

5. Источники питания

В физической лаборатории чаще всего встречаются источники питания, представляющие собой последовательно включенные выпрямитель и стабилизатор напряжения (рис. 5.1).

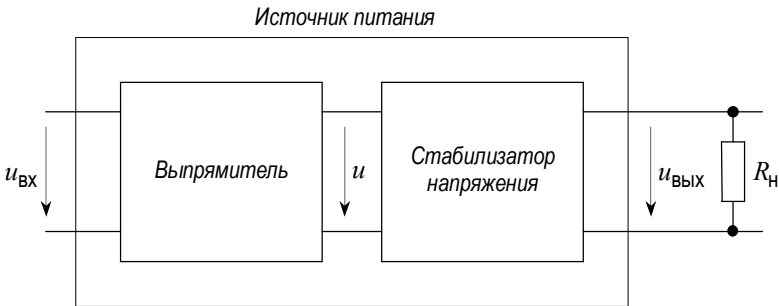


Рис. 5.1

Выпрямитель осуществляет преобразование переменного напряжения $u_{ВХ}$ в постоянное напряжение U (U — постоянная составляющая напряжения u на выходе выпрямителя). Функция стабилизатора напряжения заключается в том, чтобы сделать напряжение $u_{ВЫХ}$ на выходе практически не зависящим от сопротивления нагрузки $R_{Н}$ или, что то же самое, от тока, потребляемого нагрузкой от источника питания.

5.1. Выпрямители

5.1.1. Однополупериодный выