}$ . При расчете принять начальный ток стока транзистора равным  $4 \text{ mA}$ , напряжение отсечки –  $3 \text{ B}$ .



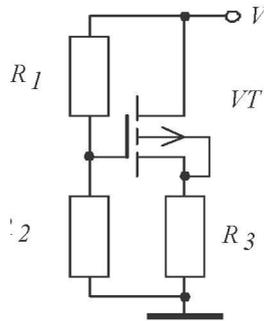
Задача 1.21

1.22. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = 15 \text{ B}$ ,  $R_1 = 1 \text{ kOM}$ ,  $R_2 = 2 \text{ kOM}$ ,  $R_3 = 10 \text{ kOM}$ . При расчете принять начальный ток стока транзистора равным  $4 \text{ mA}$ , напряжение отсечки –  $3 \text{ B}$ .

1.23. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = -12 \text{ B}$ ,  $R_1 = 100 \text{ kOM}$ ,  $R_2 = 50 \text{ kOM}$ ,  $R_3 = 1 \text{ kOM}$ . При расчете принять начальный ток стока транзистора равным  $5 \text{ mA}$ , напряжение отсечки –  $4 \text{ B}$ .

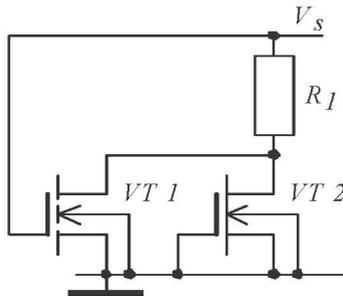


Задача 1.22



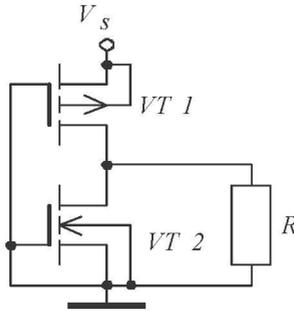
Задача 1.23

1.24. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = 5В$ ,  $R_1 = 1 кОм$ . При расчете принять напряжение отсечки равным  $2 В$ , коэффициент  $k = 0,5 мА/В^2$ .



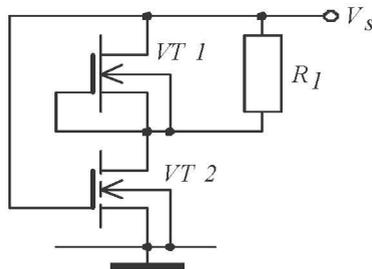
Задача 1.24

1.25. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = 5В$ ,  $R_1 = 1 кОм$ . При расчете принять напряжение отсечки равным  $3 В$ , коэффициент  $k = 0,5 мА/В^2$ .



Задача 1.25

1.26. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = 5В$ ,  $R_1 = 1 кОм$ . При расчете принять напряжение отсечки равным  $2 В$ , коэффициент  $k = 0,5 мА/В^2$ .



Задача 1.26

#### 1.4. СОСТАВНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Составным транзистором называется комбинация из нескольких (обычно двух) транзисторов, предназначенная для использования в схеме как один элемент. В качестве составляющих схемы составного транзистора используются различные комбинации биполярных и полевых транзисторов с различной структурой.

## Схема Дарлингтона

Составной транзистор Дарлингтона, состоящий из двух однотипных биполярных транзисторов (рис. 1.18), является наиболее распространенной схемой.

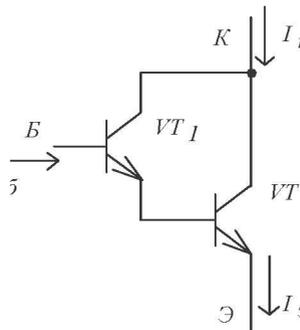


Рис. 1.18. Составной транзистор Дарлингтона

В данной схеме:

$$I_{\sigma 2} = I_{\sigma 1} = (\beta_1 + 1) \cdot I_{\sigma};$$

$$I_k = \beta_1 \cdot I_{\sigma} + \beta_2 I_{\sigma 2} = (\beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2) \cdot I_{\sigma},$$

где:  $I_k$  - ток коллектора составного транзистора,

$I_{\sigma}$  - ток базы составного транзистора,

$I_{\sigma 2}$  - ток базы второго транзистора,

$\beta_1$  и  $\beta_2$  - коэффициенты усиления, соответственно, первого и второго транзистора.

Из последнего равенства следует, что эквивалентный коэффициент усиления составного транзистора:

$$\beta = \frac{I_k}{I_{\sigma 1}} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2 \cong \beta_1 + \beta_2. \quad (1.21)$$

Если транзисторы имеют коэффициенты усиления около 100, то расчетный коэффициент  $\beta$  примерно равен 10 000.

В транзисторе Дарлингтона переход «база-эмиттер» состоит из двух р-п-переходов. По этой причине падение напряжения между базой и эмиттером  $U_{\sigma \varepsilon}$  составного транзистора примерно в два раза больше, чем у транзистора обычного.

## Комплементарная схема Дарлингтона

Комплементарный составной транзистор (рис. 1.19) собирается из двух биполярных транзисторов с различной структурой.

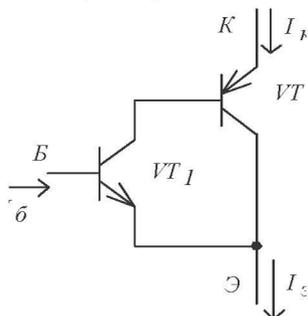


Рис. 1.19. Комплементарный транзистор Дарлингтона

Схема такого составного транзистора эквивалентна одному транзистору типа  $n-p-n$  с коэффициентом усиления

$$\beta = I_K / I_Б = (\beta_1 + 1) \cdot \beta_2 \cong \beta_1 \beta_2,$$

где:  $\beta_1$  и  $\beta_2$  - коэффициенты усиления, соответственно, первого и второго транзистора комплементарной пары.

У такого составного транзистора падение напряжения на переходе база-эмиттер  $U_{БЭ}$  такое же, как и у обычного транзистора ( $0,6 \div 0,8$  В).

## Схема Дарлингтона на полевом и биполярном транзисторах

В этой схеме полевой транзистор используется в качестве управляющего, а биполярный – в качестве выходного (рис. 1.20).

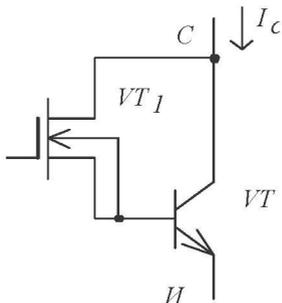


Рис. 1.20. Схема составного транзистора на полевом и биполярном транзисторах

Схема ведет себя как полевой транзистор с каналом типа n и при незначительной мощности в цепи затвора обеспечивает значительное изменение тока стока.

У рассматриваемой схемы:

$$I_{\delta 2} = I_{c1},$$

$$I_c = I_{k2} + I_{c1} = I_{c1}(\beta_2 + 1).$$

где:  $I_{c1}$  - ток стока полевого транзистора VT1,

$I_{\delta 2}$  - ток базы биполярного транзистора VT2,

$\beta_2$  - коэффициент усиления по току биполярного транзистора VT1.

Крутизна характеристики составного транзистора:

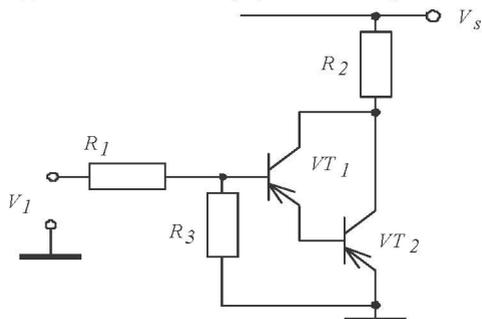
$$S = \left. \frac{\partial I_c}{\partial U_{3u}} \right|_{U_{cu} = const} =$$

$$= (\beta_2 + 1) \left. \frac{\partial I_{c1}}{\partial U_{3u}} \right|_{U_{cu} = const} \cong S_1 \beta_2. \quad (1.22)$$

где:  $S_1$  - крутизна характеристики полевого транзистора VT1.

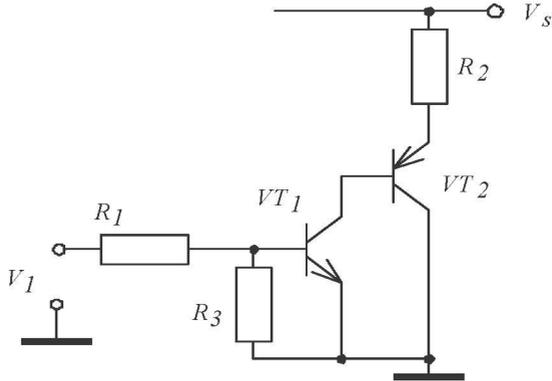
### Упражнения

1.27. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = -10B$ ,  $V_1 = -2B$ ,  $R_1 = R_2 = 100 \text{ кОм}$ ,  $R_3 = 100 \text{ Ом}$ . При расчете принять коэффициенты усиления транзисторов  $\beta_1 = 100$ ,  $\beta_2 = 20$ , падение напряжения на переходах база-эмиттер равными  $0,8 \text{ В}$ .



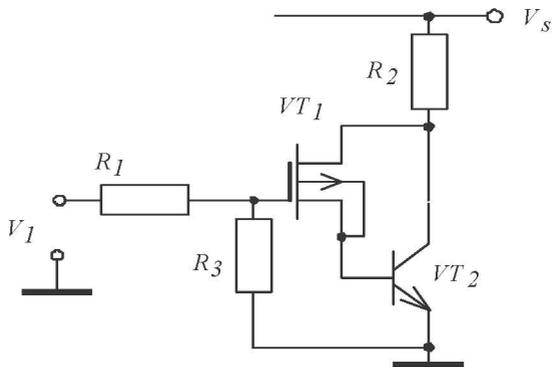
Задача 1.27

1.28. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = 15B$ ,  $V_1 = 2B$ ,  $R_1 = R_2 = 120 \text{ кОм}$ ,  $R_3 = 100 \text{ Ом}$ . При расчете принять коэффициенты усиления транзисторов  $\beta_1 = 100$ ,  $\beta_2 = 20$ , падение напряжения на переходах база-эмиттер равными  $0,8 \text{ В}$ .



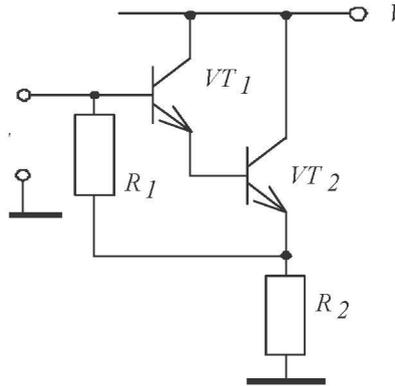
Задача 1.28

1.29. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = 15B$ ,  $V_1 = 2B$ ,  $R_1 = R_2 = 120 \text{ кОм}$ ,  $R_3 = 100 \text{ Ом}$ . При расчете принять коэффициент усиления биполярного транзистора  $\beta = 100$ , падение напряжения на переходе база-эмиттер  $0,8 \text{ В}$ , начальный ток стока полевого транзистора  $10 \text{ мА}$ , напряжение отсечки  $3 \text{ В}$ .



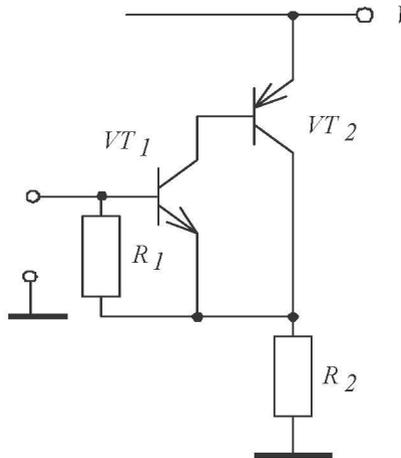
Задача 1.29

1.30. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = 15B$ ,  $V_1 = 6B$ ,  $R_1 = 100 \text{ кОм}$ ,  $R_2 = 200 \text{ Ом}$ . При расчете принять коэффициенты усиления транзисторов  $\beta_1 = 100$ ,  $\beta_2 = 20$ , падение напряжения на переходах база-эмиттер равными  $0,8 \text{ В}$ .



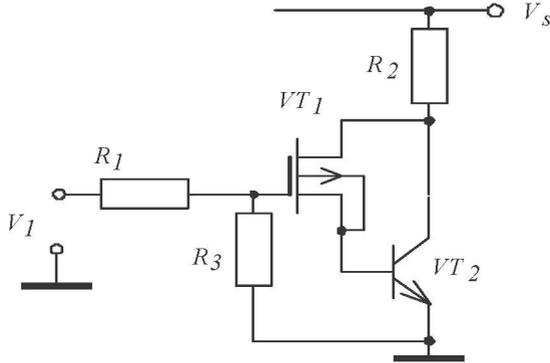
Задача 1.30

1.31. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = 12B$ ,  $V_1 = 5B$ ,  $R_1 = 150 \text{ кОм}$ ,  $R_2 = 150 \text{ Ом}$ . При расчете принять коэффициенты усиления транзисторов  $\beta_1 = 100$ ,  $\beta_2 = 20$ , падение напряжения на переходах база-эмиттер равными  $0,8 \text{ В}$ .



Задача 1.31

1.32. Рассчитать токи во всех ветвях схемы при напряжении питания  $V_s = 15В$ ,  $V_1 = 2В$ ,  $R_1 = R_2 = 120 кОм$ ,  $R_3 = 100 Ом$ . При расчете принять коэффициент усиления биполярного транзистора  $\beta = 100$ , падение напряжения на переходе база-эмиттер  $0,8В$ , начальный ток стока полевого транзистора  $10 мА$ , напряжение отсечки  $3 В$ .



Задача 1.32

## 1.5. ТИРИСТОРЫ

### Устройство и характеристики

Тиристор – четырехслойный полупроводниковый прибор с чередующимися типами электропроводности слоев (рис. 1.21). Вывод от крайнего р-слоя прибора называется анодом, от крайнего п-слоя – катодом. Третий – управляющий электрод в приборе может отсутствовать. Прибор с тремя выводами называется трехэлектродным тиристором или тринистором. Прибор без управляющего электрода (с двумя выводами) называется динистором. Условные обозначения тиристоров показаны на рис. 1.21.

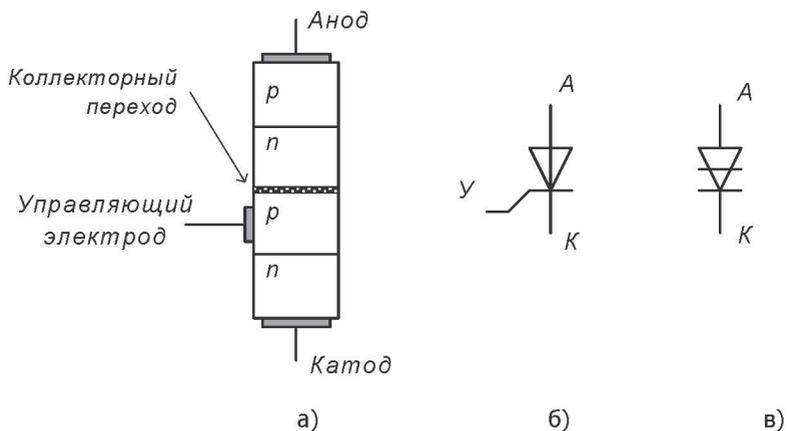


Рис. 1.21. Структура тиристора (а) и условные обозначения тристора (б) и динистора (в)

Крайние р-п-переходы тиристора называются эмиттерными, средний – коллекторным. Напряжение, приложенное к тиристор, может быть любого знака. Прямым (положительным) считается напряжение источника, плюсом подключенного к аноду.

При обратном включении, когда к аноду прибора прикладывается отрицательное напряжение, эмиттерные переходы запираются и вольт-амперная характеристика тиристора аналогична обратной ветви характеристики диодов. В этом случае, эмиттерные р-п-переходы тиристора оказываются включенными в прямом направлении, и всё напряжение источника прикладывается к коллекторному р-п-переходу.

При анализе работы тиристора в прямом включении его представляют в виде комбинации двух биполярных транзисторов, соединенных по схеме рис. 1.22.

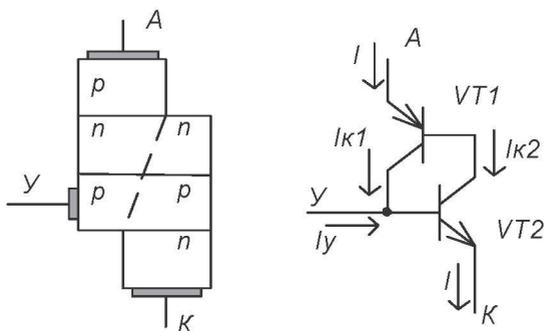


Рис. 1.22. Эквивалентная транзисторная схема тиристора

Ток  $I$ , протекающий через тиристор, равен току эмиттера транзистора  $VT1$ , току эмиттера транзистора  $VT2$  и сумме коллекторных токов двух транзисторов:

$$\begin{aligned}
 I &= I_{\varepsilon 1} = I_{\varepsilon 2} = I_{k1} + I_{k2} = \\
 &= \alpha_1 I_{\varepsilon 1} + \alpha_2 I_{\varepsilon 2} + I_{k0} + \beta_2 I_y = I(\alpha_1 + \alpha_2) + I_{k0} + \beta_2 I_y,
 \end{aligned}$$

где:  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  - коэффициенты передачи тока соответствующих транзисторов,

$I_{k0}$  - суммарный тепловой ток коллекторных переходов,

$I_y$  - ток управления,

$\beta_2$  - коэффициент усиления по току транзистора  $VT2$ .

В результате ток, протекающий через тиристор, определяется выражением:

$$I = \frac{I_{k0} + \beta_2 I_y}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} = \frac{I_{k0} + \beta_2 I_y}{1 - \alpha}, \quad (1.23)$$

где  $\alpha$  - суммарный коэффициент передачи тока двух транзисторов.

У динистора  $I_y = 0$  и ток через прибор зависит только от приложенного напряжения  $U$ . При малых напряжениях коэффициент переда-

чи тока в тиристоре  $\alpha < 1$ , и ток  $I$  через тиристор мал. Однако при росте напряжения увеличивается инжекция носителей через эмиттерные переходы в средние слои тиристора, где эти носители не являются основными. Коллекторный переход тиристора постепенно насыщается неосновными носителями заряда, движению которых способствует электрическое поле внутри перехода, и сопротивление перехода резко падает. Коэффициент передачи тока  $\alpha$  стремится к 1 и ток через тиристор резко возрастает. Тиристор переходит в открытое состояние. На вольтамперной характеристике прибора (рис. 1.23), соответствующей  $I_y = 0$ , до точки включения тиристора ( $U = U_{вкл}$ ) ток через прибор мал ( $I < I_{вкл}$ ), а дальше (при  $U < U_{вкл}$ ,  $I < I_{вкл}$ ) появляется участок с отрицательным сопротивлением ( $\frac{\partial U}{\partial I} < 0$ ).

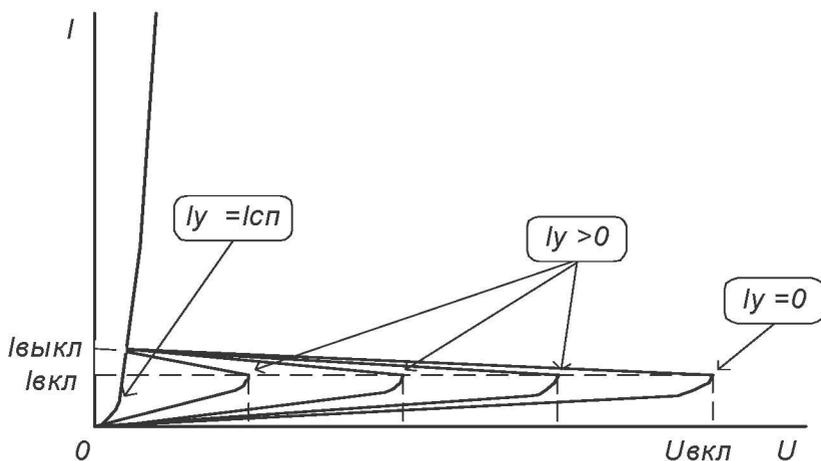


Рис. 1.23. Семейство вольтамперных характеристик тиристора

Ток управления, подаваемый на управляющий электрод тринистора, приводит к изменению напряжения включения и позволяет управлять процессом включения прибора. При некотором критическом значении тока управления, называемом током спрямления  $I_{сп}$ , на вольтамперной характеристике тиристора исчезает участок отрицательного

сопротивления. Характеристика тиристора становится аналогичной характеристике обычного диода.

Включенный тиристор выключается, если протекающий через него ток уменьшается до значения тока выключения  $I_{\text{выкл}}$ . (рис. 1.23).

Основными параметрами тиристорov считаются:

- o напряжение включения  $U_{\text{вкл}}$  - максимальное прямое напряжение,
- o ток включения  $I_{\text{вкл}}$  - максимальный прямой ток в запертом состоянии,
- o ток выключения  $I_{\text{выкл}}$  - минимальный ток, при котором тиристор находится в открытом состоянии,
- o остаточное напряжение  $U_{\text{ост}}$  - падение напряжения на тиристоре в открытом состоянии при максимально допустимом анодном токе,
- o максимально допустимый ток через тиристор -  $I_{\text{макс}}$ ,
- o максимально допустимое обратное напряжение  $U_{\text{обр макс}}$ ,
- o ток спрямления  $I_{\text{си}}$  - ток управляющего электрода, обеспечивающий открытие тиристора.

## 1.6. ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

Оптоэлектронные приборы используют для передачи информации оптический канал, в котором распространяется световое излучение. Использование света зачастую необходимо для представления информации человеку, для обеспечения гальванической развязки электрических цепей, для оценки различных физических процессов в окружающей нас природе.

Основными оптоэлектронными приборами считаются:

- фотодиоды,
- фототранзисторы,
- светодиоды,
- оптроны.

## ФОТОДИОДЫ

Фотодиоды осуществляют преобразование светового излучения в электрический сигнал. Устройство и условное обозначение прибора показаны на рис. 1.24.

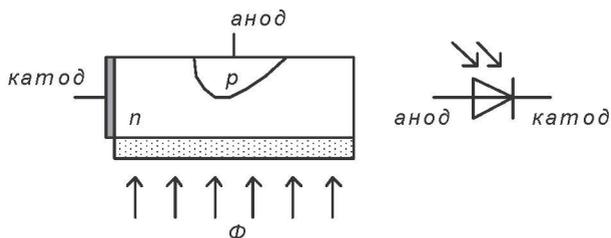


Рис. 1.24. Устройство и условное обозначение фотодиода

При освещении полупроводника по обе стороны  $p$ - $n$ -перехода происходит генерация основных носителей заряда, в результате чего отрицательные заряды накапливаются в  $n$ -области, а положительные - в  $p$ -области прибора. Электродвижущая сила, на величину которой в результате снижается потенциальный барьер  $p$ - $n$  перехода, носит название фото-э.д.с. Фото-э.д.с. зависит от светового потока, облучающего  $p$ - $n$ -переход, но её максимальное значение не может превысить контактной разности потенциалов.

Описание вольтамперной характеристики фотодиода аналогично описанию характеристики обычного диода, но обратный ток прибора зависит от его освещенности:

$$I = I_0(e^{U / \varphi_T} - 1) - S_i \cdot E, \quad (1.24)$$

где:  $I$  - ток фотодиода,  
 $S_i$  - интегральная чувствительность прибора,  
 $E$  (лк) – освещенность прибора,  
 $I_0$  - темновой ток фотодиода,  
 $U$  - падение напряжения на фотодиоде,  
 $\varphi_T$  - термический потенциал электрона.

Примерный вид семейства характеристик показан на рис. 1.25.

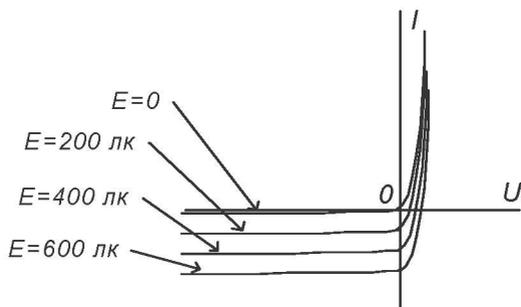


Рис. 1.25. Семейство вольтамперных характеристик фотодиода

В режиме холостого хода ток в цепи отсутствует ( $I = 0$ ) и напряжение зависит от освещенности прибора:

$$U_{xx} = \varphi T \ln(1 + S_i E / I_0). \quad (1.25)$$

При коротком замыкании фотодиода ( $U = 0$ ) ток через диод равен фототоку:

$$I_{кз} = -S_i \cdot E.$$

Фототок практически не меняется и при подаче на фотодиод запирающего напряжения. Поэтому в электронных схемах фотодиод обычно подключается к внешнему источнику питания  $V_S$  и сопротивлению нагрузки  $R$  (рис. 1.26). Такое включение позволяет повысить быстродействие схемы, так как с ростом запирающего напряжения уменьшается собственная емкость р-п-перехода.

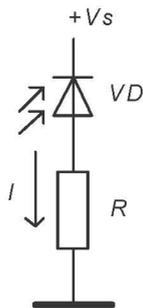


Рис. 1.26. Типовая схема включения фотодиода

Ток в цепи нагрузки определяется световым потоком, интегральной чувствительностью прибора и практически не зависит от сопротивления нагрузки  $R$ .

Важными характеристиками фотодиодов являются спектральные характеристики, представляющие собой зависимость интегральной чувствительности прибора, выраженной в относительных единицах  $\eta$ , от длины волны регистрируемого потока излучения  $\lambda$ . Максимум чувствительности кремниевых приборов находится в области длин волн в пределах 0,6 - 1 мкм, германиевых – 0,5-1,7 мкм (рис. 1.27).

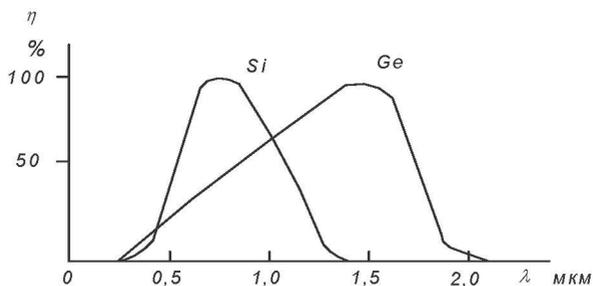


Рис. 1.27. Спектральные характеристики фотодиодов

### Фототранзисторы

В фототранзисторе светочувствительным элементом, аналогичным светодиоду, является переход «коллектор-база». Обычно его рассматривают как комбинацию фотодиода и биполярного транзистора (рис. 1.28).

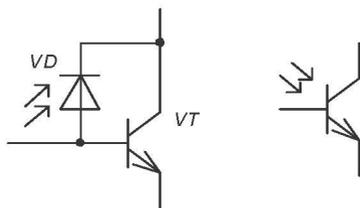


Рис. 1.28. Схема замещения и условное обозначение фототранзистора

Схема включения фототранзистора должна обеспечивать его работу в усилительном режиме, поэтому источники питания подключаются к

нему по тем же правилам, как и к обычному транзистору: эмиттерный переход включается в прямом направлении, а коллекторный – в обратном. Допускается также включение с «плавающей» базой, когда базовый вывод транзистора остается неподключенным. Считается, что ток коллектора фототранзистора зависит от тока базы и освещенности прибора:

$$I_k = \beta I_{\sigma} + S_I E,$$

где  $\beta$  - коэффициент усиления транзистора,

$S_I$  - токовая чувствительность прибора.

### Светодиоды

Светодиоды являются маломощными источниками светового излучения. Свечение диода вызывается рекомбинацией в p-n-переходе носителей заряда при протекании через него тока в прямом направлении. Излучение возможно только в узком диапазоне частот, соответствующем энергии запрещенной зоны полупроводника. Для получения излучения достаточной интенсивности необходима значительная плотность тока через переход. По этой причине рабочий ток светодиодов находится в пределах 5÷100 мА. Цвет излучения зависит от материала полупроводника. Для изготовления приборов используются различные соединения кремния и арсенид галлия. Светодиоды различных типов перекрывают диапазон излучения с длиной волны от 0,45 до 0,92 мкм.

Коэффициент полезного действия светодиода обычно не превышает 5%. Яркость свечения в широком диапазоне пропорциональна прямому току.

Условное обозначение светодиода приведено на рис. 1.29.

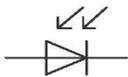


Рис. 1.29. Условное обозначение светодиода

Основными параметрами светодиода считаются:

- цвет свечения,
- длина волны  $\lambda$ ,
- сила света  $I_v$ ,
- номинальный прямой ток  $I_H$ ,
- максимальное прямое напряжение  $U_{max}$ .

## Оптроны

Оптроном называется прибор, в корпусе которого совмещаются светодиод и какой-либо фотоприемник. Такая конструкция оптрона позволяет осуществить гальваническое разделение цепей: входной электрический сигнал преобразуется в выходной электрический сигнал посредством оптической связи источника и приемника света. В схемах самого различного назначения оптроны чаще всего используются в качестве бесконтактных ключей.

Оптроны изготавливаются в стандартных корпусах интегральных микросхем. В качестве приемника света в них используются фотодиоды, фототранзисторы или фототиристоры. Условные обозначения различных оптронов показаны на рис. 1.30.

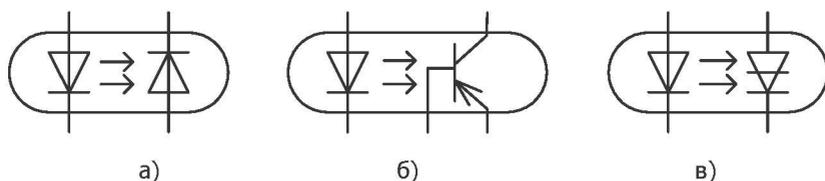


Рис. 1.30. Оптроны: а) диодный, б) транзисторный в) тиристорный

Диодные оптроны могут быть самые быстродействующие, они могут работать с частотами до  $10^6 \div 10^7$  Гц. Темновое сопротивление фотодиодов в оптронах достигает величин  $100 \div 1000$  Мом, а сопротивление освещенных фотодиодов составляет  $100 \div 1000$  Ом.

Транзисторные оптроны чувствительнее диодных, однако, обладают меньшим быстродействием. Их максимальная частота переключения обычно не превышает  $100$  кГц. Во включенном состоянии остаточное напряжение на фототранзисторе не превышает несколько десятков милливольт. В выключенном состоянии сопротивление фототранзистора более одного мегома.

Тиристорные оптроны являются силовыми приборами. Они способны коммутировать токи более  $10$  А при токе светодиода около  $10$  мА, обеспечивают время включения тиристора менее  $10$  мкс.

Современные оптоэлектронные приборы могут содержать усилитель в одном корпусе с оптронной парой. Это позволяет существенно повысить надежность и чувствительность схемы. Условное обозначение такого прибора показано на рис. 1.31.

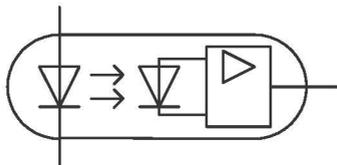


Рис. 1.31. Оптронный усилитель

## 2. ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА

### 2.1. ВЫПРЯМИТЕЛИ

Выпрямители осуществляют преобразование переменного напряжения в постоянное. Причем под переменным напряжением обычно подразумевается напряжение произвольной формы, изменяющейся полярности. Частным и наиболее распространенным случаем переменного напряжения считается напряжение синусоидальное. Постоянное напряжение следует понимать как напряжение одного знака. Форма напряжения при этом также может быть произвольной.

#### Однофазный мостовой выпрямитель

Схемы выпрямителей многообразны. Из однофазных схем наиболее распространена мостовая схема, изображенная на рис. 2.1.

Четыре диода схемы обеспечивают протекание тока нагрузки  $I_H$  в одном направлении независимо от знака входного напряжения. При положительном входном напряжении в первый полупериод синусоиды (рис. 2.1 а) ток от плюса источника входного напряжения (точка а) протекает через диод  $VD_1$ , через сопротивление нагрузки  $R_H$  (точка d), диод  $VD_4$  к минусу источника (точка с).

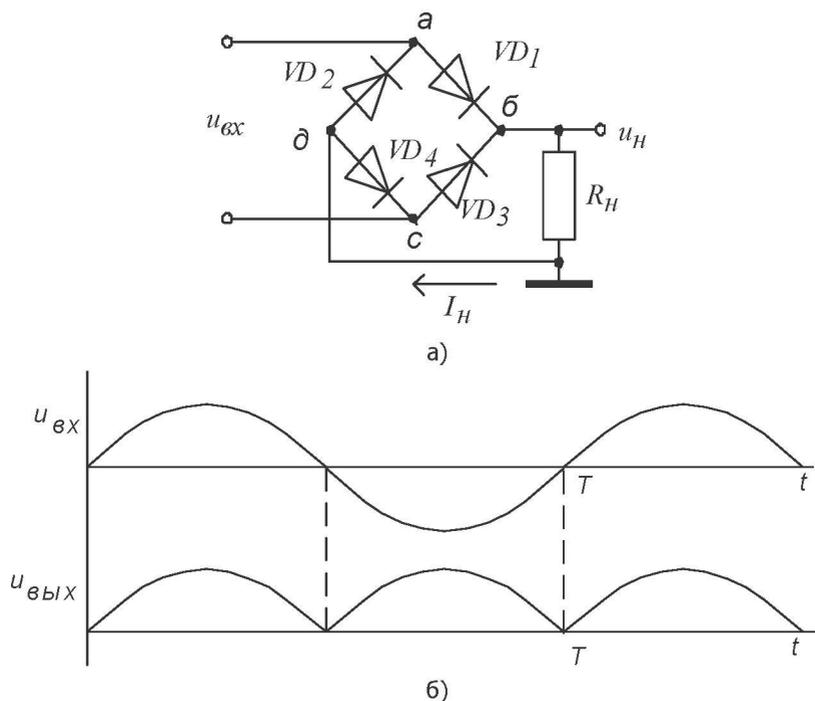


Рис. 2.1. Однофазный мостовой выпрямитель: схема (а) и временные диаграммы (б)

Если пренебречь падением напряжения на диодах, то выходное напряжение (напряжение на нагрузке) повторяет входное:  $u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}}$ . В случае смены полярности (второй полупериод) контур тока включает в себя диод  $VD_3$ , резистор  $R_H$  и диод  $VD_2$ . При этом ток нагрузки, по-прежнему, протекает от точки б схемы к точке а, а  $u_{\text{вых}} = -u_{\text{вх}}$ .

Среднее значение выходного напряжения:

$$U_{\text{вых}} = 1/\pi \int_0^{\pi} u_{\text{вх}} d\nu,$$

где  $\nu = \omega t$ ,

$\omega$  – угловая частота сигнала.

У синусоидальных сигналов

$$U_{\text{вых}} = 1/\pi \int_0^{\pi} U_{\text{макс}} \sin(\nu) d\nu, \quad (2.1),$$

где:  $U_{\text{макс}}$  – амплитуда синусоиды,

$U$  – действующее значение входного напряжения.

Отношение  $D = U_{\text{вых}}/U$  называется коэффициентом выпрямления схемы. Для однофазной мостовой схемы (рис. 2.1) и синусоидальных сигналов в соответствии с (2.1) имеем  $D = 2\sqrt{2}/\pi \cong 0,9$ .

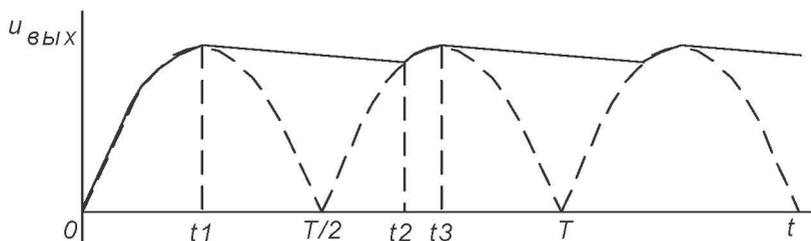
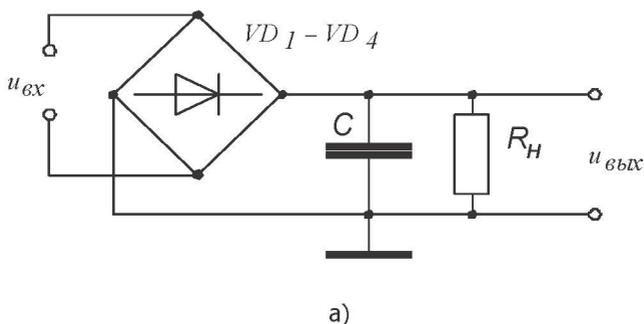
Полученное значение меньше единицы из-за использования разных оценок сигналов: действующего значения для входного напряжения и среднего для выходного.

### Фильтрация выходного напряжения

Форма выходного напряжения (рис. 2.1б), характерная для выпрямителей, не удовлетворяет большинство потребителей. Электронные схемы работоспособны, как правило, только с источниками гладкого (без заметных пульсаций) напряжения. По этой причине неотъемлемым элементом источника питания становится сглаживающий фильтр. В качестве элементов фильтра используются реактивные компоненты: емкости и катушки индуктивности, полное сопротивление которых зависит от частоты сигнала.

Индуктивное сопротивление с ростом частоты сигнала возрастает. По этой причине катушка индуктивности представляет собой элемент с большим сопротивлением для высокочастотных составляющих процесса. В случае включения катушки последовательно нагрузке она практически без искажений пропускает в нагрузку в основном постоянную составляющую сигнала, сильно ослабляя переменную.

Емкостное сопротивление обратно пропорционально частоте сигнала и конденсатор, при использовании его в качестве фильтра, включается параллельно нагрузке. В результате такого подключения переменные составляющие выходного напряжения шунтируются конденсатором. В случае подключения емкости на выход выпрямителя ее заряд и разряд проходит через разные цепи схемы: заряд осуществляется от источника входного сигнала через выпрямитель, а разряд - через цепь нагрузки (рис. 2.2). Поэтому процессы заряда и разряда описываются различными уравнениями.



**Рис. 2.2.** Мостовой выпрямитель с емкостным фильтром:  
схема (а) и временные диаграммы (б)

В интервале  $t_2 - t_1$ , когда входное напряжение  $u_{вх}$  превышает напряжение на нагрузке, осуществляется подзаряд конденсатора через выпрямитель. Остальную часть периода  $t_2 - t_1$  происходит разряд конденсатора на нагрузку по экспоненциальному закону с постоянной времени  $\tau = R_H C$ .

Если принять, что время разряда конденсатора  $t_2 - t_1$  значительно больше времени заряда  $t_2 - t_1$ , то среднее за время  $T/2$  напряжение на нагрузке можно рассчитать по формуле

$$U_{вых} = \frac{1}{T} \int_{t1}^{t2} U_{макс} \exp(-t/\tau) dt .$$

При  $t_2 - t_1 = T$  получаем

$$U_{\text{вых}} = (\tau / T) \cdot U_{\text{макс}} [1 - \exp(-T / \tau)]. \quad (2.2)$$

Для нормальной работы фильтра необходимо, чтобы при любой нагрузке выпрямителя выполнялось условие:  $\tau = R_H C \gg T / 2$ , тогда

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{макс}} \quad (2.3)$$

К концу периода разряда конденсатора (момент  $t_2$  на рис. 2.2) напряжение на нагрузке

$$U_{t_2} = U_{\text{макс}} \exp(-T / \tau)$$

отличается от максимального значения на величину амплитуды пульсаций

$$U_n = U_{\text{макс}} [1 - \exp(-T / \tau)] .$$

При выполнении условия  $\tau \gg T / 2$

$$U_n = U_{\text{макс}} T / \tau = U_{\text{макс}} / (2 f R_H) = I_H / (2 f C), \quad (2.4)$$

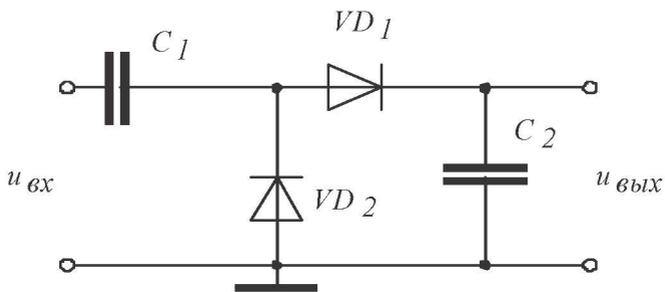
где:  $f$  - частота питающей сети,  
 $R_H$  - сопротивление нагрузки,  
 $I_H$  - ток нагрузки,  
 $C$  - емкость конденсатора.

### Умножители напряжения

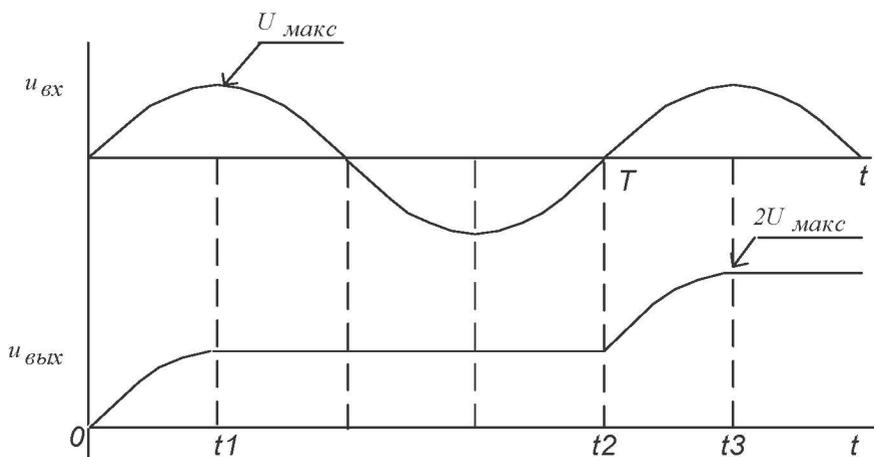
Эффект умножения напряжения достигается в выпрямительных схемах за счет направленного перезаряда конденсаторов. Типовые схемы умножителей обеспечивают двух-, трех-, четырехкратное повышение напряжения.

Простейшие схемы умножителей с коэффициентами умножения 2 и 3 изображены на рис. 2.3 и 2.4.

В схеме рис. 2.3. в полупериоды отрицательного напряжения на входе происходит заряд конденсатора  $C_1$  через диод  $VD_2$  до напряжения  $U_{\text{макс}}$ , равного амплитуде входного напряжения. В полупериоды положительного входного сигнала конденсатор  $C_2$  на выходе схемы заряжается до напряжения  $U_{\text{макс}}$  за счет суммирования входного напряжения и напряжения, накопленного ранее конденсатором  $C_2$ .



а)

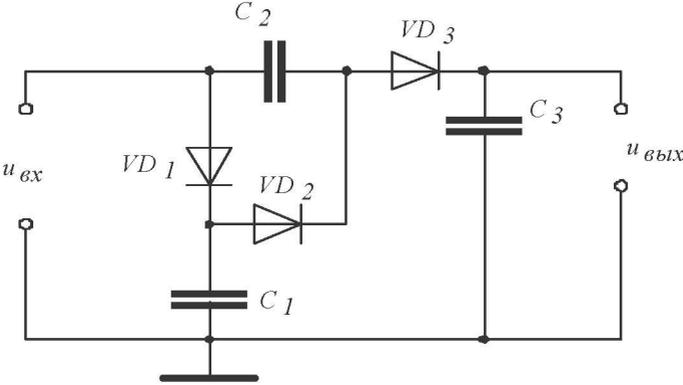


б)

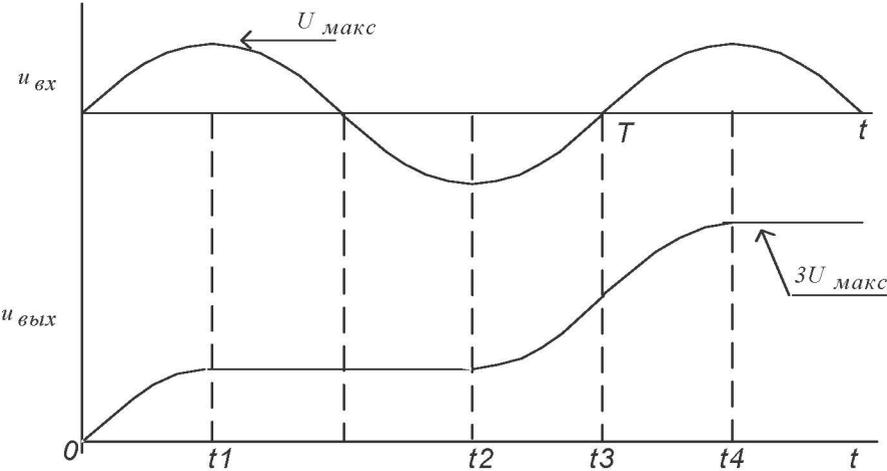
Рис. 2.3. Схема (а) и временные диаграммы (б) умножителя напряжения на 2

В схеме умножителя на 3 (рис. 2.4) конденсатор  $C_2$  заряжается до значения  $U_{\text{макс}}$  через диод  $VD_1$  при положительном входном напряжении; конденсатор  $C_1$  до значения  $2U_{\text{макс}}$  в полупериоды отрицательного входного напряжения. Кроме того, при положительных напряжениях на входе напряжение конденсатора  $C_1$  складывается с амплиту-

дой входного сигнала и через диод  $VD2$  заряжает конденсатор  $C3$  до напряжения  $U_{\text{макс}}$ . Это напряжение и является выходным напряжением схемы.



а)

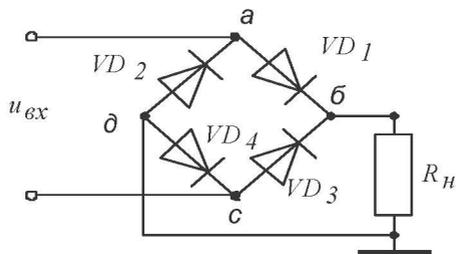


б)

Рис. 2.4. Схема (а) и временные диаграммы (б) умножителя напряжения на 3

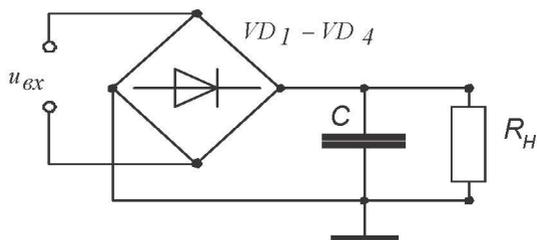
## Упражнения

2.1. Рассчитать максимальное и среднее значение тока, протекающего через диод  $VD_1$  и максимальное значение обратного напряжения, приложенного к диоду, при входном напряжении  $10B$  (действующее значение) и сопротивлении нагрузки  $R_H = 100 \text{ Ом}$ . Падение напряжения на диодах принять равным  $0,8 \text{ В}$ .



Задача 2.1.

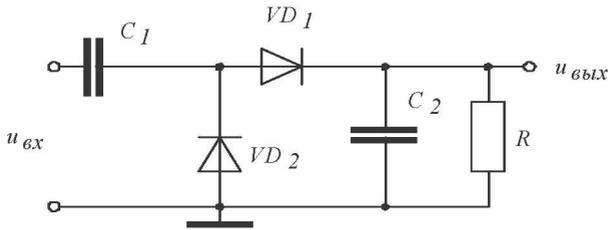
2.2. Рассчитать емкость конденсатора, обеспечивающего пульсации напряжения на нагрузке  $100 \text{ мВ}$  при выходном напряжении  $10B$  и сопротивлении нагрузки  $20 \text{ Ом}$ . Частота входного переменного напряжения равна  $50 \text{ Гц}$ .



Задачи 2.2 и 2.3

2.3. Рассчитать выходное напряжение в схеме выпрямителя при входном напряжении  $15B$  (действующее значение), сопротивлении нагрузки  $20 \text{ Ом}$ , емкости конденсатора  $C = 10000 \text{ мкФ}$ , и частоте входного переменного напряжения  $50 \text{ Гц}$ . Падение напряжения на диодах принять равным  $0,8 \text{ В}$ .

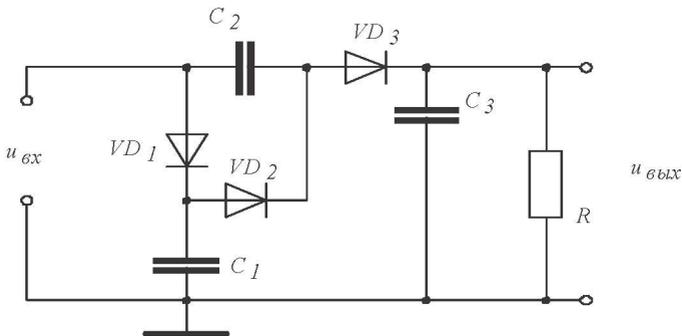
2.4. Рассчитать выходное напряжение умножителя при входном напряжении  $10B$  (действующее значение), емкости конденсатора  $C_1 = 10000 \text{ мкФ}$ ,  $C_2 = 1000 \text{ мкФ}$ , сопротивлении нагрузки  $100 \text{ Ом}$ . Частота входного переменного напряжения равна  $50\text{Гц}$ .



Задача 2.4 и 2.5.

2.5. Рассчитать емкость конденсатора  $C_2$ , обеспечивающего в схеме умножителя пульсации напряжения на нагрузке  $100 \text{ мВ}$  при выходном напряжении  $10B$  и сопротивлении нагрузки  $20 \text{ Ом}$ . Частота входного переменного напряжения равна  $50\text{Гц}$ .

2.6. Рассчитать выходное напряжение умножителя при входном напряжении  $10B$  (действующее значение), емкости конденсатора  $C_1 = C_2 = C_3 = 5000 \text{ мкФ}$ , сопротивлении нагрузки  $100 \text{ Ом}$ . Частота входного переменного напряжения равна  $50\text{Гц}$ .



Задача 2.6

## 2.2. ИСТОЧНИКИ ОПОРНОГО НАПЯЖЕНИЯ

### Параметрический источник напряжения

Выходное напряжение источника опорного напряжения не зависит от напряжения питания схемы и тока нагрузки.

Простейшая схема строится на полупроводниковом стабилитроне, включаемом параллельно нагрузке (рис. 2.5). В схему обязательно вводится балластный резистор  $R$ , ограничивающий ток через стабилитрон.

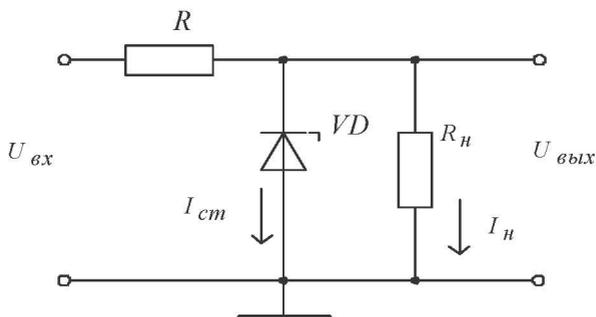


Рис. 2.5. Параметрический источник напряжения

Эффект стабилизации напряжения в схеме достигается за счет свойств вольт-амперной характеристики стабилитрона в области электрического пробоя. Выходное напряжение схемы равно падению напряжения на стабилитроне и меняется незначительно.

Сопrotивление балластного резистора  $R$  выбирается таким образом, чтобы при номинальном входном напряжении  $U_{вх}$  и номинальном токе нагрузки  $I_H$  через стабилитрон протекал номинальный ток стабилизации  $I_{см}$ :

$$(U_{вх} - U_{см}) / R = I_{см} + I_H$$

Откуда вытекает условие выбора резистора:

$$R = (U_{вх} - U_{см}) / (I_{см} + I_H).$$

Любое изменение входного напряжения приводит к соответствующему изменению тока через стабилитрон:

$$\delta I_{см} = \delta U_{вх} / R.$$

Соответствующее изменение напряжения на нагрузке можно вычислить, используя уравнение вольтамперной характеристики стабилизатора на участке электрического пробоя:

$$\delta U_{cm} = R_d \delta I_{cm} = \delta U_{вх} R_d / R, \quad (2.5)$$

где  $R_d$  - динамическое сопротивление стабилизатора.

Отношение изменения входного напряжения к соответствующему изменению напряжения на нагрузке называется коэффициентом стабилизации схемы:  $K_{cm} = \delta U_{вх} / \delta U_{вх}$ . Для рассмотренной схемы  $K_{cm} = R / R_d$ . Хорошая схема должна иметь высокий коэффициент стабилизации.

Возможности изменения коэффициента не велики из-за ограниченного выбора стабилизаторов и однозначности расчетов сопротивления балластного резистора. Так, например, некоторое увеличение  $R$  возможно за счет увеличения входного напряжения, но при этом сильно увеличиваются тепловые потери в резисторе, и снижается коэффициент полезного действия схемы. Последний в параметрических стабилизаторах, как правило, не превышает 30%, что существенно сужает их область применения.

Причиной изменения выходного напряжения схемы также может быть изменение ее нагрузки. В этом случае изменение тока нагрузки компенсируется стабилизатором:  $\delta I_H = -\delta I_{cm}$ , а изменение выходного напряжения рассчитывается по формуле:  $\delta U_H = R_d \delta I_{cm}$ .

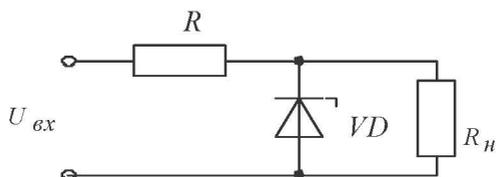
Выходное сопротивление схемы полностью определяется динамическим сопротивлением стабилизатора:

$$R_{вых} = -U_H / I_H = R_d \quad (2.6)$$

На практике выходное сопротивление параметрического стабилизатора в лучшем случае не превышает 5 Ом, коэффициент стабилизации, как правило, не более 100.

## Упражнения

2.7. Рассчитать токи во всех ветвях схемы параметрического источника напряжения при входном напряжении  $15В$ , напряжении стабилизации стабилизатора  $9В$ , сопротивлении нагрузки  $500\text{ Ом}$ , балластном сопротивлении  $200\text{ Ом}$ , динамическом сопротивлении стабилизатора  $20\text{ Ом}$ .



### Задачи 2.7 – 2.10

2.8. Рассчитать выходное напряжение параметрического источника напряжения при входном напряжении  $15В$ , напряжении стабилизации стабилитрона  $9В$ , сопротивлении нагрузки  $500\text{ Ом}$ , балластном сопротивлении  $200\text{ Ом}$ , динамическом сопротивлении стабилитрона  $20\text{ Ом}$ .

2.9. При каком минимальном и при каком максимальном значении входного напряжения работоспособен параметрический источник напряжения при напряжении стабилизации стабилитрона  $9В$ , сопротивлении нагрузки  $500\text{ Ом}$ , балластном сопротивлении  $200\text{ Ом}$ , динамическом сопротивлении стабилитрона  $20\text{ Ом}$ , максимальном токе стабилизации стабилитрона  $50\text{ мА}$ , минимальном токе стабилизации стабилитрона  $5\text{ мА}$ .

2.10. При каком минимальном сопротивлении нагрузки работоспособен параметрический источник напряжения при входном напряжении  $20В$ , напряжении стабилизации стабилитрона  $9В$ , сопротивлении нагрузки  $500\text{ Ом}$ , балластном сопротивлении  $200\text{ Ом}$ , динамическом сопротивлении стабилитрона  $20\text{ Ом}$ , максимальном токе стабилизации стабилитрона  $50\text{ мА}$ , минимальном токе стабилизации стабилитрона  $5\text{ мА}$ .

## 2.3. ИСТОЧНИКИ ТОКА

Источник тока обеспечивает нагрузку постоянным по величине током, не зависящим от величины подключенной нагрузки. Применение источника тока дает зачастую неожиданные результаты при проектировании самых обычных устройств.

### Схема на биполярном транзисторе

Классическая схема транзисторного источника тока на биполярном транзисторе изображена на рис. 2.4.

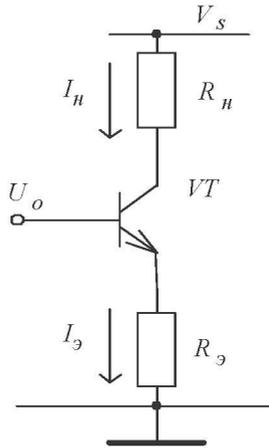


Рис.2.6. Источник тока на биполярном транзисторе

Схема хорошо рассчитывается на основании простейшей модели транзистора. При постоянном напряжении  $U_0$  на базе транзистора  $VT$  напряжение на эмиттере  $U_э$  можно определить по формуле:

$$U_э = U_1 - U_{бэ},$$

где  $U_{бэ}$  - падение напряжения на переходе база-эмиттер биполярного транзистора.

Ток эмиттера транзистора:

$$I_э = U_э / R_э,$$

ток коллектора:

$$I_k = \beta \cdot I_э / (\beta + 1).$$

При больших значениях  $\beta$  ток коллектора незначительно отличается от тока эмиттера:  $I_k \cong I_э$  и ток нагрузки определяется напряжением  $U_0$  и сопротивлением в цепи эмиттера  $R_э$ . Сопротивление  $R_n$  в расчетах не участвует и на результат не влияет:

$$I_n = I_k \cong (U_0 - U_{бэ}) / R_э. \quad (2.3)$$

Падение напряжения на переходе база-эмиттер транзистора мало зависит от его режима работы и, следовательно, ток нагрузки в данной схеме можно считать постоянным.

Диапазон работы источника тока ограничен. Дело в том, что мощность, выделяемая в нагрузке, определяется током  $I_H$  и сопротивлением нагрузки  $R_H$ :

$$P_H = R_H I_H^2,$$

а при фиксированном напряжении питания  $V_s$  суммарные потери в схеме не могут превышать мощности источника питания:

$$I_H^2 (R_H + R_{\mathcal{E}}) < V_s \cdot I_H.$$

Следовательно, для обеспечения работоспособности схемы нагрузочный резистор необходимо выбирать из условия:

$$R_H < V_s / I_H - R_{\mathcal{E}} \quad (2.4)$$

### Токовое зеркало

Источник тока, известный под названием «токовое зеркало», строится на согласованной паре биполярных транзисторов. При этом под согласованной парой транзисторов подразумевают два транзистора с абсолютно идентичными параметрами. Такие транзисторы изготавливаются на одном кристалле полупроводника. Схема токового зеркала показана на рис. 2.7.

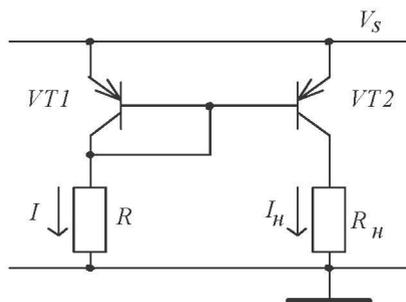


Рис. 2.7. Токовое зеркало

Работа схемы достаточно просто объясняется уравнением Эберса-Молла (1.6). В схеме базы транзисторов объединены, а эмиттеры подсоединены к одной шине питания. В результате напряжение на переходах база-эмиттер транзисторов всегда равны и, если считать тран-

зисторы абсолютно одинаковыми, то на основании (1.6) можно констатировать равенство их коллекторных токов:

$$I_{k1} = I_{k2} = I_H. \quad (2.5)$$

Коллекторный ток транзистора VT1:

$$I_{k1} = I - (I_{\delta 1} + I_{\delta 2}),$$

где  $I_{\delta 1}$  и  $I_{\delta 2}$  - базовые токи транзисторов VT1 и VT2 соответственно,

$I$  - ток, протекающий через резистор  $R$  в цепи коллектора транзистора VT1.

При равенстве базовых токов имеем:

$$I_{k1} = I - 2I_{\delta 1}.$$

Ток  $I$ , в свою очередь, можно определить, зная падение напряжения на эмиттерном переходе транзистора

$$I = (V_s - U_{\delta \varepsilon}) / R.$$

Решая вместе два последних уравнения с учетом условия (1.7), описывающего взаимосвязь базового и коллекторного токов транзистора, получим

$$I_H = I_{k1} = \frac{\beta(V_s - U_{\delta \varepsilon})}{(\beta + 2)R},$$

где  $\beta$  - коэффициент усиления транзисторов.

При больших значениях  $\beta > 50$ :

$$I_H \cong (V_s - U_{\delta \varepsilon}) / R \quad (2.6)$$

Величина сопротивления нагрузки не входит в последнее выражение и, следовательно, схема обладает свойствами источника тока.

Падение напряжения на нагрузке  $R_H$  не может превышать напряжения на базах транзисторов:

$$I_H R_H < V_s - U_{\delta \varepsilon}.$$

Поэтому, сопротивление нагрузки, при котором схема работоспособна, должно выбираться из условия:

$$R_H < (V_s - U_{\delta \varepsilon}) / I_H. \quad (2.7)$$

Токовое зеркало на рис. 2.8 отличается от предыдущего третьим транзистором VT3. При этом в схеме появляется второй равнозначный выход. Даже при различных сопротивлениях в цепях нагрузки  $R_{H1}$  и  $R_{H2}$  выходные токи такого источника тока равны:  $I_{H1} = I_{H2}$ .

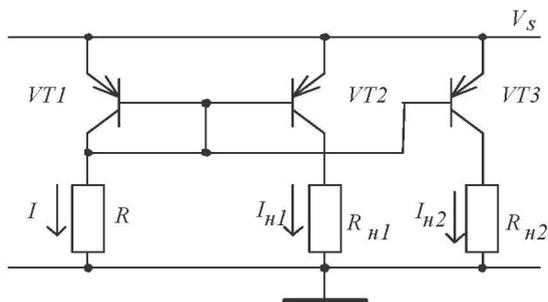


Рис. 2.8. Токовое зеркало с двумя выходами

Два выходных транзистора в последней схеме можно подключить к одному сопротивлению нагрузки, как это сделано на рис. 2.9. В этом случае выходной ток схемы удваивается по сравнению с уравнением (2.6):

$$I_H \cong 2(V_s - U_{\text{бэ}}) / R.$$

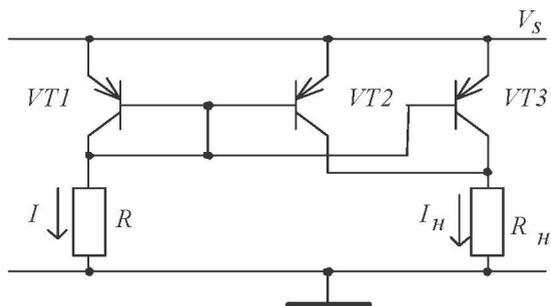


Рис. 2.9. Токовое зеркало с отражением удвоенного тока

### Схемы на полевых транзисторах

Выходные (стоковые) характеристики полевого транзистора на участке насыщения расположены почти параллельно оси абсцисс (рис. 1.14, 1.16). На этом участке изменения напряжения  $U_{cu}$  практически не влияют на ток стока транзистора  $I_c$  и, следовательно, полевой транзи-

стор в режиме насыщения является хорошим стабилизатором тока. По этой причине схемы источников тока на полевом транзисторе выгодно отличаются своей простотой. В самом простейшем случае затвор полевого транзистора соединяется с истоком (рис. 2.10).

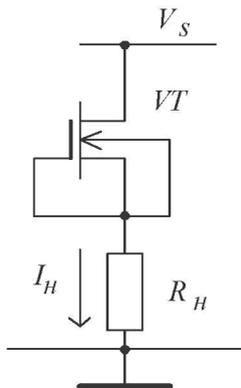


Рис. 2.10. Источник тока на полевом транзисторе

В приведенной схеме напряжение  $U_{зи}$  между затвором и истоком полевого транзистора равно нулю и ток нагрузки  $I_H$  (он же ток стока транзистора) равняется начальному току стока:  $I_H = I_{снач}$ . Равенство выполняется, только при насыщении транзистора, т.е., если напряжение  $U_{си}$  превышает напряжение отсечки:  $U_{си} > U_0$ . Отсюда следует условие работоспособности схемы:

$$V_S - I_H R_H > U_0 \quad (2.8)$$

При нарушении последнего условия схема выходит из режима стабилизации тока.

Из-за разброса параметров полевых транзисторов точный расчет таких источников тока затруднителен.

Схема рис. 2.9 отличается от предыдущей наличием резистора  $R$  в цепи истока полевого транзистора.

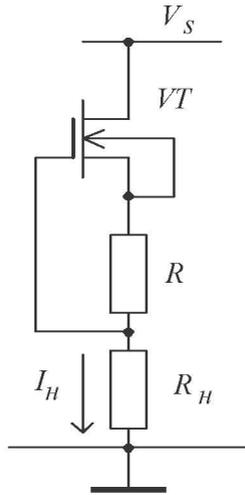


Рис. 2.11. Регулируемый источник тока на полевом транзисторе

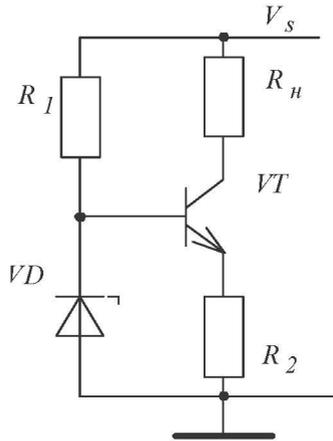
Если считать, что стокзатворные характеристики транзистора достаточно точно описываются уравнением (1.14), а напряжение на истоке:  $U_{и} = I_C R = I_H R$ , то из (1.14) следует условие равновесия схемы:

$$I_H = \frac{I_{снач}}{U_0^2} (I_H R - U_0)^2.$$

В данном случае, ток нагрузки определяется не только начальным током стока транзистора, но и напряжением отсечки  $U_0$  и, что очень важно, сопротивлением резистора  $R$ . Максимальное значение тока нагрузки равно  $I_{снач}$  при  $R = 0$ , минимальное значение равно 0 при  $R = U_0 / R_H$ . Из-за сильного разброса характеристик полевых транзисторов сопротивление  $R$  обычно не рассчитывается, а подбирается при настройке схемы.

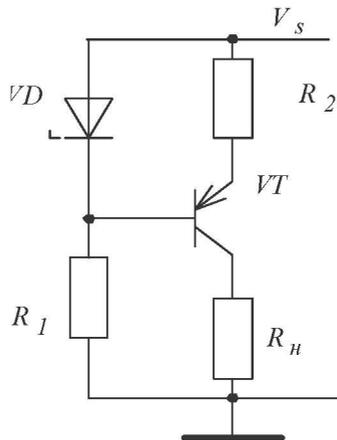
### Упражнения

2.11. Чему равен ток нагрузки, и при каком максимальном сопротивлении нагрузки работоспособен источник тока, если напряжение питания  $V_S = 15B$ , напряжение стабилизации стабилитрона  $6B$ , сопротивления  $R_1 = R_2 = 1kOm$ , динамическое сопротивление стабилитрона  $20 Om$ .



Задача 2.11

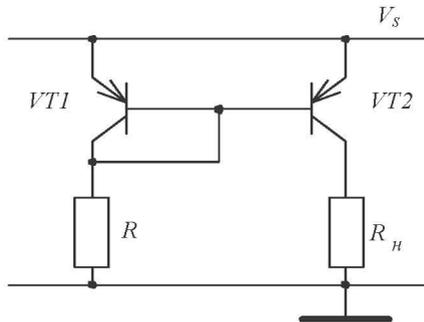
2.12. Чему равен ток нагрузки, и при каком максимальном сопротивлении нагрузки работоспособен источник тока, если напряжение питания  $V_s = 12\text{В}$ , напряжение стабилизации стабилитрона  $5\text{В}$ , сопротивления  $R_1 = 1\text{кОм}$ ,  $R_2 = 0,5\text{кОм}$ , динамическое сопротивление стабилитрона  $20\text{Ом}$ .



Задача 2.12

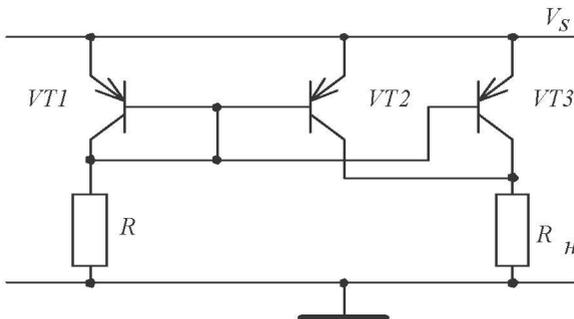
2.13. Чему равен ток нагрузки, и при каком максимальном сопротивлении нагрузки работоспособен источник

тока, если напряжение питания  $V_S = 12B$ , сопротивление  $R = 1k\Omega$ . Падение напряжения на переходах база-эмиттер транзисторов принять равным  $0,6B$ .



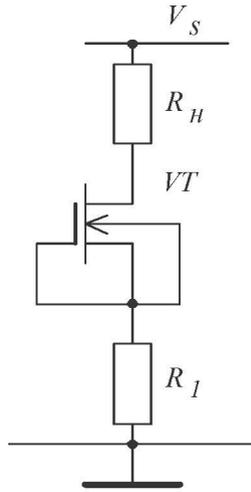
Задача 2.13

2.14. Чему равен ток нагрузки, и при каком максимальном сопротивлении нагрузки работоспособен источник тока, если напряжение питания  $V_S = 10B$ , сопротивление  $R = 0,5k\Omega$ , падение напряжения на переходах база-эмиттер транзисторов  $0,8B$ .



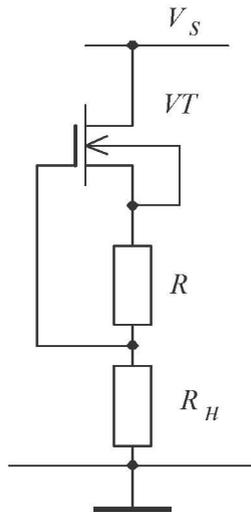
Задача 2.14

2.15. Чему равен ток нагрузки, и при каком максимальном сопротивлении нагрузки работоспособен источник тока, если напряжение питания  $V_S = 12B$ , сопротивление  $R1 = 1k\Omega$ , начальный ток стока транзистора  $5 mA$ , напряжение отсечки  $3B$ .



Задача 2.15

2.16. Чему равен ток нагрузки, и при каком максимальном сопротивлении нагрузки работоспособен источник тока, если напряжение питания  $V_S = 12\text{ В}$ , сопротивление  $R_I = 1\text{ кОм}$ , начальный ток стока транзистора  $5\text{ мА}$ , напряжение отсечки  $3\text{ В}$ .



Задача 2.16

## 2.4. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

### Общие положения

Усилительным каскадом считается элементарная электронная схема, обеспечивающая усиление полезного сигнала. Сложные усилители обычно содержат несколько усилительных каскадов с разными свойствами. Усиление сигнала в любом каскаде усилителя всегда происходит за счет энергии источника питания и последний является неотъемлемым атрибутом усилителя.

В общем случае, любой усилительный каскад можно рассматривать как четырехполюсник (рис. 2.12), имеющий вход и выход и описываемый рядом параметров, связывающих его входные и выходные токи и напряжения.



Рис. 2.12. Представление усилителя четырехполюсником

Основные параметры усилительного каскада:

о Коэффициент усиления по напряжению  $K_u$  - отношение приращения выходного напряжения схемы  $\partial U_{\text{вых}}$  к приращению напряжения входного  $\partial U_{\text{вх}}$ :

$$K_u = \partial U_{\text{вых}} / \partial U_{\text{вх}}. \quad (2.9)$$

Если усилитель зависимость выходного напряжения от входного носит линейный характер, то коэффициент усиления по напряжению постоянный и может быть рассчитан по соотношению входного и выходного напряжения:

$$K_u = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}, \quad (2.10)$$

о Коэффициент усиления по току  $K_i$  - отношение приращения выходного тока  $\partial I_{\text{вых}}$  к приращению тока входного  $\partial I_{\text{вх}}$ :

$$K_i = \partial I_{\text{вых}} / \partial I_{\text{вх}}. \quad (2.11)$$

У линейного усилителя коэффициент усиления по току можно рассчитывать по упрощенной формуле:

$$K_i = I_{\text{вых}} / I_{\text{вх}}. \quad (2.12)$$

о Входное сопротивление  $R_{\text{вх}}$  - отношение приращения входного напряжения к приращению входного тока:

$$R_{\text{вх}} = \partial U_{\text{вх}} / \partial I_{\text{вх}}. \quad (2.13)$$

Если зависимость входного тока от входного напряжения линейна, то входное сопротивление можно оценить по упрощенной формуле:

$$R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}}. \quad (2.14)$$

о Выходное сопротивление  $R_{\text{вых}}$  - отношение изменения выходного напряжения  $\partial U_{\text{вых}}$  к изменению выходного тока при постоянном сигнале на входе усилительного каскада:

$$R_{\text{вых}} = - \left. \frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial I_{\text{вых}}} \right|_{U_{\text{вх}} = \text{const}}. \quad (2.15)$$

Причиной изменения выходного напряжения в этом случае является изменение сопротивления нагрузки.

Выходное сопротивление характеризует нагрузочную способность каскада: чем оно меньше, тем больший ток каскад способен отдавать в нагрузку.

Если зависимость выходного напряжения от выходного тока линейна, выходное сопротивление можно рассчитать по формуле:

$$R_{\text{вых}} = u_{\text{вых хх}} / i_{\text{вых кз}} \quad (2.16)$$

где:  $u_{\text{вых хх}}$  - выходное напряжение каскада при отсутствии нагрузки (напряжение холостого хода),  
 $i_{\text{вых кз}}$  - выходной ток каскада при коротком замыкании цепи нагрузки.

Усилитель считается усилителем напряжения, если его коэффициент усиления по напряжению больше 1, а коэффициент усиления по току близок к 1. Если коэффициент усиления усилителя по току значителен, а коэффициент усиления по напряжению мал, усилитель считается усилителем тока.

## Каскады усилителей напряжения

### Усилительный каскад «общий эмиттер»

Усилительный каскад «общий эмиттер» содержит всего один транзистор и является одним из простейших усилительных каскадов. Схема каскада приведена на рис. 2.13.

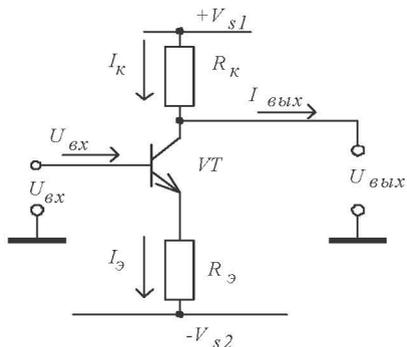


Рис. 2.13. Усилительный каскад «общий эмиттер»

Схема предназначена для усиления переменных напряжений. Поэтому в ней предусмотрено два источника питания с напряжениями  $+V_{s1}$  и  $-V_{s2}$  относительно общего провода.

При  $U_{вх} = 0$  каскад находится в режиме покоя. Через транзистор протекают токи покоя, а сопротивления резисторов и напряжения источников питания выбирают таким образом, чтобы в режиме покоя падение напряжения на резисторе  $R_K$  равнялось напряжению источника  $V_{s1}$ . Тогда напряжение на коллекторе транзистора  $VT$  -  $U_{вых} = 0$ .

В процессе работы любое изменение напряжения  $U_{вх}$  на базе транзистора  $VT$  приводит к изменению напряжения на эмиттере

$$\partial U_Э = \partial U_{вх},$$

к изменению тока эмиттера

$$\partial I_Э = \partial U_Э / R_Э,$$

тока коллектора

$$\partial I_K = \frac{\beta}{\beta + 1} \partial I_Э$$

и напряжения на коллекторе:

$$\partial U_K = -R_K \partial I_K.$$

Изменение напряжения на коллекторе поступает на нагрузку:

$$\partial U_{\text{вых}} = \partial U_K.$$

В результате можно определить коэффициент усиления каскада по напряжению -

$$K_u = \partial U_{\text{вых}} / \partial U_{\text{вх}} = -\frac{\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{R_K}{R_3} \cong -\frac{R_K}{R_3}. \quad (2.17)$$

При больших коэффициентах усиления транзистора ( $\beta \geq 100$ )  $K_u$  не зависит от параметров транзистора и может быть задан с помощью резисторов  $R_K$  и  $R_3$ . Знак коэффициента усиления, свидетельствует о различии полярностей выходного и входного сигналов.

Входной ток схемы  $I_{\text{вх}}$  поступает на базу транзистора  $VT$ . Ток коллектора транзистора связан с током базы коэффициентом усиления  $\beta$ :

$$\partial I_K = \beta \partial I_B.$$

Любое изменение тока коллектора приводит к изменению тока через резистор  $R_K$  и выходного тока  $I_{\text{вых}}$ , протекающего в цепи нагрузки. Цепь нагрузки и резистор  $R_K$  при расчете считаются включенными параллельно.

Поэтому

$$\partial I_{\text{вых}} = \frac{R_K R_H}{R_K + R_H} \partial I_K,$$

а коэффициент усиления по току определяется формулой

$$K_i = \frac{R_K R_H}{R_K + R_H} \beta. \quad (2.18)$$

На основании приведенных выше формул можно определить входное сопротивление схемы

$$R_{\text{вх}} = \frac{\partial U_{\text{вх}}}{\partial I_{\text{вх}}} = \frac{\partial U_{\text{вх}}}{\partial I_3} (\beta + 1) = \frac{\partial U_{\text{вх}}}{\partial U_3} (\beta + 1) R_3 = (\beta + 1) R_3. \quad (2.19)$$

При постоянном токе коллектора транзистора любое изменение тока нагрузки  $I_{\text{вых}}$  в схеме приводит к изменению тока через резистор  $R_K$ . Поэтому легко рассчитывается и выходное сопротивление схемы:

$$R_{\text{вых}} = -\frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial I_{\text{вых}}} = R_K. \quad (2.20)$$

Увеличение коэффициента усиления по напряжению каскада возможно за счет увеличения сопротивления  $R_K$  либо за счет уменьшения  $R_{\text{э}}$ . В первом случае однозначно увеличивается выходное сопротивление, во втором - падает входное сопротивление схемы. Кроме того, при уменьшении сопротивления  $R_{\text{э}}$  большое влияние на работу схемы начинает оказывать сопротивление эмиттерного перехода, величина которого в свою очередь зависит от тока, протекающего через транзистор. В результате характеристика усилителя становится нелинейной и нестабильной в условиях изменения температуры.

#### Усилительный каскад «общий исток»

Усилительный каскад "общий исток", изображенный на рис. 2.14 является распространенной схемой усилителя напряжения на полевых транзисторах.

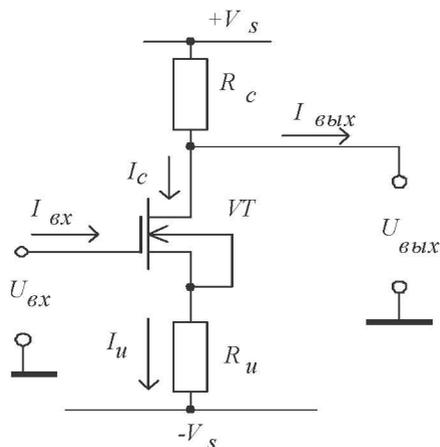


Рис. 2.14. Усилительный каскад "общий исток"

В данной схеме изменение входного напряжения  $\partial U_{вх}$  приводит к изменению напряжения между затвором и истоком  $\partial U_{зи}$  и к изменению тока стока  $\partial I_c$ :

$$\partial U_{вх} = \partial U_{зи} + \partial I_c R_H,$$

а изменение тока стока, в свою очередь, приводит к изменению выходного напряжения:

$$\partial U_{вых} = -\partial I_c R_C.$$

Если учесть, что изменение тока стока прямо пропорционально изменению напряжения затвор-исток:

$$\partial I_c = S \partial U_{зи},$$

то изменение выходного напряжения

$$\partial U_{вых} = -\frac{SR_C}{1 + SR_u} \partial U_{вх}.$$

В результате коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K_u = \partial U_{вых} / \partial U_{вх} = -\frac{SR_C}{1 + SR_u}. \quad (2.21)$$

При большой крутизне  $SR_u \gg 1$  имеем:

$$K_u \cong -R_C / R_u. \quad (2.22)$$

Последнее выражение полностью аналогично формуле для расчета коэффициента усиления по напряжению каскада «общий эмиттер».

Из-за пренебрежимо малых входных токов полевого транзистора каскад всегда характеризуется очень большим коэффициентом усиления по току и большим входным сопротивлением.

Выходное сопротивление каскада рассчитывается по формуле:

$$R_{вых} = -\partial U_{вых} / \partial I_H = R_C. \quad (2.23)$$

## Повторители напряжения

### Эмиттерный повторитель

В эмиттерном повторителе нагрузка включается в цепь эмиттера биполярного транзистора (рис. 2.15).

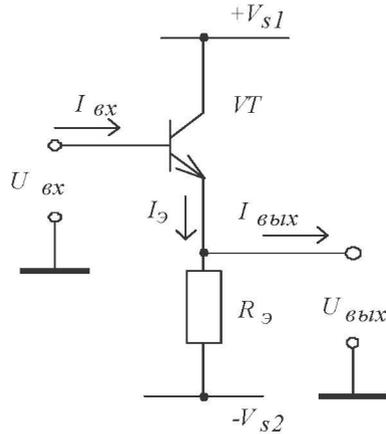


Рис. 2.15. Эмиттерный повторитель

Выходное напряжение повторителя отличается от входного на величину падения напряжения на эмиттерном переходе:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - U_{\text{бэ}}.$$

Если напряжение  $U_{\text{бэ}}$  принять постоянным, то коэффициент усиления по напряжению:

$$K_u = \partial U_{\text{вых}} / \partial U_{\text{вх}} \cong 1. \quad (2.24)$$

Входным током схемы является ток базы транзистора, выходным – часть тока эмиттера транзистора, ответвляющаяся в нагрузку  $I_{\text{вых}}$ . Соотношение эмиттерного и базового токов с учетом распределения тока эмиттера в цепи эмиттера и определяет коэффициент усиления повторителя по току:

$$K_i = \partial I_{\text{э}} / \partial I_{\text{б}} = (\beta + 1) \frac{(R_H + R_{\text{э}})}{R_{\text{э}}}. \quad (2.25)$$

Входное сопротивление схемы определяется с учетом того, что:

$$\begin{aligned} \partial U_{\text{вх}} &= \partial U_{\text{бэ}} = \partial I_{\text{бэ}} \cdot R_H, \\ \partial I_{\text{бэ}} &= \partial I_{\text{бэ}} / \beta. \end{aligned}$$

В результате:

$$R_{\text{вх}} = \partial U_{\text{вх}} / \partial I_{\text{бэ}} = \beta R_H. \quad (2.26)$$

При постоянном входном напряжении:

$$\partial U_{\text{вых}} = \partial(U_{\text{вх}} - U_{\text{бэ}}) = -\partial U_{\text{бэ}}.$$

$$\partial I_{\text{вых}} = \frac{\beta}{\beta + 1} \partial I_{\text{к}} \cong \partial I_{\text{к}}.$$

По формуле Эберса-Молла (1.6) определяется выходное сопротивление каскада:

$$R_{\text{вых}} = -\partial U_{\text{вых}} / \partial I_{\text{вых}} = \partial U_{\text{бэ}} / \partial I_{\text{к}} = \varphi_{\Gamma} / I_{\text{к}}. \quad (2.27)$$

Последняя формула показывает, что выходное сопротивление схемы незначительно и зависит от величины тока, протекающего через транзистор. Кроме того, в реальных схемах на выходное сопротивление эмиттерного повторителя существенное значение может оказывать внутреннее сопротивление источника сигнала, подаваемого на его вход. Влияние может оказаться настолько значительным, что все расчеты по последней формуле теряют смысл.

Полученные результаты объясняют основное применение эмиттерного повторителя, как устройства для согласования высокоомных источников сигнала с относительно низкоомной нагрузкой.

#### Истоковый повторитель

Простейшая схема повторителя напряжения на полевом транзисторе, известная под названием истоковый повторитель, изображена на рис. 2.16.

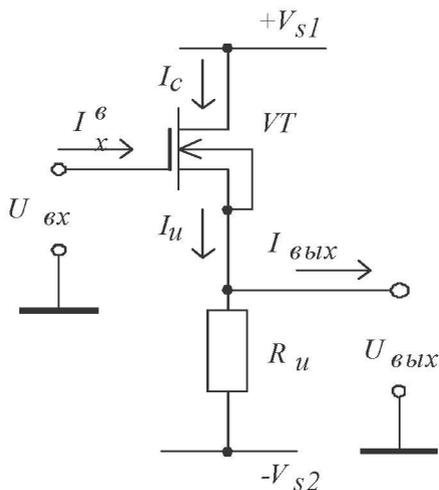


Рис. 2.16. Истоковый повторитель

В данной схеме выходное напряжение снимается с истока полевого транзистора:

$$\partial U_{\text{вых}} = \partial I_C R = \frac{SR}{1 + SR} \partial U_{\text{вх}},$$

где  $R = R_u R_H / (R_u + R_H)$  - сопротивление цепи, состоящей из двух включенных параллельно резисторов:  $R_u$  и сопротивления нагрузки  $R_H$ .

Если учесть, что изменение тока стока прямо пропорционально изменению напряжения затвор-исток, то коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K_u = \partial U_{\text{вых}} / \partial U_{\text{вх}} = -\frac{SR}{1 + SR}. \quad (2.28)$$

При выполнении условия  $SR \gg 1$  имеем  $K_u \cong -1$ .

(2.29)

Входное сопротивление и коэффициент усиления по току каскада всегда очень велики из-за бесконечно малых входных токов схемы.

Выходное сопротивление схемы полностью определяется крутизной характеристики транзистора:

$$R_{\text{вых}} = -\partial U_{\text{вых}} / \partial I_C = \partial U_{\text{зи}} / \partial I_C = 1 / S. \quad (2.30)$$

Трудности в использовании истокового повторителя связаны главным образом с тем, что выходное напряжение каскада всегда превышает входное. Удачная схема, свободная от указанного недостатка, показана на рис. 2.17.

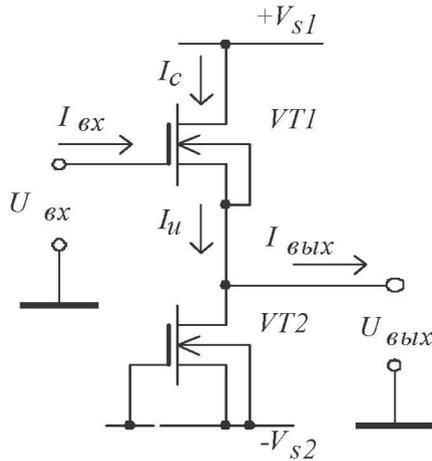


Рис. 2.17. Источковый повторитель с динамической нагрузкой

Здесь использована согласованная пара полевых транзисторов, причем транзистор  $VT2$  включен по схеме источника тока в цепь истока транзистора  $VT1$ . В результате (без учета нагрузки) токи, протекающие через транзисторы равны. Ток стока второго транзистора, работающего в режиме источника тока при  $U_{зи} = 0$ , равен начальному току  $I_{нач}$ . По этой причине напряжение между затвором и истоком транзистора  $VT1$  также должно равняться нулю и, следовательно, выходное напряжение повторителя должно точно соответствовать входному.

#### Двухтактные повторители

Для устройств средней и большой мощности, где важным фактором является коэффициент полезного действия схемы, хорошие результаты дает применение двухтактного повторителя напряжения. Схема такого каскада, известного под названием усилителя класса В, изображена на рис. 2.18.

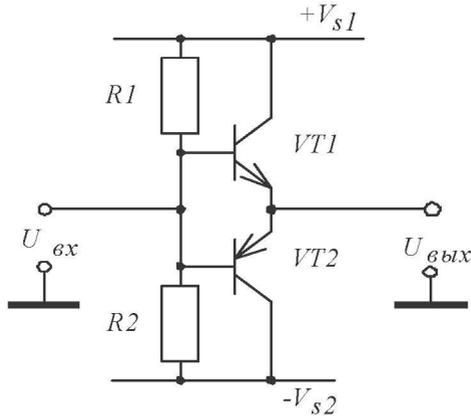


Рис. 2.18. Двухтактный повторитель напряжения класса В

Схема представляет собой соединение двух транзисторов, один из которых ( $VT1$ ) работает в режиме эмиттерного повторителя при положительном входном сигнале, а второй ( $VT2$ ) - при отрицательном:

$$\begin{cases} U_{вых} = U_{вх} - U_{бэ}, & \text{при } U_{вх} > U_{бэ} \\ U_{вых} = U_{вх} + U_{бэ}, & \text{при } U_{вх} < -U_{бэ} \end{cases}$$

При малых напряжениях  $U_{бэ} > U_{вх} > -U_{бэ}$  выходной сигнал схемы однозначно равен нулю из-за потерь на р-п- переходах транзисторов. По этой причине форма выходного сигнала усилителя отлична от формы входного. При преобразовании синусоидальных сигналов в выходном напряжении присутствуют искажения типа «ступенька» (рис. 2.19).

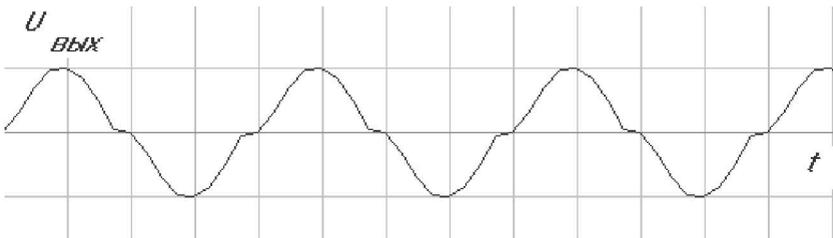


Рис. 2.19. Форма выходного напряжения усилителя класса В

Избавиться от нелинейных искажений сигнала, вызванных потерями на р-п-переходах транзисторов, позволяет схема двухтактного усилителя класса АВ, изображенная на рис. 2.20.

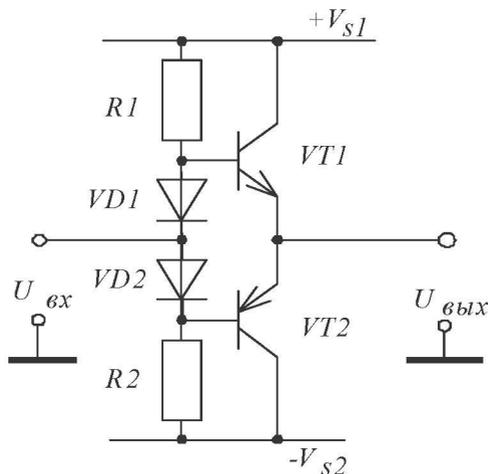


Рис. 2.20. Двухтактный повторитель класса АВ

За счет диодов  $VD1$  и  $VD2$  потенциалы на базах транзисторов изменяются, и изменяется величина выходного напряжения схемы:

$$\begin{cases} U_{вых} = U_{вх} + U_D - U_{бэ}, & \text{при } U_{вх} > U_{бэ} \\ U_{вых} = U_{вх} - U_D + U_{бэ}, & \text{при } U_{вх} < U_{бэ} \end{cases},$$

где  $U_D$  - падение напряжения на диоде.

Если подобрать диоды по прямому падению напряжения  $U_D = U_{бэ}$ , то схема становится идеальным повторителем напряжения.

### Дифференциальные усилители

Дифференциальный усилитель задуман как усилитель с двумя входами, усиливающий разность входных напряжений  $U_{вх1} - U_{вх2} = U_d$ , называемую дифференциальным входным сигналом. Классическая схема дифференциального усилителя на биполярных транзисторах изображена на рис. 2.21.

Коэффициент усиления каскада по напряжению, связывающий изменения выходного напряжения схемы с изменением дифференциального сигнала называется дифференциальным коэффициентом усиления:

$$K_d = \partial U_{\text{вых}} / \partial U_d.$$

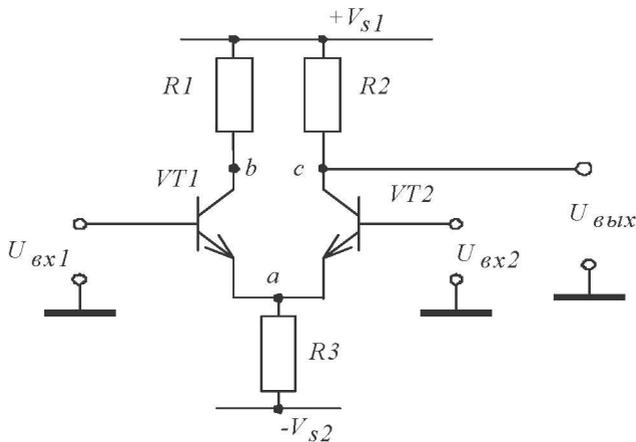


Рис. 2.21. Дифференциальный усилитель

В качестве альтернативного дифференциальному при анализе всегда рассматривают синфазный входной сигнал. Синфазным считается изменение напряжения, происходящее одновременно на двух входах усилителя:  $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}} = U_c$ . Коэффициент усиления, связывающий изменение выходного напряжения схемы с изменением синфазного входного сигнала, называется синфазным коэффициентом усиления:

$$K_c = \partial U_{\text{вых}} / \partial U_c.$$

Качество усилителя оценивается коэффициентом ослабления синфазного сигнала

$$K_{\text{осс}} = K_d / K_c,$$

показывающим во сколько раз дифференциальный входной сигнал усиливается лучше синфазного.

В схеме транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  должны быть согласованной парой. В режиме покоя при равных входных напряжениях  $U_{\text{вх1}}$  и  $U_{\text{вх2}}$  через транзисторы протекают одинаковые токи, падения напряжения на резисторах  $R1$  и  $R2$  равны и выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  принимается равным нулю.

При появлении дифференциального входного сигнала баланс в схеме нарушается. Допустим, что дифференциальный входной сигнал  $\partial U_d$  имеет две составляющие. Первая  $+\partial U_d / 2$  приложена к первому входу, вторая  $-\partial U_d / 2$  - ко второму. Появление дифференциального сигнала приводит к открытию транзистора  $VT1$  и возрастанию его эмиттерного тока и, вместе с тем, к закрытию транзистора  $VT2$  и уменьшению его тока эмиттера примерно на такую же величину. Ток, протекающий через резистор  $R3$  равный сумме эмиттерных токов двух транзисторов, не изменяется. Неизменным останется и потенциал точки  $a$ . Следовательно, каждую половину схемы усилителя можно рассматривать как отдельный усилительный каскад типа "общий эмиттер" (рис. 2.22).

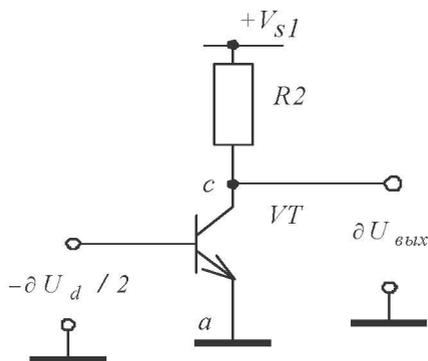


Рис. 2.22. Схема для расчета дифференциального коэффициента усиления

Тогда изменение напряжения в точке  $c$  схемы

$$\partial U_{вых} = \frac{R_2}{2r_э} \partial U_d,$$

где  $r_э$  - сопротивление эмиттерного перехода транзистора,

В итоге дифференциальный коэффициент усиления схемы равен

$$K_d = \frac{\partial U_{вых}}{\partial U_d} = \frac{R_2}{r_э},$$

Синфазный сигнал  $\partial U_c$  воздействует в равной мере на оба входа усилителя:

$$\partial U_c = \partial U_{ex1} = \partial U_{ex2}.$$

Транзисторы реагируют на такой сигнал одинаково и результат можно рассчитать, рассматривая расчетную схему (рис. 2.23), содержащую только транзистор  $VT$ .

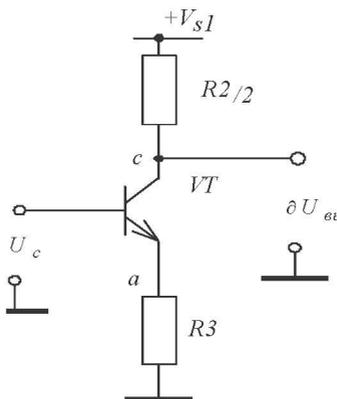


Рис. 2.23. Схема расчета синфазного коэффициента усиления

Синфазный коэффициент усиления схемы равен

$$K_c = \frac{\partial U_{ex}}{\partial U_c} = \frac{R_2}{2R_3}$$

Коэффициент ослабления синфазного сигнала

$$K_{occ} = K_d / K_c = 2R_3 / r \quad (2.31)$$

Последнее равенство позволяет оценить качество усилителя. Повышение  $K_{occ}$  возможно только за счет увеличения сопротивления  $R_3$ , но возможности здесь ограничены. Резистор  $R_3$  влияет на режим работы каскада по постоянному току и его увеличение допустимо только в определенных пределах. Оригинальным решением проблемы является использование вместо  $R_3$  источника тока, который, как известно, обладает большим выходным сопротивлением и способен обеспечить нагрузку постоянным током. Пример такой схемы показан на рис. 2.24.

В схеме транзистор  $VT3$  играет роль стабилизатора тока. Ток  $I_3$ , протекающий через транзистор равен

$$I_3 = \left( \frac{V_{s2} R_4}{R_3 + R_4} - U_{\sigma 3} \right) / R_5,$$

где  $U_{\bar{b}3}$  - падение напряжения на переходе база-эмиттер транзистора  $VT3$ .

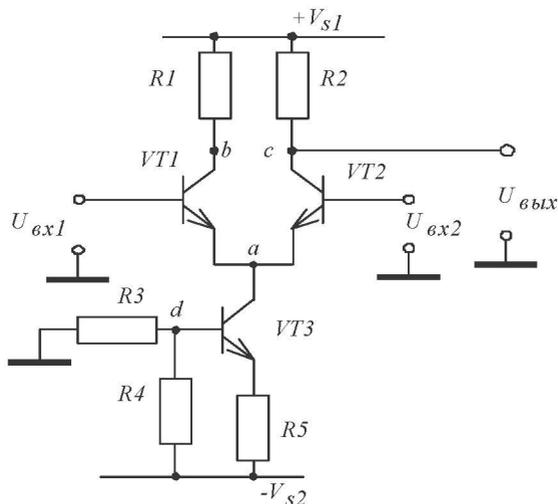
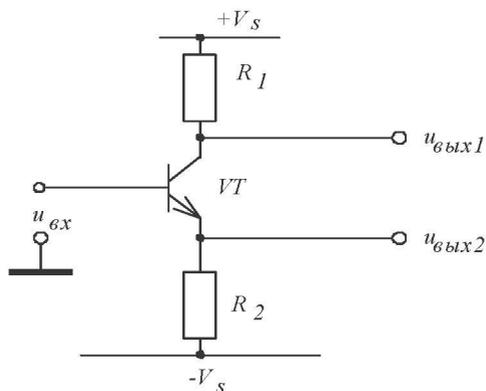


Рис. 2.24. Дифференциальный усилитель со стабилизатором тока

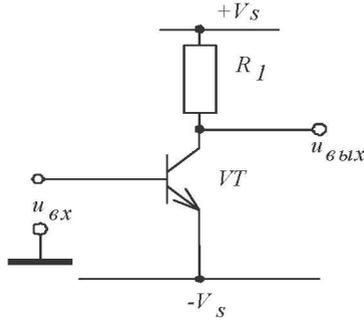
### Упражнения

2.17. Рассчитать токи во всех ветвях схемы и коэффициенты усиления по напряжению для двух выходов фазоинверсного каскада, если напряжение питания схемы  $V_{S1} = V_{S2} = 12В$ , сопротивления  $R_1 = R_2 = 1кОм$ . Коэффициент усиления транзистора принять равным  $100$ , падение напряжения на переходе база-эмиттер  $0,7В$ .



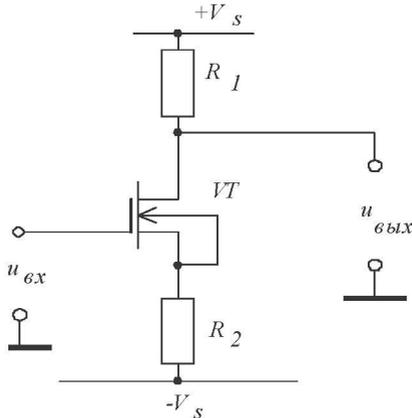
Задача 2.17

2.18. Какой максимальный коэффициент усиления имеет усилительный каскад, если напряжение питания схемы  $V_{S1} = 12B$ ,  $V_{S2} = 0$ . Коэффициент усиления транзистора принять равным  $100$ , падение напряжения на переходе база-эмиттер  $0,7B$ .



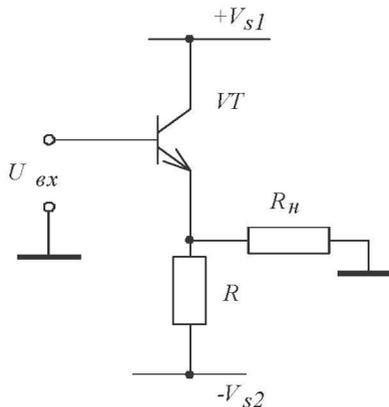
Задача 2.18

2.19. Рассчитать резисторы  $R_1$  и  $R_2$  в схеме усилительного каскада, имеющего коэффициент усиления  $10$ , если напряжение питания схемы  $V_{S1} = V_{S2} = 12B$ , Начальный ток стока полевого транзистора принять равным  $5\text{ мА}$ , напряжение отсечки  $3B$ .



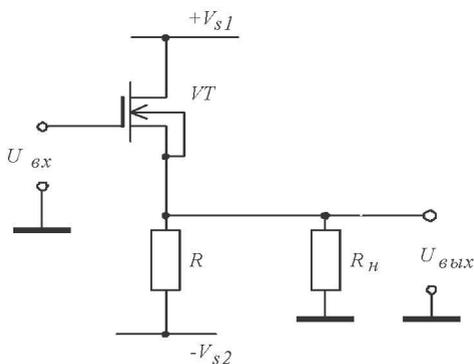
Задача 2.19

2.20. Какое минимальное напряжение может быть получено на выходе эмиттерного повторителя, если напряжение питания схемы  $V_{S1} = V_{S2} = 12B$ , сопротивления  $R = R_H = 1k\Omega$ . Коэффициент усиления транзистора принять равным  $100$ , падение напряжения на переходе база-эмиттер  $0,7B$ .



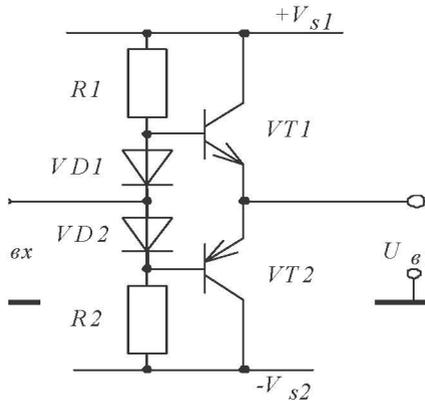
Задача 2.20

2.21. Рассчитать токи во всех ветвях и напряжение на выходе истокового повторителя, если входное напряжение схемы равно нулю, напряжение питания  $V_{S1} = V_{S2} = 12B$ , сопротивления  $R_1 = R_2 = 1k\Omega$ . Начальный ток стока принять равным  $6\text{ mA}$ , напряжение отсечки  $3\text{ B}$ .



Задача 2.21

2.22. Рассчитать напряжения во всех точках двухтактного усилительного каскада, если входное напряжение равно  $2B$ , напряжение питания схемы  $V_{s1} = V_{s2} = 12B$ , сопротивления  $R_1 = R_2 = 1k\Omega$ . Коэффициент усиления транзистора принять равным  $100$ , падение напряжения на переходе база-эмиттер и падение напряжения на диодах  $0,7B$ .



Задача 2.22

## 3. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

### 3.1. СВОЙСТВА И ПАРАМЕТРЫ

Операционным усилителем (ОУ) называют усилитель постоянного тока с дифференциальным входом, с коэффициентом усиления более тысячи. Схема операционного усилителя всегда содержит несколько каскадов усиления напряжения. Первый каскад схемы обязательно дифференциальный. Оконечный (выходной) каскад, работающий на нагрузку, имеет низкое выходное сопротивление. Как правило, выходной каскад строится по схеме двухтактного эмиттерного повторителя.

Работу операционного усилителя с входными сигналами различной полярности обеспечивается биполярным напряжением питания.

Основных входа у операционного усилителя два. Один из них называется инвертирующим, второй – неинвертирующим. Разность

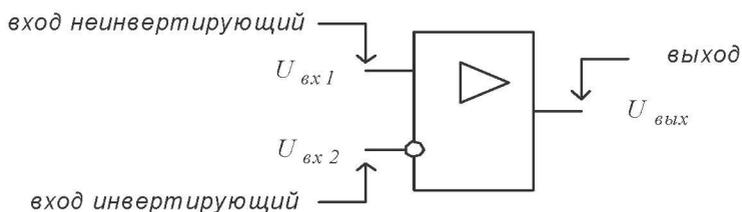
напряжений на входах называется дифференциальным входным сигналом

$$U_{\partial} = U_{вх1} - U_{вх2},$$

а полусумма напряжений – синфазным входным сигналом

$$U_c = (U_{вх1} + U_{вх2}) / 2.$$

Операционные усилители выпускаются в виде интегральных микросхем, параметры и схемы включения которых достаточно подробно описаны в справочной литературе. Упрощенное условное обозначение операционного усилителя, на котором отсутствуют цепи питания, балансировки и частотной коррекции, показано на рис. 3.1.



### 3.1. Условное обозначение операционного усилителя

Статическая характеристика ОУ (зависимость выходного напряжения от входного) считается линейной, но из-за конечного диапазона изменения выходного сигнала  $U_{вых}$  этот линейный участок ограничен очень узкой областью. При выходе из линейного участка характеристики усилитель переходит в режим насыщения, где с ростом дифференциального входного сигнала его выходное напряжение не изменяется (рис.3.2).

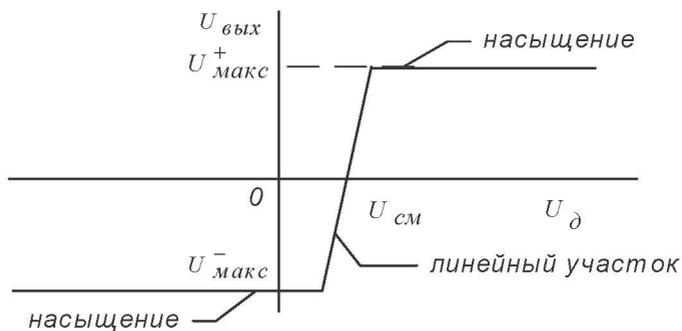


Рис. 3.2. Статическая характеристика операционного усилителя

## Основные параметры

### Коэффициент усиления

Коэффициент усиления операционного усилителя  $A$  измеряется как отношение изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению дифференциального входного сигнала при работе усилителя на линейном участке статической характеристики

$$A = \partial U_{вых} / \partial U_{д}.$$

Современные интегральные операционные усилители имеют коэффициент усиления не менее 10 000.

### Напряжение смещения

Напряжением смещения  $U_{см}$  считается дифференциальное входное напряжение ОУ, при котором его выходное напряжение равно нулю. У интегральных операционных усилителей в зависимости от схемы может составлять 3-100 мВ.

### Входной ток

Входной ток  $I_{вх}$  протекает во входной цепи операционного усилителя, определяется как среднее арифметическое входных токов по каждому из входов. Обычно не превышает 1 мкА.

### Входное сопротивление

Входным сопротивлением  $R_{вх}$  считается сопротивление усилителя по отношению к входному дифференциальному сигналу. Как правило, входное сопротивление превышает несколько мегом.

### Выходное сопротивление

Выходное сопротивление  $R_{вых}$  определяется точно так же как внутреннее сопротивление любого источника сигнала. Обычно составляет десятки или сотни ом.

### Полоса пропускания

С ростом частоты входного сигнала коэффициент усиления операционного усилителя уменьшается. График зависимости коэффициента усиления  $A$  от частоты входного сигнала  $f$  обычно строится в логарифмическом масштабе, как показано на рис. 3.3.

Граничная частота  $f_{гp}$  операционного усилителя определяется частотой входного сигнала, при которой его коэффициент усиления уменьшается до 0,7 от начального значения на нулевой частоте. Частота единичного усиления определяется значением  $f_{макс}$ , когда коэффициент усиления уменьшается до единицы.

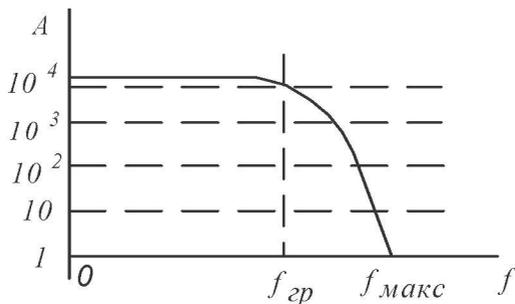


Рис. 3.3. Частотная характеристика операционного усилителя

#### Максимальная скорость нарастания выходного напряжения

Выходное напряжение операционного усилителя не может изменяться мгновенно, даже при подаче на его входы напряжения прямоугольной формы. Максимальная скорость изменения выходного напряжения может составлять от 0,1 до 100 В/мкс для усилителей различных типов.

#### Диапазон изменения выходного напряжения

Диапазон изменения выходного напряжения определяется максимальным положительным  $U_{макс}^+$  и максимальным отрицательным  $U_{макс}^-$  выходными напряжениями. При  $U_{макс}^- < U_{вых} < U_{макс}^+$  усилитель работает в активном режиме. При  $U_{вых} = U_{макс}^+$  и  $U_{вых} = U_{макс}^-$  усилитель находится в режиме насыщения (рис. 3.1). В этом режиме параметры операционного усилителя не гарантируются. Обычно диапазон изменения выходного напряжения определяется напряжением питания операционного усилителя:  $U_{макс}^+ \leq +V_S$ ,  $U_{макс}^- \geq -V_S$ .

### Температурный дрейф

Температурный дрейф  $\Delta U_{см} / \Delta T$  определяется изменениями напряжения смещения  $\Delta U_{см}$  при изменении температуры окружающей среды  $\Delta T$ .

### Схема включения

В идеальном случае статическая характеристика операционного усилителя должна проходить через начало координат. Однако в реальных схемах эта зависимость несколько сдвинута и для того, чтобы сделать выходное напряжение равным нулю необходимо либо подать на входы ОУ некоторую разность потенциалов (напряжение сдвига), либо сбалансировать усилитель, используя специальные входы балансировки и рекомендации изготовителя по их использованию. Кроме того, операционный усилитель из-за большого коэффициента усиления и внутренних задержек сигнала склонен к самовозбуждению, при котором он переходит в режим генерации высокочастотных колебаний. Для предотвращения самовозбуждения иногда предусматриваются внешние цепи частотной коррекции.

Цепи частотной коррекции и балансировки операционных усилителей обычно рассчитываются изготовителем микросхем и приводятся в их технических описаниях. На рис. 3.4 показаны пример схемы включения микросхемы операционного усилителя.

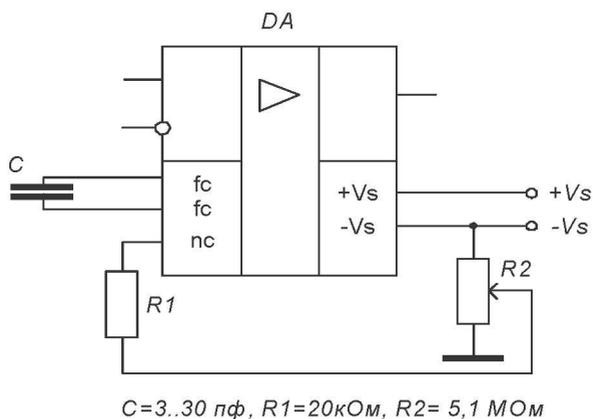


Рис. 3.4. Схема включения микросхемы K153УД2

## Классификация

### Усилители общего применения

Операционные усилители общего применения, или универсальные усилители, обеспечивают погрешность преобразования на уровне 1%. Главное их отличие - относительно малая стоимость. При этом они характеризуются коэффициентом усиления  $A$  порядка десяти тысяч, скоростью нарастания выходного напряжения до единиц В/мкс, температурным дрейфом в в десятки мкВ/°С.

### Широкополосные операционные усилители

Используются в схемах, осуществляющих преобразование высокочастотных и импульсных сигналов. Обеспечивают скорость нарастания выходного сигнала более 30В/мкс и частоту единичного усиления более 10 МГц. По остальным параметрам, как правило, уступают операционным усилителям общего применения.

### Прецизионные операционные усилители

Используются для усиления маломощных сигналов. Характеризуются напряжениями смещения менее 250 мкВ, коэффициентами усиления более 150 тысяч, температурным дрейфом менее 5 мкВ/°С, входными токами менее 50 нА. Обычно имеют малую скорость нарастания выходного сигнала и малую частоту единичного усиления.

### Мощные и высоковольтные операционные усилители

Усилители с выходными каскадами, выдерживающими токи более 100 мА или с напряжениями питания более 15В.

### Микромощные операционные усилители

Используются в переносной аппаратуре, где ограничена потребляемая мощность схемы. Имеют ток потребления менее 1 мА.

## Идеальный операционный усилитель

Понятие идеального операционного усилителя оказалось очень удобным при расчете электронных схем. Идеальный операционный усилитель характеризуется параметрами, значения которых могут принимаются равными 0 или  $\infty$ . В частности бесконечно большими считаются коэффициент усиления ( $A = \infty$ ), входное сопротивление

( $R_{вх} = \infty$ ) и максимальная частота ( $f_{макс} = \infty$ ), а бесконечно малыми входные токи ( $I_{вх} = 0$ ) и выходное сопротивление ( $R_{вых} = 0$ );

Из принятого описания идеального ОУ вытекают следующие следствия:

- если напряжения на входах усилителя не равны  $U_{вх1} \neq U_{вх2}$ , то он находится в режиме насыщения. Его выходное напряжение равно либо  $U_{макс}^+$ , либо  $U_{макс}^-$ ,
- если усилитель работает в активном режиме, то напряжения на его входах равны  $U_{вх1} = U_{вх2}$ .

Идеальный операционный усилитель из-за его бесконечно большого коэффициента усиления нельзя использовать без цепей обратной связи, связывающих выход усилителя с одним из его входов. При использовании в цепи обратной связи усилителя инвертирующего входа обратная связь считается отрицательной, а при использовании неинвертирующего входа – положительной.

## 3.2. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

### Схемы с отрицательной обратной связью

При анализе схем с отрицательной обратной связью всегда считается, что усилитель напряжения на входах ОУ равны, и он работает в активном режиме. Это условие может нарушаться только, если расчетное значение выходного напряжения оказывается большим, чем  $U_{макс}^+$  или меньшим, чем  $U_{макс}^-$ . В таких случаях следует признать, что усилитель перешел в режим насыщения и напряжения на его входах не равны.

При включении операционного усилителя с отрицательной обратной связью часть выходного напряжения через делитель напряжения поступает на его инвертирующий вход (рис. 3.5).

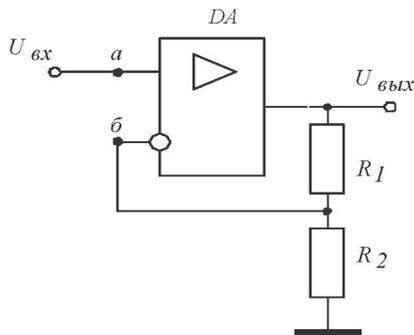


Рис. 3.5. Операционный усилитель с цепью отрицательной обратной связи

В данной схеме любое увеличение входного напряжения, поступающего на неинвертирующий вход ОУ, приводит к увеличению дифференциального входного напряжения и напряжения выходного. Однако отрицательная обратная связь ведет к возрастанию напряжения на инвертирующем входе ОУ, в результате которого дифференциальное напряжение на входах ОУ уменьшается. Напряжение на выходе тоже уменьшается. В результате в схеме наступает новое состояние равновесия. При уменьшении входного сигнала все процессы в схеме протекают аналогичным образом.

Уравнения, описывающие работу операционного усилителя в данной схеме, имеют вид:

$$U_a = U_{вх};$$

$$U_{вых} = A(U_a - U_б);$$

$$U_б = \gamma U_{вых},$$

где  $U_a$  и  $U_б$  - напряжения на входах операционного усилителя,

$\gamma = R_2 / (R_1 + R_2)$  - коэффициент передачи делителя напряжения.

Решая систему уравнений относительно  $U_{вых}$ , получим

$$U_{вых} = \frac{A}{1 + \gamma A} U_{вх} \quad (3.1)$$

При  $A = \infty$

$$U_{вых} = U_{вх} / \gamma. \quad (3.2)$$

$$U_a = U_b.$$

Из последних уравнений следует, что выходное напряжение усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, определяется параметрами делителя напряжения и практически не зависит от параметров операционного усилителя. Кроме того, отрицательная обратная связь обеспечивает равенство напряжений на входах операционного усилителя и его работу в активном режиме.

### Инвертирующий усилитель

Инвертирующий усилитель (рис. 3.6) является одной из самых распространенных усилительных схем на ОУ с отрицательной обратной связью.

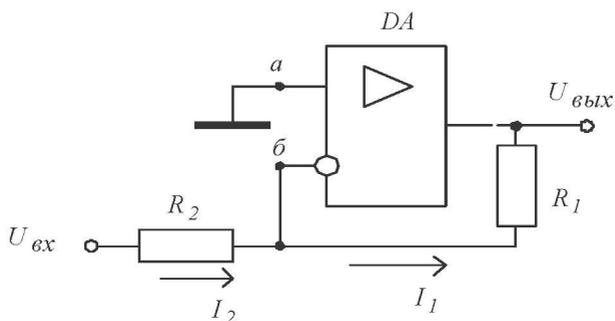


Рис. 3.6. Инвертирующий усилитель

В данной схеме условие равенства входных напряжений ОУ записывается в виде

$$U_a = U_b = 0,$$

а уравнения, описывающие работу схемы при этом условии, выглядят следующим образом:

$$I_2 = U_{вх} / R_2,$$

$$I_1 = I_2,$$

$$U_{вых} = -I_1 R_1.$$

В результате находим

$$U_{\text{вых}} = -\frac{R_1}{R_2} U_{\text{вх}}. \quad (3.3)$$

Схема имеет абсолютно линейную характеристику. Коэффициент усиления схемы по напряжению полностью определяется отношением сопротивлений резисторов и не зависит от параметров самого операционного усилителя

$$K_u = \partial U_{\text{вых}} / \partial U_{\text{вх}} = -R_2 / R_1. \quad (3.4)$$

Входное сопротивление схемы зависит только от резистора  $R_1$

$$R_{\text{вх}} = \partial U_{\text{вых}} / \partial I_1 = R_1. \quad (3.5)$$

Усилитель имеет отрицательный коэффициент усиления; полярность выходного напряжения схемы всегда противоположна полярности входного, что и объясняет её название.

При необходимости получения очень большого коэффициента усиления расчеты могут привести к неприемлемым величинам резисторов; например, для получения коэффициента 1000 при входном сопротивлении  $R_2 = 10 \text{ кОм}$  необходим резистор обратной связи  $R_1 = 10 \text{ МОм}$ . В таких случаях целесообразно применение схемы с Т-образной обратной связью, показанной на рис. 3.7.

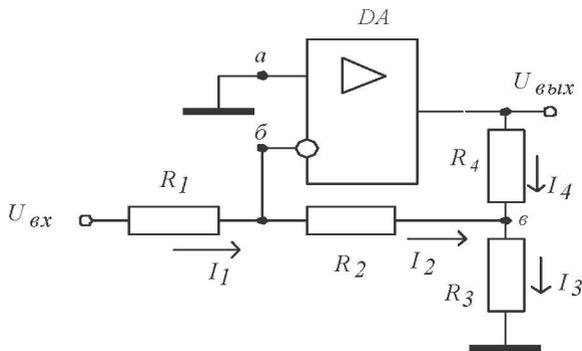


Рис. 3.7. Инвертирующий усилитель с Т-образной обратной связью

В такой схеме:

$$U_a = U_b = 0,$$

$$I_1 = U_{\text{вх}} / R_1,$$

$$I_2 = I_1,$$

$$U_6 = -I_1 R_1,$$

$$I_3 = U_6 / R_3,$$

$$I_4 = I_2 + I_3,$$

$$U_{вых} = U_6 + I_4 R_4.$$

Решение системы уравнений приводит к ответу в виде:

$$U_{вых} = - \frac{R_2 + R_4 + \frac{R_2 R_4}{R_3}}{R_1} \cdot U_{вх}. \quad (3.6)$$

Коэффициент усиления схемы

$$K_u = - \frac{R_2 + R_4 + \frac{R_2 R_4}{R_3}}{R_1}. \quad (3.7)$$

Например, при  $R_1 = 10 \text{ кОм}$ ,  $R_2 = R_4 = 100 \text{ кОм}$ ,  $R_3 = 1 \text{ кОм}$  получаем  $K_u = 1020$ .

### Неинвертирующий усилитель

Неинвертирующий усилитель (рис. 3.8) отличается от предыдущего точкой подключения источника входного сигнала.

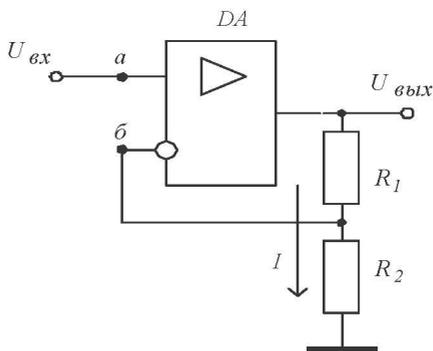


Рис. 3.8. Неинвертирующий усилитель

Уравнения, описывающие работу схемы, имеют вид :

$$U_a = U_b = U_{вх},$$

$$I = U_b / R_2,$$

$$U_{вых} = I(R_1 + R_2).$$

В результате преобразований получаем

$$U_{вых} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{вх}.$$

Коэффициент усиления схемы

$$K_u = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right). \quad (3.8)$$

При любых параметрах коэффициент усиления схемы больше единицы.

Входное сопротивление неинвертирующего усилителя равно входному сопротивлению ОУ.

#### Повторители напряжения

Повторитель напряжения является усилителем тока. Его коэффициент усиления по напряжению должен равняться 1. Изображенный на рис. 3.9. повторитель напряжения можно рассматривать как частный случай неинвертирующего усилителя.

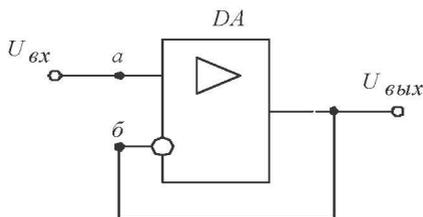


Рис. 3.9. Повторитель напряжения

Схема полностью описывается уравнением (3.8) при  $R_2 = 0$  и  $R_1 = \infty$ .

Изображенный на рис. 3.10 повторитель может изменять знак выходного напряжения.

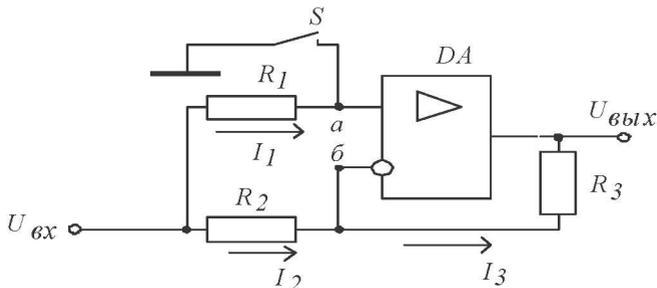


Рис. 3.10. Универсальный повторитель

Если в рассматриваемой схеме ключ  $S$  замкнут, то потенциал точки  $a$  равен 0 и схема ведет себя как инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления  $K_u = -R_3 / R_2$ . При  $R_3 = R_2$  имеем  $K_u = -1$  и, следовательно,  $U_{вых} = -U_{вх}$ .

Если ключ  $S$  разомкнут, то:

$$I_1 = 0,$$

$$U_a = U_{вх},$$

$$I_2 = I_3 = 0,$$

и, следовательно,

$$U_{вых} = U_{вх}.$$

#### Суммирующий усилитель

Суммирующий усилитель (рис. 3.11) строится аналогично усилителю инвертирующему. Но его входная цепь содержит несколько резисторов.

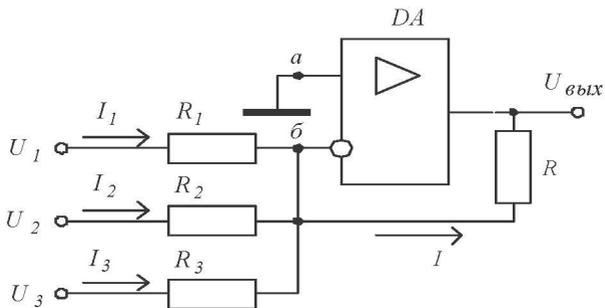


Рис. 3.11. Суммирующий усилитель

В этой схеме в направлении инвертирующего входа операционного усилителя протекают три входных тока:

$$I_1 = U_1 / R_1,$$

$$I_2 = U_2 / R_2,$$

$$I_3 = U_3 / R_3.$$

В точке *б* токи суммируются и далее протекают через резистор *R*. В результате напряжение на выходе схемы равно сумме всех трех входных напряжений с индивидуальными весовыми коэффициентами

$$U_{\text{вых}} = -(U_1 \frac{R}{R_1} + U_2 \frac{R}{R_2} + U_3 \frac{R}{R_3}). \quad (3.9)$$

Схема может быть выполнена с любым количеством входов.

#### Вычитающий усилитель

На рис. 3.12 приведена типовая схема вычитающего усилителя.

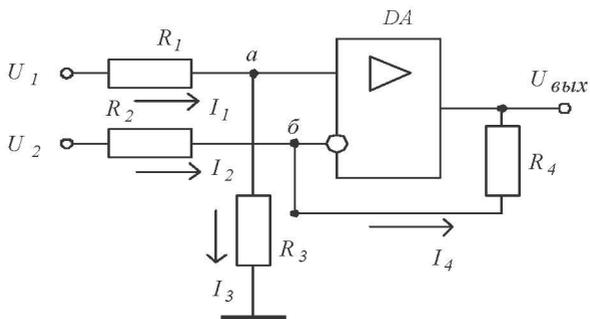


Рис. 3.12. Вычитающий усилитель

Уравнения, описывающие схему, выглядят следующим образом:

$$I_1 = I_3 = U_1 / (R_1 + R_3),$$

$$U_a = U_6 = I_3 R_3;$$

$$I_2 = I_4 = (U_2 - U_6) / R_2;$$

$$U_{вых} = U_6 - I_4 R_4.$$

Решение системы относительно переменной  $U_{вых}$  имеет вид

$$U_{вых} = \frac{R_3(R_2 + R_4)}{R_2(R_1 + R_3)} U_1 - \frac{R_4}{R_2} U_2.$$

Если принять  $R_1 = R_2$  и  $R_3 = R_4$ , то выходное напряжение схемы пропорционально разности входных напряжений.

$$U_{вых} = \frac{R_3}{R_1} (U_1 - U_2). \quad (3.10)$$

### Интегрирующий преобразователь

Схема простейшего интегрирующего преобразователя показана на рис. 3.13.

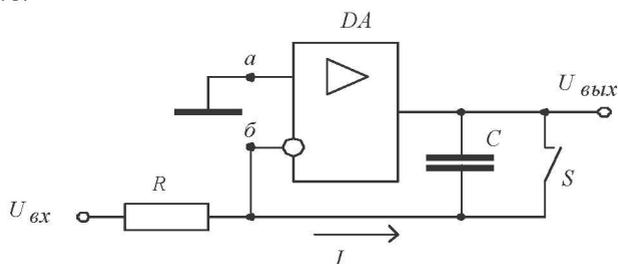


Рис. 3.13. Интегрирующее устройство

Работу схемы можно описать следующей системой уравнений:

$$U_a = U_6 = 0;$$

$$I = U_{вх} / R;$$

$$U_{вых} = -\frac{1}{C} \int_0^t I dt + U_{нач},$$

где  $U_{нач}$  - начальное значение выходного напряжения,

$t$  - текущее время.

В результате преобразований имеем

$$U_{вых} = -\frac{1}{T} \int_0^t U_{вх} dt + U_{нач}, \quad (3.11)$$

где  $T = RC$  - постоянная времени интегрирования.

Схема вычисляет определенный интеграл от входной переменной за всё время работы. Нулевые начальные условия для работы схемы можно обеспечить, разряжая конденсатор с помощью ключа, как это показано на рис. 3.14. При замкнутом ключе  $S$  выходное напряжение схемы равно нулю. С момента размыкания ключа начинается процесс интегрирования, описываемый уравнением (3.11). Например, при постоянном входном напряжении  $U_{вх}$  после размыкания ключа напряжение на выходе интегрирующего преобразователя изменяется по линейному закону  $U_{вых} = -U_{вх}t/T$  (рис. 3.14).

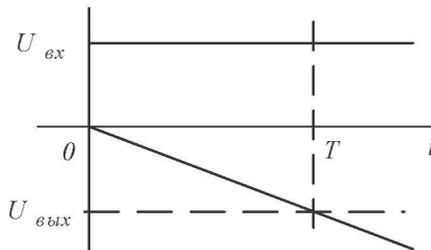


Рис. 3.14. Процесс интегрирования при постоянном напряжении на входе

За время  $t = T$  выходное напряжение по абсолютной величине становится равным входному

$$U_{вых} = -U_{вх}.$$

#### Дифференцирующий преобразователь

Дифференцирующий преобразователь (рис. 3.15) реализует функцию обратную интегрированию.

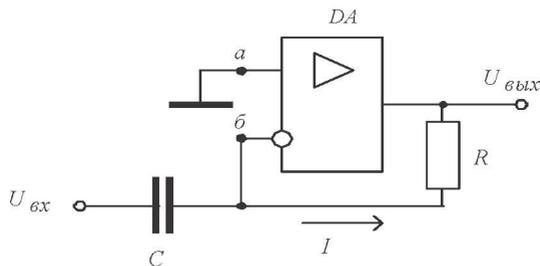


Рис. 3.15. Дифференцирующий преобразователь

Для данной схемы:

$$U_a = U_b = 0;$$

$$I = C \frac{\partial U_{вх}}{\partial t};$$

$$U_{вых} = -IR.$$

В результате решения системы получаем:

$$U_{вых} = -T \frac{\partial U_{вх}}{\partial t}, \quad (3.12)$$

где  $T = RC$  - постоянная времени дифференцирования.

#### Источник тока

Распространенная схема простейшего источника тока представлена на рис. 3.16. В схеме операционный усилитель охвачен двумя цепями обратной связи, а нагрузка  $R_H$  подключена к неинвертирующему входу ОУ.

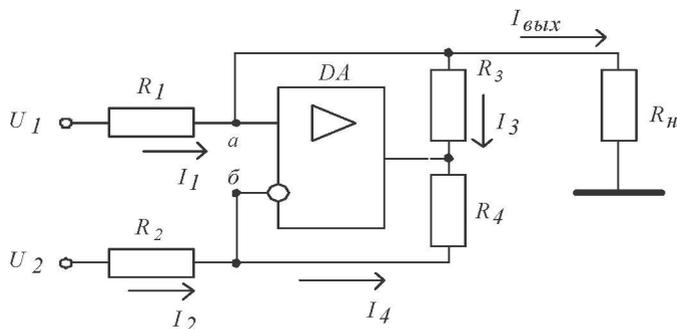


Рис. 3.16. Источник тока

Работу схемы описывает следующая система уравнений:

$$\begin{aligned}
 U_a &= U_b = I_{\text{вых}} R_H; \\
 I_{\text{вых}} &= I_1 - I_2; \\
 I_1 &= (U_1 - U_a) / R_1; \\
 I_2 &= (U_2 - U_b) / R_2; \\
 I_3 R_3 &= I_4 R_4.
 \end{aligned}$$

В результате решения системы получаем:

$$I_{\text{вых}} = \frac{U_1 R_2 R_3 - U_2 R_1 R_4}{R_1 R_2 R_3 + R_2 R_3 R_H - R_1 R_4 R_H}. \quad (3.13)$$

При  $R_2 R_3 = R_1 R_4$  схему можно рассматривать как источник тока, поскольку её выходной ток не зависит от сопротивления нагрузки

$$I_{\text{вых}} = \frac{U_1 R_2 R_3 - U_2 R_1 R_4}{R_1 R_2 R_3} = \frac{U_1 - U_2}{R_1}. \quad (3.14)$$

Направление тока определяется знаком разности  $U_1 - U_2$ . Обычно при расчете считают одно из входных напряжений равным нулю.

#### Источники напряжения

Классическая схема маломощного источника напряжения (рис. 3.17) строится на основе неинвертирующего усилителя, где в качестве источника входного сигнала применен параметрический стабилизатор напряжения на стабилитроне  $VD$  и резисторе  $R_2$ .

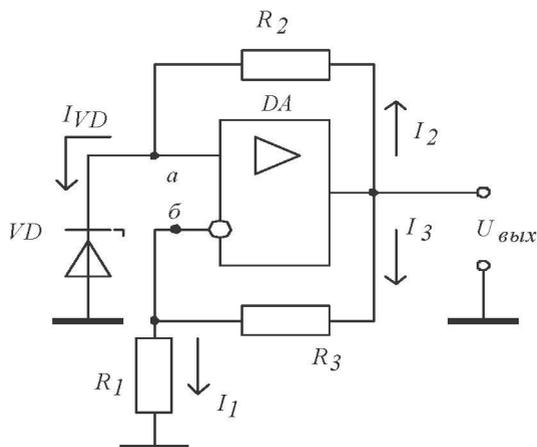


Рис. 3.17. Источник напряжения

Основные уравнения схемы имеют вид:

$$U_a = U_{\bar{o}} = U_{cm};$$

$$I_1 = I_3 = U_{\bar{o}} / R_1;$$

$$U_{вых} = I_3(R_1 + R_3);$$

где  $U_{cm}$  - напряжение стабилизации стабилитрона.

Решение системы

$$U_{вых} = U_{cm}(1 + R_3 / R_1) \quad (3.15)$$

показывает, что выходное напряжение схемы не зависит от напряжения питания операционного усилителя и параметров цепи нагрузки.

Мощные схемы источников напряжения обычно используют в источниках питания и называют стабилизаторами напряжения. Такие схемы обычно содержат мощные выходные каскады повторителей напряжения на биполярных транзисторах. На рис. 3.18 изображена такая схема источника положительного напряжения, содержащая транзистор типа п-р-п.

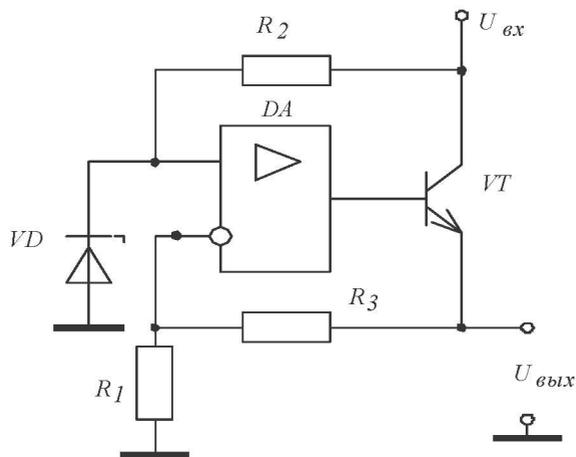


Рис. 3.18. Стабилизатор напряжения

Работа стабилизатора, как и источника напряжения, описывается уравнением (3.15). Транзистор в схеме является усилителем тока, связывающим маломощный операционный усилитель с нагрузкой.

## Логарифмические и экспоненциальные схемы

Для получения логарифмической характеристики в цепь обратной связи операционного усилителя включается биполярный транзистор (рис. 3.19).

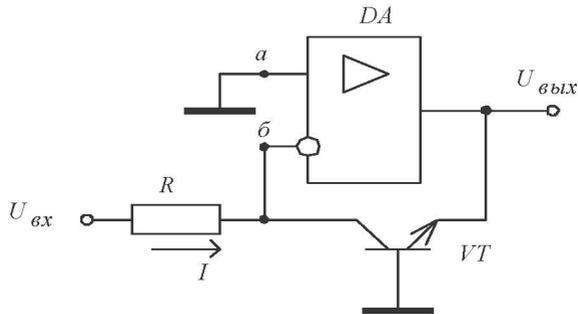


Рис. 3.19. Логарифмический преобразователь

В этом случае выходное напряжение усилителя равно падению напряжения на переходе база-эмиттер транзистора, а ток через транзистор определяется входным напряжением:

$$U_a = U_b = 0;$$

$$I = U_{вх} / R;$$

$$U_{вых} = -U_{бэ};$$

$$I = I_{КО} e^{U_{бэ} / \varphi_T};$$

где  $U_{бэ}$  - напряжение на переходе «база-эмиттер» транзистора,

$\varphi_T$  - термический потенциал электрона,

$I_{КО}$  - начальный ток коллектора.

В результате решения системы уравнений имеем

$$U_{вых} = -\varphi_T \ln(U_{вх} / RI_{КО}). \quad (3.16)$$

Полярность выходного напряжения схемы определяется проводимостью транзистора. Схема, изображенная на рис. 3.19 позволяет получить выходное напряжение только отрицательной полярности. Положительное выходное напряжение при отрицательном входном можно получить, используя транзистор типа p-n-p.

Для точной работы рассмотренных схем в широком диапазоне температур необходимо использовать элементы температурной компенсации и применять прецизионные операционные усилители.

Простейшая схема с экспоненциальной (антилогарифмической) характеристикой изображена на рис. 3.20.

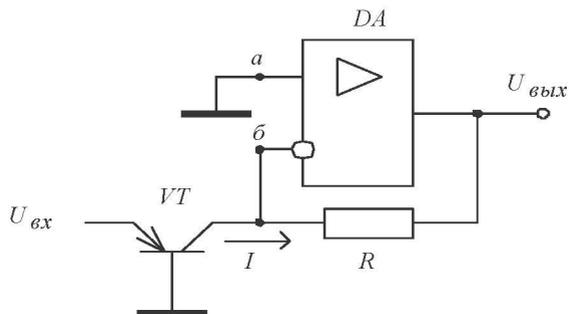


Рис. 3.20. Антилогарифмический преобразователь

В данной схеме

$$U_a = U_b = 0;$$

$$U_{вх} = U_{бэ};$$

$$I = I_{к0} e^{U_{бэ} / \varphi_T};$$

$$U_{вых} = -IR.$$

В результате решения системы уравнений получаем

$$U_{вых} = -I_{к0} R \cdot \exp(U_{вх} / \varphi_T). \quad (3.17)$$

Для отрицательных входных напряжений схема аналогична, но необходимо использовать транзистор типа п-р-п.

#### Схемы умножения и деления

На основе логарифмических и антилогарифмических преобразователей строятся схемы умножения аналоговых сигналов. В основу устройства закладывается математическое равенство:

$$a \times b = \exp(\ln a + \ln b).$$

Типовая схема умножения (рис. 3.21) содержит два логарифмических преобразователя ( $DA1$  и  $DA2$ ), сумматор  $DA3$  и антилогарифмический преобразователь ( $DA4$ ).

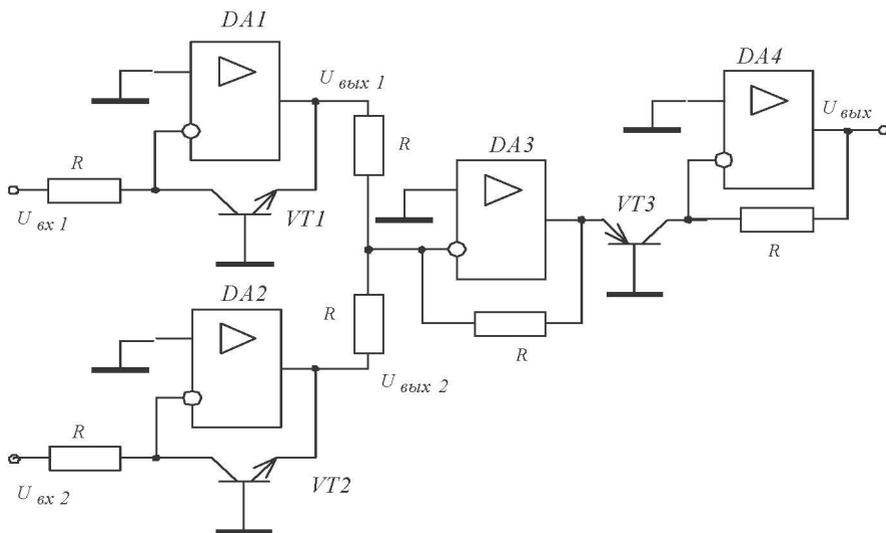


Рис. 3.21. Схема умножения аналоговых сигналов

Выходные напряжения логарифмических преобразователей равны:

$$U_{\text{вых}1} = -\varphi_T \ln\left(\frac{U_{\text{вх}1}}{RI_{ko}}\right),$$

$$U_{\text{вых}2} = -\varphi_T \ln\left(\frac{U_{\text{вх}2}}{RI_{ko}}\right),$$

где  $I_{ko}$  - обратный ток коллектора биполярного транзистора.

Выходное напряжение сумматора:

$$U_{\text{вых}3} = \varphi_T \ln\left(\frac{U_{\text{вх}1}U_{\text{вх}2}}{R^2 I_{ko}^2}\right),$$

а выходное напряжение умножителя в целом

$$U_{\text{вых}} = -RI_{ko} \exp\left[\ln\left(\frac{U_{\text{вх}1}U_{\text{вх}2}}{R^2 I_{ko}^2}\right)\right] = -\frac{U_{\text{вх}1}U_{\text{вх}2}}{RI_{ko}}. \quad (3.18)$$

Для качественной работы схемы необходим тщательный расчет и подбор элементов.

Схема деления аналоговых сигналов (рис. 3.22) строится на основе тождества

$$a / b = \exp(\ln a - \ln b).$$

Единственным отличием последней схемы от умножителя является использование вычитающего устройства вместо сумматора.

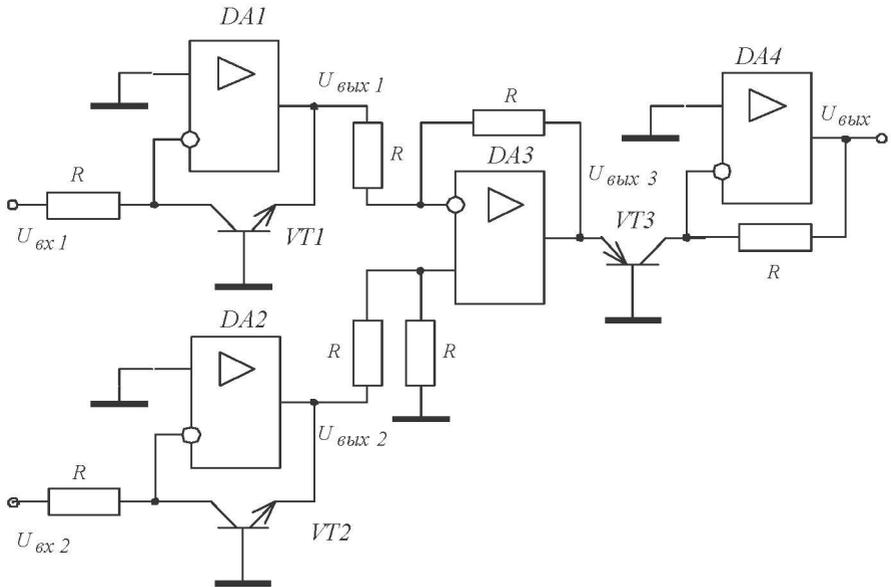


Рис. 3.22. Схема деления аналоговых сигналов

Вычитающее устройство на микросхеме DA3 формирует разностный сигнал:

$$U_{вых3} = \varphi_T \ln\left(\frac{U_{ex2}}{U_{ex1}}\right).$$

В результате, на выходе микросхемы DA4 имеем

$$U_{вых} = -RI_{ko} \frac{U_{ex2}}{U_{ex1}}. \quad (3.19)$$

Требования к точности элементов схемы устройства для деления не ниже, чем для устройства умножения. Кроме того, ошибка деления сигналов существенно возрастает при малых сигналах  $U_{вх}I$ .

### Преобразователь отрицательного полного сопротивления

Преобразователь отрицательного полного сопротивления (рис. 3.23) используется в схемах как резистор с отрицательным сопротивлением.

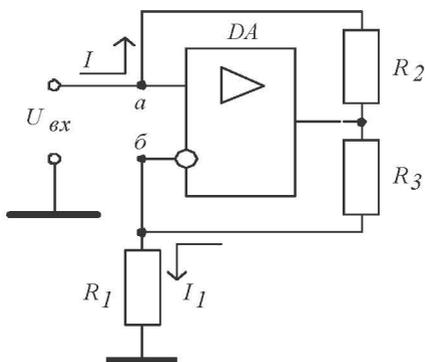


Рис. 3.23. Преобразователь отрицательного полного сопротивления

При положительном входном напряжении

$$U_a = U_{\text{б}} = U_{\text{вх}};$$

$$IR_2 = -I_1R_3;$$

$$I_1 = U_{\text{б}}/R_1,$$

и входной ток схемы имеет отрицательный знак -

$$I = -\frac{U_{\text{вх}} R_3}{R_1 R_2}.$$

Таким образом, схема имеет отрицательное входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}/I = -R_1R_2/R_3. \quad (3.20)$$

При  $R_2 = R_3$  имеем  $R_{\text{вх}} = -R_1$ .

## Гиратор

Гиратор обращает полное сопротивление своей нагрузки, преобразует индуктивное сопротивление в емкостное, а емкостное – в индуктивное. Примером гиратора может служить схема рис. 3.24, содержащая два преобразователя отрицательного полного сопротивления и цепь нагрузки  $Z$ .

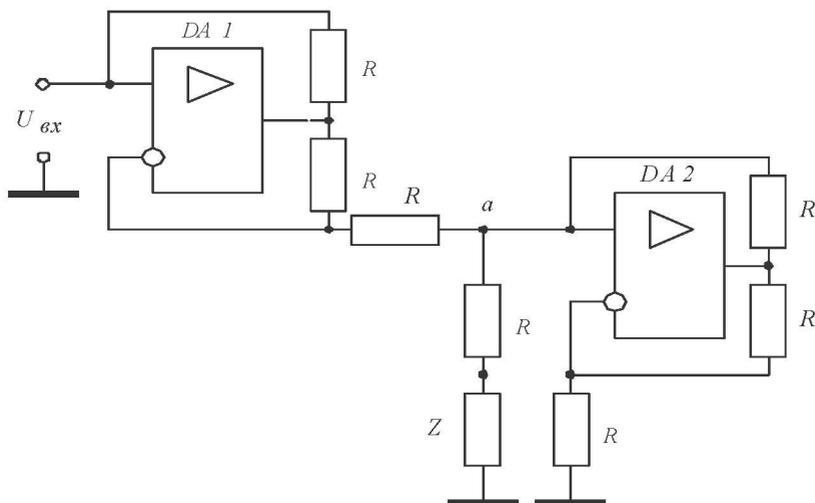


Рис. 3.24. Гиратор

Все резисторы преобразователей отрицательного полного сопротивления, собранных на микросхемах  $DA1$  и  $DA2$  выбраны равными. Входное сопротивление преобразователя, собранного на микросхеме  $DA2$  равно  $-R$ . Общее сопротивление цепи, подключенной к инвертирующему входу операционного усилителя  $DA1$  равно

$$R_I = R + \frac{(R + Z) \cdot (-R)}{(R + Z) + (-R)} = -\frac{R^2}{Z}.$$

Входное сопротивление гиратора

$$R_{\text{вх}} = \frac{R^2}{Z}. \quad (3.21)$$

Если в качестве нагрузки схемы использовать конденсатор  $C$ , реактивное сопротивление которого связано с угловой частотой колеба-

ний  $\omega$  известным соотношением  $Z = 1 / j\omega C$ , где  $j = \sqrt{-1}$ , то входное сопротивление гиратора  $R_{вх} = j\omega R^2 C$  носит индуктивный характер.

Эквивалентная индуктивность входной цепи схемы равна  $L = R^2 C$ . Например, при  $R = 1 \text{ кОм}$  и  $C = 1 \text{ мкФ}$ , получаем  $L = 1 \text{ Гн}$ .

### Прецизионные выпрямители

Прецизионные выпрямители используются для точного преобразования малых сигналов. Здесь сигнал считается малым, если его амплитуда меньше падения напряжения на полупроводниковом диоде. Вариант схемы простейшего прецизионного выпрямителя показан на рис. 3.25.

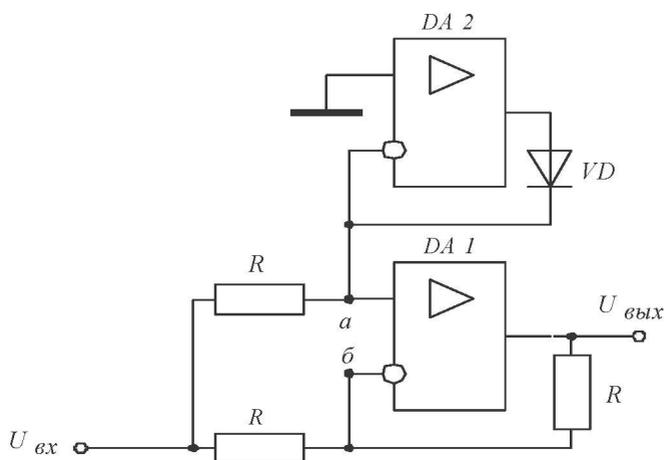


Рис. 3.25. Прецизионный выпрямитель

Схема, собранная на операционном усилителе  $DA1$ , является рассмотренным ранее повторителем напряжения (рис. 3.11), знак выходного напряжения которого может меняться.

При положительном входном сигнале диод  $VD$  заперт и напряжения в точках  $a$  и  $b$  схемы равны

$$U_a = U_b = U_{вх}.$$

Тогда  $U_{вых} = U_{вх}$ , т.е. выходное напряжение схемы положительно.

При отрицательном сигнале на входе усилитель  $DA2$  находится в активном режиме, напряжения на его входах усилителя равны. В этом случае

$$U_a = U_{\bar{o}} = 0;$$

$$U_{вых} = -U_{вх}$$

и выходное напряжение схемы также положительно.

В общем случае, работа схемы описывается уравнением

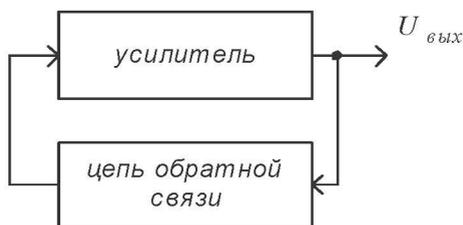
$$U_{вых} = |U_{вх}|,$$

справедливым при любых входных напряжениях.

### Генераторы синусоидальных колебаний

Генератором синусоидальных колебаний называется электронная схема, выходной сигнал которой по форме близок к синусоиде и может иметь любую заданную частоту и амплитуду.

В общем случае в режим генерации колебаний можно перевести любой усилитель, охватив его цепью обратной связи (рис. 3.26).



*Рис. 3.26.* Генератор синусоидальных колебаний

При этом выходной сигнал усилителя через цепь обратной связи попадает на его вход и вновь усиливается.

Если считать коэффициент усиления усилителя  $\overset{\circ}{K}_y$  и коэффициент передачи цепи обратной связи  $\overset{\circ}{K}_{oc}$  величинами комплексными, зависящими от частоты сигнала, то для данной схемы при наличии в ней колебаний справедливо равенство

$$\overset{\circ}{U}_{вых} = \overset{\circ}{K}_y \overset{\circ}{K}_{oc} \overset{\circ}{U}_{вых}.$$

Из равенства следуют условия возбуждения колебаний:

- условие баланса амплитуд -  $K_y K_{oc} = 1$ ,
- условие баланса фаз -  $\varphi_y + \varphi_{oc} = 2\pi n$ ,

где  $K_y$  - модуль коэффициента усиления усилителя,  
 $K_{oc}$  - модуль коэффициента передачи цепи обратной связи,  
 $\varphi_y$  - фазовый сдвиг сигнала в усилителе,  
 $\varphi_{oc}$  - фазовый сдвиг сигнала в цепи обратной связи,  
 $n = 0, 1, 2, \dots$

Если условия самовозбуждения выполняются только на одной частоте, то выходной сигнал содержит только одну гармонику, т.е. является синусоидальным.

В качестве цепи обратной связи в генераторах можно использовать самые различные  $RC$ -цепи. Наиболее часто в схемах применяется частотно-зависимая  $RC$ -цепь по схеме моста Вина (рис. 3.27), имеющая резонансную частотную характеристику.

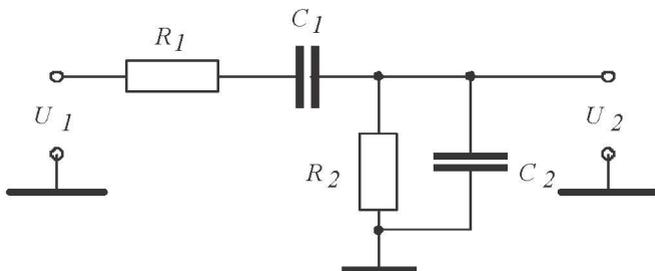


Рис. 3.27. Схема моста Вина

Для данной схемы

$$\overset{\circ}{I} = \frac{\overset{\circ}{U}_1}{R_1 + X_{c1} + \frac{R_2 X_{c2}}{R_2 + X_{c2}}};$$

$$\overset{\circ}{U}_2 = \overset{\circ}{I} \frac{R_2 X_{c2}}{R_2 + X_{c2}},$$

где  $X_{c1}$  и  $X_{c2}$  - реактивные сопротивления конденсаторов  $C1$  и  $C2$  соответственно.

В результате находится комплексный коэффициент передачи схемы

$$\overset{\circ}{K}_{oc} = \frac{\overset{\circ}{U}_2}{\overset{\circ}{U}_1} = \frac{R_2 X_{c2}}{R_1 R_2 + R_1 X_{c2} + R_2 X_{c1} + R_2 X_{c2} + X_{c1} X_{c2}}.$$

Если учесть, что

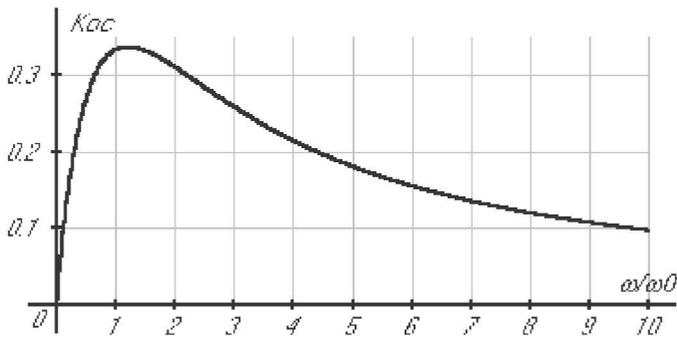
$$X_{c1} = \frac{j}{\omega C_1}, \quad X_{c2} = \frac{j}{\omega C_2},$$

где  $\omega$  - угловая частота колебаний,

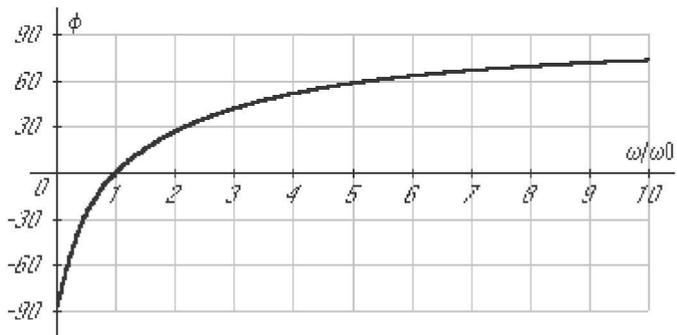
принять  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$  и обозначить  $RC = 1/\omega_0$ , то окончательное выражение для расчета зависимости коэффициента передачи схемы от частоты принимает вид

$$\overset{\circ}{K}_{oc} = \frac{j \frac{\omega}{\omega_0}}{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + 3j \frac{\omega}{\omega_0} - 1}. \quad (3.22)$$

На рис. 3.28 показаны графики частотных характеристик моста Вина в виде зависимостей модуля коэффициента усиления  $K_y$  и фазового сдвига  $\varphi$  от частоты.



а)



б)

Рис. 3.28. Частотные характеристики моста Вина:  
а) амплитудная, б) фазовая

На квазирезонансной частоте  $\omega = \omega_0$  коэффициент передачи сигнала принимает максимальное значение  $K_{oc} = 1/3$ , а фазовый сдвиг выходного сигнала относительно входного  $\phi_{oc} = 0$ .

Из условий баланса амплитуд и баланса фаз находим, что идеальная схема генератора синусоидальных колебаний с мостом Вина должна содержать неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления 3. Схема такого генератора изображена на рис. 3.29.

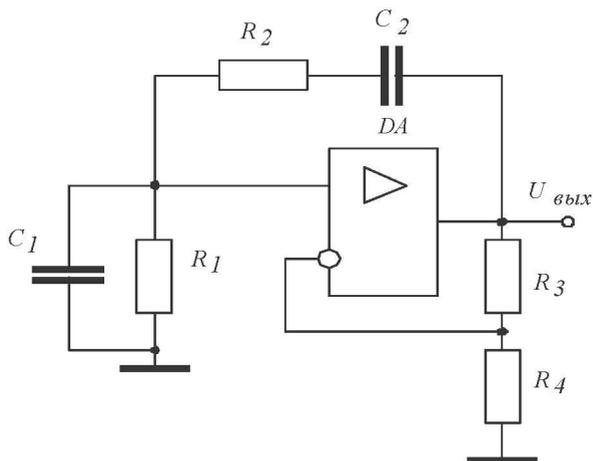


Рис. 3.29. Генераторы синусоидальных колебаний с мостом Вина

Баланс схемы достигается резисторами  $R_3$  и  $R_4$  при  $R_3 = 2R_4$ . На практике приведенная схема часто оказывается неработоспособной по той причине, что точно установить коэффициент усиления неинвертирующего усилителя равным 3, как правило, не удастся, а если он оказывается меньше 3, то колебания в схеме затухают. При коэффициенте больше трех колебания становятся расходящимися. Их амплитуда возрастает до тех пор, пока это допускает источник питания. Далее появляются нелинейные искажения, и сигнал изменяет свою форму и частоту. Для стабилизации колебаний в схему включаются дополнительные элементы. В схеме рис. 3.30 в качестве стабилизирующего элемента используются параллельно включенные диоды  $VD_1$  и  $VD_2$ . Дифференциальное сопротивление диода зависит от протекающего через него тока. При малых токах сопротивление велико, что гарантирует возникновение колебаний даже при  $R_3 / R_4 < 2$ .

## Схемы с положительной обратной связью

### Триггеры Шмитта

Схемы усилителей с цепью положительной обратной связи известны под названием триггера Шмитта.

При включении операционного усилителя с положительной обратной связью часть выходного напряжения через делитель напряжения поступает на его неинвертирующий вход (рис. 3.30).

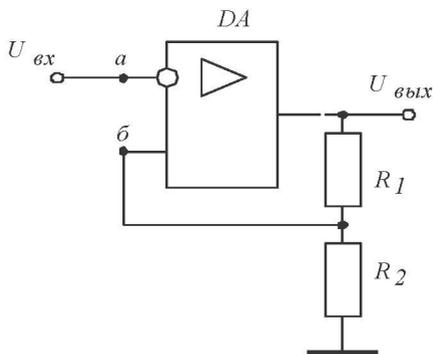


Рис. 3.30. Операционный усилитель с цепью положительной обратной связи

В данной схеме работа усилителя в активном режиме невозможна. Любое увеличение входного напряжения, поступающего на инвертирующий вход, приводит к увеличению дифференциального входного напряжения и уменьшению напряжения выходного. В результате уменьшается напряжение на неинвертирующем входе усилителя и вновь увеличивается дифференциальное входное напряжение. В результате ОУ неминуемо приходит в состояние насыщения. На его выходе может присутствовать либо напряжение  $U_{\text{макс}}^+$ , либо  $U_{\text{макс}}^-$ . Конкретное значение выходного напряжения зависит только от знака дифференциального напряжения на входах ОУ:

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} U_{\text{макс}}^+, & \text{при } U_{\Delta} > 0, \\ U_{\text{макс}}^-, & \text{при } U_{\Delta} < 0. \end{cases}$$

Дифференциальное напряжение, в свою очередь, зависит от входного напряжения схемы и коэффициента передачи делителя напряжения:

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

В результате имеем, что выходное напряжение в данной схеме также определяется величиной входного напряжения и параметрами делителя напряжения.

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} U_{\text{макс}}^+, & \text{при } U_{\text{вх}} < \gamma U_{\text{макс}}^+, \\ U_{\text{макс}}^-, & \text{при } U_{\text{вх}} > \gamma U_{\text{макс}}^-. \end{cases} \quad (3.23)$$

Уравнение (3.23) соответствует прямоугольной петле гистерезиса, показанной на рис. 3.31.

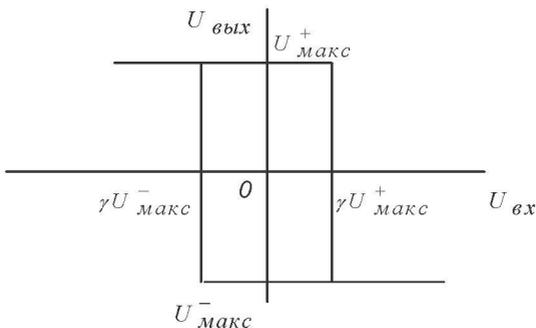


Рис. 3.31. Характеристика операционного усилителя с положительной обратной связью

Коэффициент усиления реального ОУ практически не влияет на величину выходного напряжения.

Аналогичная неинвертирующая схема триггера Шмитта изображена на рис. 3.32.

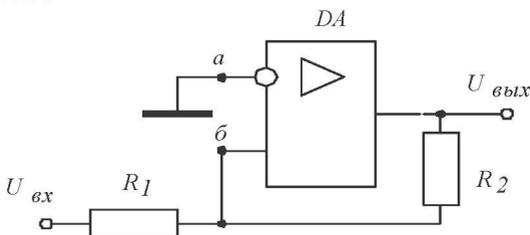


Рис. 3.32. Триггер Шмитта с неинвертирующей характеристикой

В данной схеме дифференциальное сопротивление операционного усилителя зависит от входного напряжения схемы и напряжения на выходе

$$U_{\partial} = U_{\text{вх}} - IR_1,$$

$$I = (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}) / (R_1 + R_2).$$

В результате имеем, что выходное напряжение определяется величиной входного напряжения и параметрами делителя напряжения.

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} U_{\text{макс}}^+, & \text{при } U_{\text{вх}} > U_{\text{макс}}^- \frac{R_1}{R_2}, \\ U_{\text{макс}}^-, & \text{при } U_{\text{вх}} < U_{\text{макс}}^+ \frac{R_1}{R_2}. \end{cases} \quad (3.24)$$

Уравнение (3.24) соответствует прямоугольной петле гистерезиса, показанной на рис. 3.33.

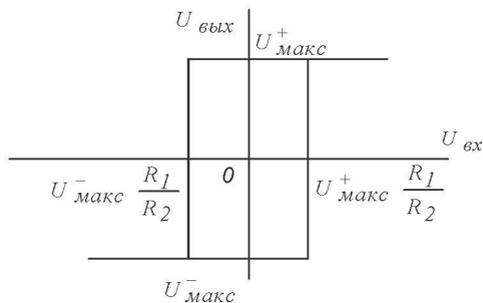


Рис. 3.33. Характеристика триггера Шмитта

### Мультивибраторы

Мультивибратором называется схема генератора, формирующая импульсы прямоугольной формы. Классическая схема на операционном усилителе изображена на рис. 3.34.

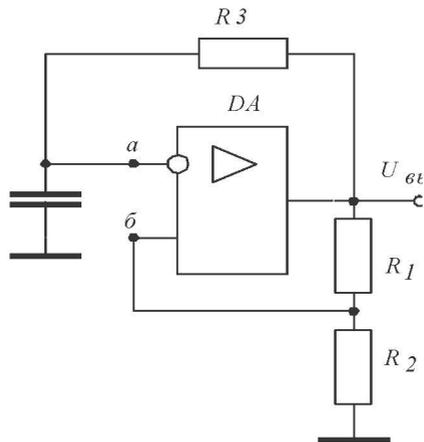


Рис. 3.34. Мультивибратор

В схеме операционный усилитель охвачен цепью положительной обратной связи, а конденсатор  $C$  перезаряжается с выхода ОУ через резистор  $R_3$  (рис. 3.35).

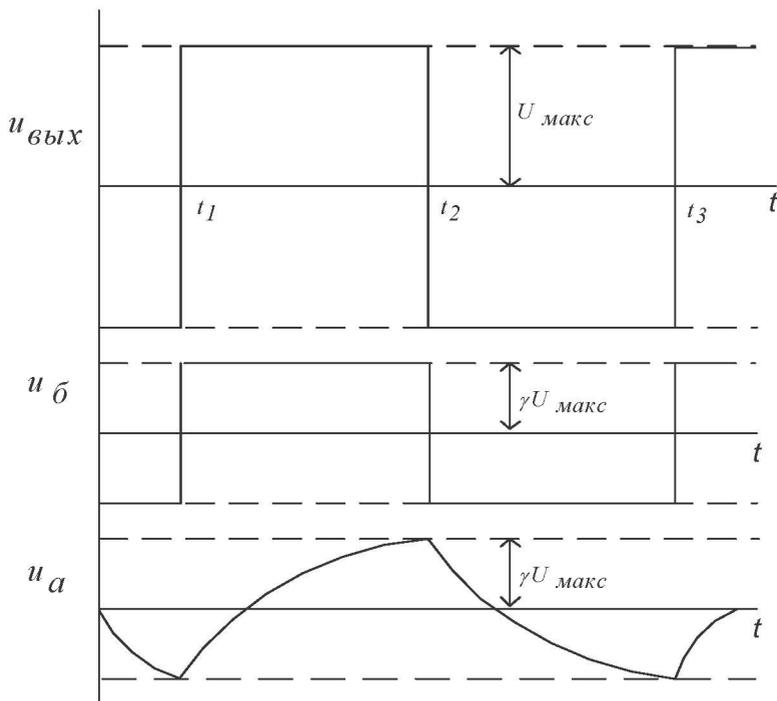


Рис. 3.35. Временные диаграммы работы мультивибратора

Переключения триггера происходят в моменты равенства напряжений на входах ОУ

$$U_a = U_b = \gamma U_{\text{макс}} = U_{\text{макс}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.25)$$

В интервале времени  $t_1 - t_2$  (рис. 3.35), по длительности соответствующем половине периода  $T$  выходного сигнала, напряжение на конденсаторе  $C$  изменяется по экспоненциальному закону:

$$U_a = -\gamma U_{\text{макс}} + U_{\text{макс}}(1 + \gamma)(1 - e^{-t/R_3 C}). \quad (3.26)$$

В момент  $t_2 = T/2$  имеем  $U_a = \gamma U_{\text{макс}}$ .

Из уравнения (3.26) с учетом (3.25) и последнего условия находим

$$T = 2R_3C \cdot \ln(1 + 2R_2 / R_1) . \quad (3.27)$$

Обычно при проектировании схемы принимается  $R_2 = R_1$ , тогда

$$T = 2R_3C \cdot \ln 3 \cong 2,2R_2C . \quad (3.28)$$

Несимметричная схема мультивибратора (рис. 3.36а) содержит две цепи перезаряда конденсатора, разделенные диодами  $VD1$  и  $VD2$ .

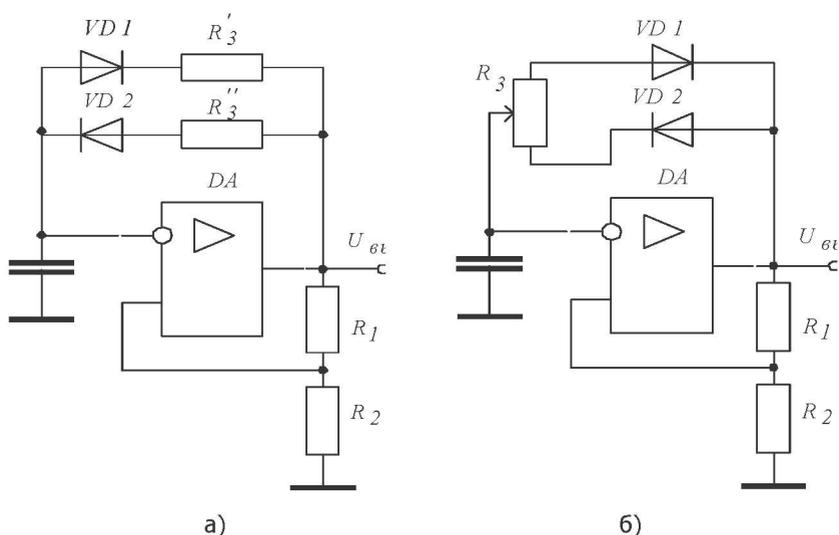


Рис. 3.36. Несимметричные мультивибраторы

Это обеспечивает разные по длительности периоды заряда и разряда конденсатора и, как следствие, различную длительность выходных импульсов положительной и отрицательной полярности.

В схеме рис. 3.37б регулировка длительности импульсов потенциометром  $R_3$  осуществляется при постоянном периоде.

Диод, включенный в схему мультивибратора параллельно конденсатору (рис. 3.37) переводит устройство в ждущий режим. Ждущий мультивибратор или одновибратор является схемой с одним устойчивым состоянием.

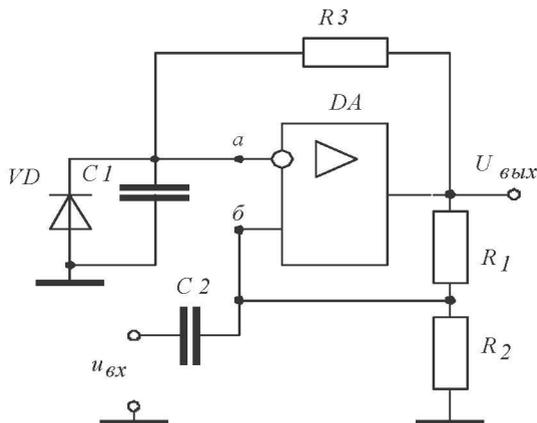


Рис. 3.37. Ждущий мультивибратор

При отрицательном выходном напряжении ОУ заряд конденсатора не происходит, напряжение на инвертирующем входе усилителя (точка а) равно падению напряжения на диоде, а напряжение на неинвертирующем входе (точка б) отрицательно. Такое состояние устойчиво; вывести схему из состояния равновесия может только входной сигнал.

Импульс  $u_{вх}$  вызывает заряд конденсатора  $C2$  и, на время заряда, смену полярности напряжения на неинвертирующем входе операционного усилителя (момент  $t_1$  на рис. 3.38). Триггер Шмитта на операционном усилителе  $DA$  опрокидывается и с выхода усилителя через резистор  $R3$  происходит заряд времязадающего конденсатора  $C1$ .

Конденсатор заряжается по экспоненциальному закону

$$U_б = U_{макс}(1 - e^{-t/R_3C_1}), \quad (3.29)$$

но в момент  $t_2$  потенциал точки б сравнивается с потенциалом точки а

$$U_а = U_б = \gamma U_{макс} = U_{макс} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.30)$$

и триггер возвращается в исходное состояние.

Длительность импульса  $T_u$  определяется решением уравнений (3.29, 3.30) при  $t = T_u$

$$T_u = R_3C_1 \ln(1 + R_2/R_1) \quad (3.31)$$

При  $R_1 = R_2$  имеем

$$T_u = R_3 C \ln 2 \cong 0,7 R_3 C_1 \quad (3.32)$$

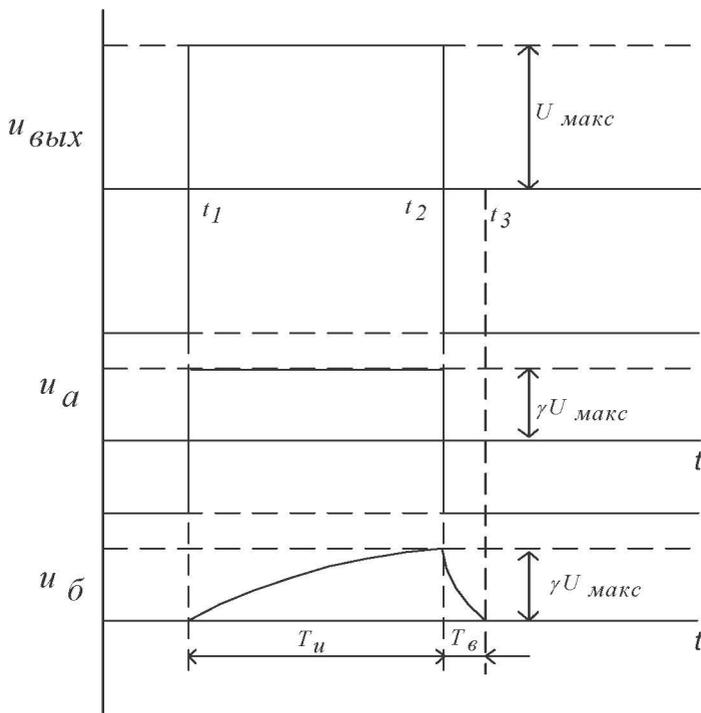


Рис. 3.38. Временные диаграммы работы ждущего мультивибратора

Схема возвращается в исходное положение при разряде конденсатора. Время разряда (время восстановления схемы)  $t$  определяется как решение уравнения разряда

$$U_{б} = \gamma U_{макс} - U_{макс} (1 + \gamma) (1 - e^{-t/R_3 C_1})$$

при конечных условиях  $t = T_{б}$ ,  $U_{б} = 0$ .

В результате

$$T_{б} = R_3 C_1 \ln \left( 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right). \quad (3.33)$$

Обычно принимается  $R_2 = R_1$  и

$$T_{б} = R_3 C_1 \ln 1,5 \cong 0,5 R_3 C_1 \quad (3.32)$$

Время восстановления схемы всегда меньше длительности импульса. Повторный запуск схемы в период разряда конденсатора приведет к формированию импульса с длительностью меньше расчетной.

### Генераторы импульсов треугольной формы

Сигнал треугольной формы формируется генератором, соединяющим в себе триггер Шмитта и интегратор (рис. 3.39).

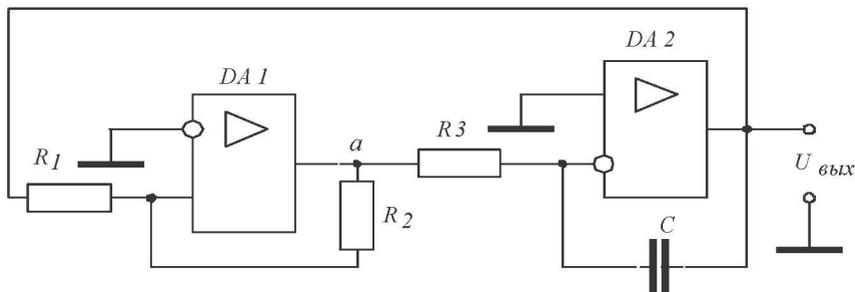


Рис. 3.39. Генератор импульсов треугольной формы

Если напряжение на выходе триггера Шмитта  $DA1$  положительно  $U_a = U_{макс}$ , а конденсатор  $C$  разряжен, то напряжение на выходе интегратора  $DA2$  изменяется в функции времени по линейному закону (рис. 3.40)

$$U_{вых} = \frac{1}{R_3 C} \int_0^t U_{макс} \delta T = \frac{U_{макс}}{R_3 C} t + U_{нач}, \quad (3.33)$$

где  $U_{нач}$  - начальное значение выходного напряжения (равно 0 при разряженном конденсаторе).

При достижении  $U_{вых}$  напряжения срабатывания триггера

$$U_{вых} = -\frac{R_1}{R_2} U_{макс}$$

последний переключается и напряжение на выходе  $DA1$  начинает нарастать с той же постоянной времени. Полупериод колебаний  $T/2 = t_2 - t_1$  определяется из уравнения (3.31) как время, в течение

которого выходное напряжение изменится от начального значения

$$U_{\text{вых}} = -\frac{R_1}{R_2}U_{\text{макс}} \text{ до конечного } U_{\text{вых}} = \frac{R_1}{R_2}U_{\text{макс}}.$$

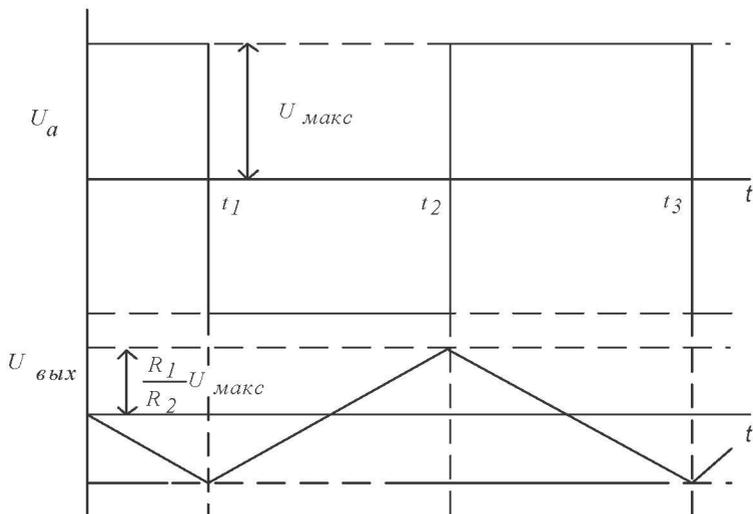


Рис. 3.40. Временные диаграммы работы генератора импульсов треугольной формы

В результате

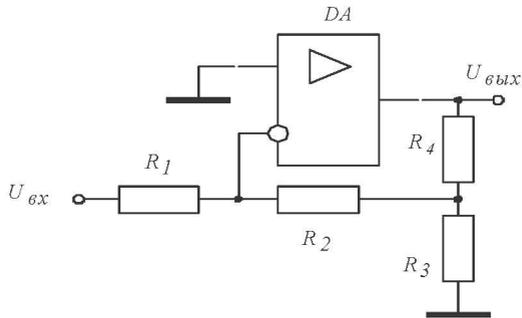
$$T = \frac{4R_1R_3C}{R_1 + R_2}. \quad (3.34)$$

В рассмотренном генераторе все параметры выходного сигнала легко регулируются элементами схемы. Несложные изменения в схеме позволяют сделать выходное напряжение несимметричным. Например, диод, включенный параллельно резистору  $R_3$  может создать второй путь перезаряда конденсатора и схем начнет генерировать так называемое пилообразное или линейно-изменяющееся напряжение. При положительном напряжении на выходе  $DA1$  перезаряд конденсатора происходит за незначительное время через диод  $VD$ .

### Упражнения

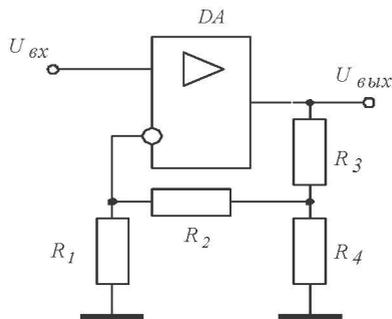
3.1. Рассчитать выходное напряжение схемы при  $U_{\text{вх}} = 0,01\text{В}$ ,  $R_1 = R_2 = 20\text{кОм}$ ,  $R_3 = R_4 = 10\text{кОм}$ . Максимальное

значение выходного напряжения операционного усилителя принять равным  $10В$ .



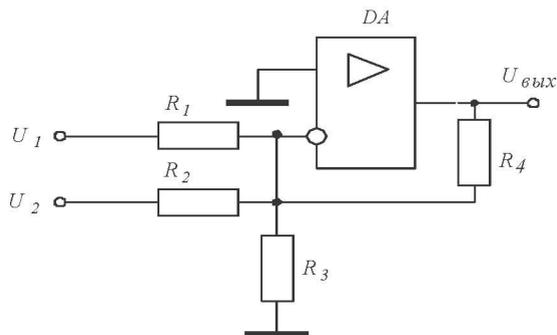
Задача 3.1.

3.2. Рассчитать выходное напряжение схемы при  $U_{вх} = 0,01В$ ,  $R_1 = R_2 = 10кОм$ ,  $R_3 = R_4 = 20кОм$ . Максимальное значение выходного напряжения операционного усилителя принять равным  $10В$ .



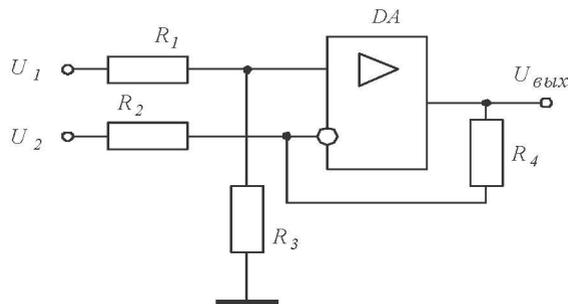
Задача 3.2.

3.3. Рассчитать выходное напряжение схемы при  $U_1 = 1В$ ,  $U_2 = 2В$ ,  $R_1 = R_3 = 10кОм$ ,  $R_2 = R_4 = 20кОм$ . Максимальное значение выходного напряжения операционного усилителя принять равным  $10В$ .



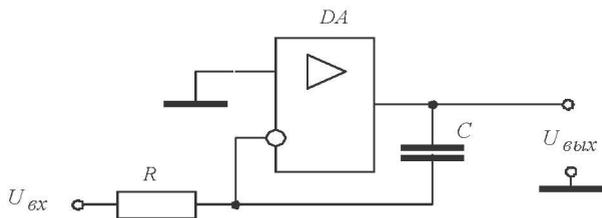
Задача 3.3.

3.4. Рассчитать выходное напряжение схемы при  $U_1 = 1В$ ,  $U_2 = 2В$ ,  $R_1 = R_3 = 10кОм$ ,  $R_2 = R_4 = 20 кОм$ . Максимальное значение выходного напряжения операционного усилителя принять равным  $10В$ .



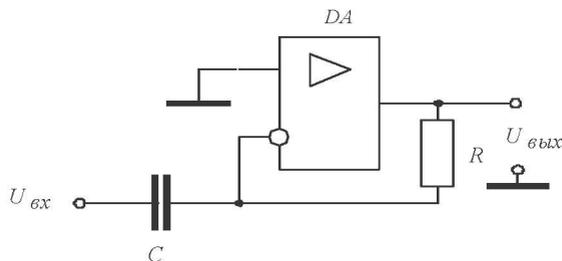
Задача 3.4.

3.5. Построить график изменения выходного напряжения схемы при синусоидальном входном сигнале с амплитудой  $1 В$  и частотой  $50 Гц$ . Сопротивление  $R = 1кОм$ , емкость конденсатора  $C = 2 мкФ$ . Начальное значение выходного напряжения принять равным  $0$ , максимальное значение выходного напряжения операционного усилителя равно  $10В$ .



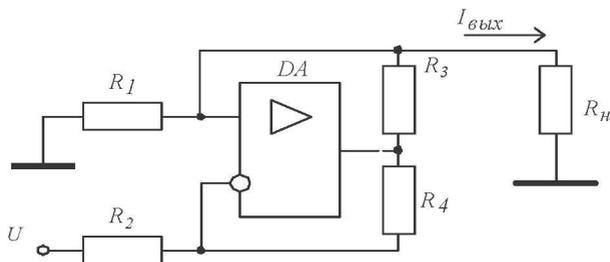
Задача 3.5.

3.6. Построить график изменения выходного напряжения схемы при синусоидальном входном сигнале с амплитудой  $1\text{ В}$  и частотой  $50\text{ Гц}$ . Сопротивление  $R = 1\text{ кОм}$ , емкость конденсатора  $C = 2\text{ мкФ}$ . Начальное значение выходного напряжения принять равным  $0$ , максимальное значение выходного напряжения операционного усилителя равно  $10\text{ В}$ .



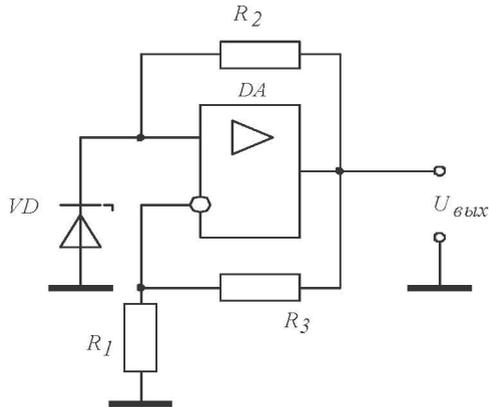
Задача 3.6.

3.7. Рассчитать выходное напряжение схемы при  $U = 1\text{ В}$ ,  $R_1 = R_2 = 10\text{ кОм}$ ,  $R_3 = R_4 = R_H = 20\text{ кОм}$ . Максимальное значение выходного напряжения операционного усилителя принять равным  $10\text{ В}$ .



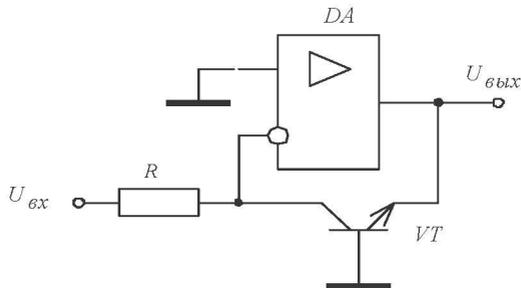
Задача 3.7.

3.8. Рассчитать выходное напряжение схемы при  $R_1 = R_3 = 10 \text{ кОм}$ ,  $R_2 = 2 \text{ кОм}$ . Напряжение стабилизации стабилитрона  $U_{CT} = 3,3 \text{ В}$ , минимальный ток стабилизации  $1 \text{ мА}$ . Максимальное значение выходного напряжения операционного усилителя равно  $10 \text{ В}$ .



Задача 3.8.

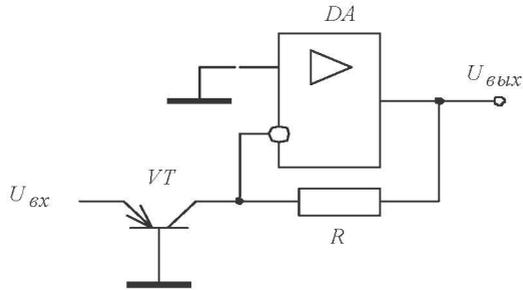
3.9. Рассчитать выходное напряжение схемы при  $U_{BX} = 1 \text{ В}$ ,  $R = 10 \text{ кОм}$ . Коэффициент усиления транзистора принять равным  $100$ , обратный ток коллектора  $0,1 \text{ мкА}$ . Максимальное значение выходного напряжения операционного усилителя  $10 \text{ В}$ .



Задача 3.9.

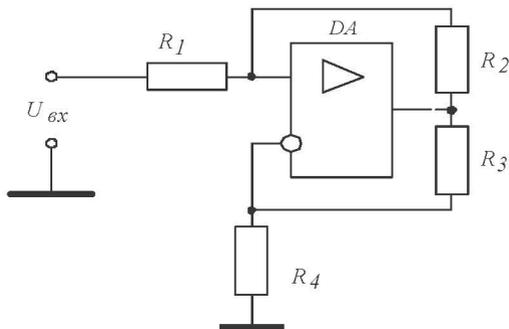
3.10. Рассчитать выходное напряжение схемы при  $U_{BX} = 0,1 \text{ В}$ ,  $R = 10 \text{ кОм}$ . Коэффициент усиления транзистора принять равным  $100$ , обратный ток коллектора  $0,1 \text{ мкА}$ .

Максимальное значение выходного напряжения операционного усилителя  $10B$ .



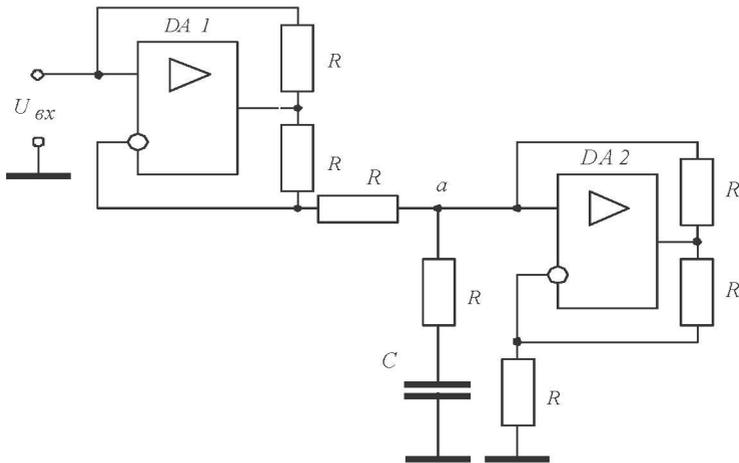
Задача 3.10.

3.11. Рассчитать входное сопротивление схемы при  $U_{BX} = 1B$ ,  $R_1 = 5k\Omega$ ,  $R_2 = R_3 = R_4 = 2k\Omega$ . Максимальное значение выходного напряжения операционного усилителя принять равным  $10B$ .



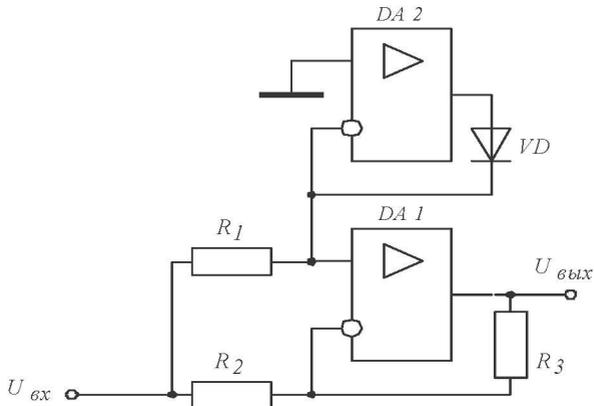
Задача 3.11.

3.12. Рассчитать эквивалентную индуктивность схемы при частоте входного сигнала  $1kГц$ ,  $R = 1k\Omega$ ,  $C = 100нф$ .



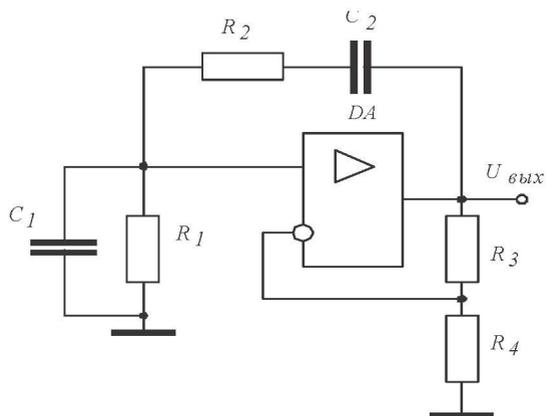
Задача 3.12.

3.13. Построить график изменения выходного напряжения схемы при синусоидальном входном сигнале с амплитудой  $1В$  и частотой  $50 Гц$  при  $R_1 = 10 кОм$ ,  $R_2 = 30 кОм$ ,  $R_3 = 20 кОм$ . Максимальное значение выходного напряжения операционного усилителя принять равным  $10В$ .



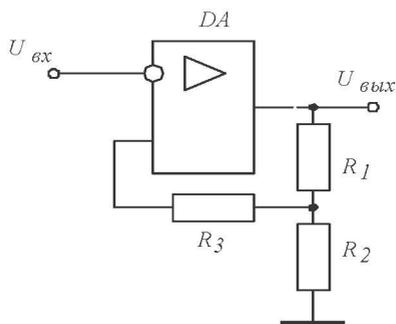
Задача 3.13.

3.14. Рассчитать генератор синусоидальных колебаний по приведенной схеме. Генератор должен обеспечить формирование выходного напряжения частотой  $1кГц$ .



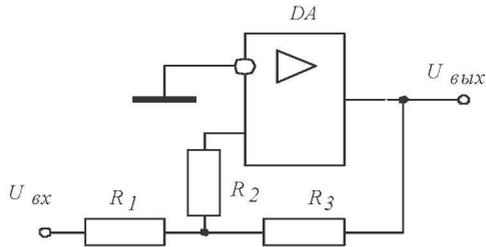
Задача 3.14.

3.15. Построить зависимость выходного напряжения схемы от входного при  $R_1 = R_2 = 10 \text{ кОм}$ ,  $R_3 = 20 \text{ кОм}$ . Максимальное значение выходного напряжения операционного усилителя принять равным  $10 \text{ В}$ .



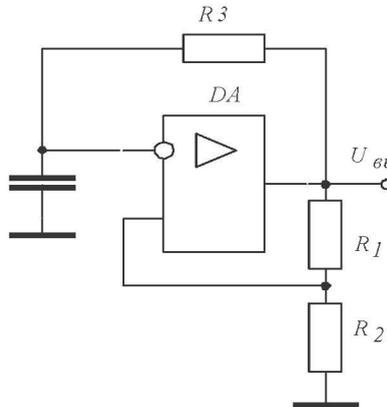
Задача 3.15.

3.16. Построить зависимость выходного напряжения схемы от входного при  $R_1 = R_2 = 10 \text{ кОм}$ ,  $R_3 = 20 \text{ кОм}$ . Максимальное значение выходного напряжения операционного усилителя принять равным  $10 \text{ В}$ .



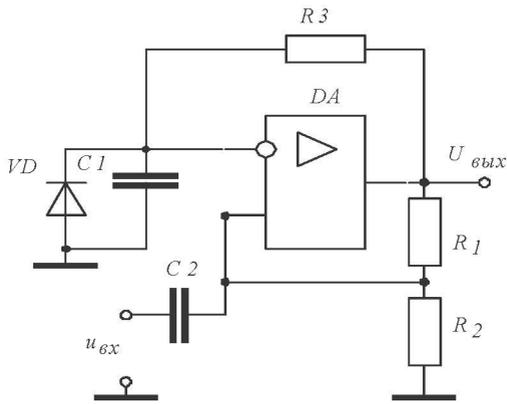
Задача 3.16.

3.17. Рассчитать мультивибратор по приведенной схеме. Генератор должен обеспечить формирование выходного напряжения частотой  $1\text{кГц}$ . Максимальное значение выходного напряжения операционного усилителя принять равным  $10\text{В}$ .



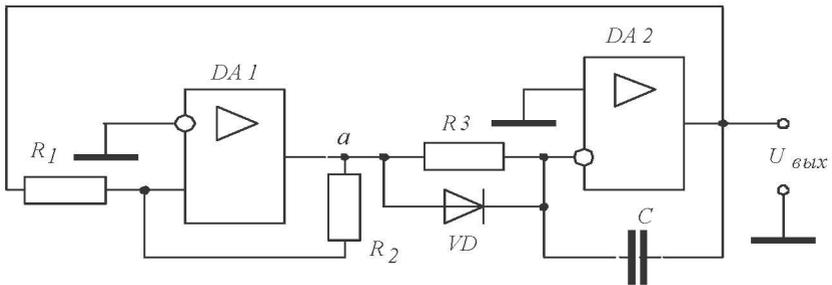
Задача 3.17.

3.18. Рассчитать параметры ждущего мультивибратора по приведенной схеме, обеспечивающего формирование импульса длительностью  $10\text{ мс}$ . Определить время восстановления схемы.



Задача 3.18.

3.19. Рассчитать период выходного сигнала схемы при  $C = 1 \text{ мкФ}$ ,  $R_1 = R_2 = 10 \text{ кОм}$ ,  $R_3 = 20 \text{ кОм}$ . Падение напряжения на диоде принять равным 0.



Задача 3.19.

## Литература

1. Прохончуков, С.Р. Основы электроники: курс лекций/ С.Р.Прохончуков, О.Я.Кравец. - Воронеж: Центрально-Черноземное книжное издательство, 2000.- 189 с.
2. Водовозов, А.М. Схемотехника: Учеб. пособие/ А.М.Водовозов .- Вологда: ВоПИ, 1995.- 85 с.
3. Кауфман, М. Практическое руководство по расчету схем в электронике: Справочник/ М.Кауфман, А.Г.Сидман. - М.: Энергоатомиздат, 1991.- 368 с.
4. Гутников, В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах/ В.С.Гутников.- Л.: Энергоатомиздат, 1988.- 304 с.
5. Хоровиц, П. Искусство схемотехники: Пер. с англ./ П.Хоровиц, У.Хилл. В 2 т. Т1: - М.: Мир, 1983.- т.1. - 598 с.
6. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство/ У.Титце., К.Шенк.- М.: Мир, 1982.- 512 с.
7. Лачин, В.И. Электроника: Учеб. пособие/ В.И.Лачин, Н.С.Савелов.- Ростов н/Д: Феникс, 2002. – 576 с.
8. Валенко В.С. Полупроводниковые приборы и основы схемотехники электронных устройств/ В.С.Валенко.- М.: Издательский дом «Додека-XXI», 2001.- 368 с.
9. Машу, Жан-Франсуа. Путеводитель по электронным компонентам/ Ж.-Ф. Машу.- М.: Издательский дом «Додека XXI», 2001.- 176 с.
10. Интегральные схемы: Операционные усилители.- М.: Физматлит, 1993. – 240 с.
11. Операционные усилители: справочник.- М.: Патриот, 1996.- 192с.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ .....	3
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ.....	4
1.1. ДИОДЫ.....	4
Устройство и характеристики .....	4
Выпрямительные диоды, столбы и блоки .....	8
Импульсные диоды .....	10
Варикапы.....	11
Стабилитроны и стабисторы .....	11
Упражнения.....	13
1.2. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ.....	17
Устройство и характеристики .....	17
Классификация .....	19
Упражнения.....	20
1.3. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ.....	23
Полевые транзисторы с р-п- переходом.....	24
МОП-транзисторы с встроенным каналом .....	27
МОП-транзисторы с индуцированным каналом.....	29
Упражнения.....	30
1.4. СОСТАВНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ.....	33
Схема Дарлингтона .....	34
Комплементарная схема Дарлингтона .....	35
Схема Дарлингтона на полевом и биполярном транзисторах .....	35
Упражнения.....	36
1.5. ТИРИСТОРЫ .....	39
Устройство и характеристики .....	39
1.6. ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ .....	43
Фотодиоды .....	44
Фототранзисторы.....	46
Светодиоды .....	47
Оптроны .....	48
2. ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА.....	49
2.1. ВЫПРЯМИТЕЛИ .....	49
Однофазный мостовой выпрямитель .....	49
Фильтрация выходного напряжения .....	51
Умножители напряжения .....	53
Упражнения.....	56

2.2. ИСТОЧНИКИ ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ .....	58
Параметрический источник напряжения .....	58
Упражнения.....	59
2.3. ИСТОЧНИКИ ТОКА .....	60
Схема на биполярном транзисторе .....	60
Токовое зеркало .....	62
Схемы на полевых транзисторах.....	64
Упражнения.....	66
2.4. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ .....	70
Общие положения .....	70
Каскады усилителей напряжения.....	72
Повторители напряжения .....	75
Дифференциальные усилители .....	81
Упражнения.....	85
<b>3. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ .....</b>	<b>88</b>
3.1. СВОЙСТВА И ПАРАМЕТРЫ.....	88
Основные параметры.....	90
Классификация.....	93
Идеальный операционный усилитель .....	93
3.2. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ.....	94
Схемы с отрицательной обратной связью .....	94
Схемы с положительной обратной связью.....	118
Упражнения.....	127
Литература .....	137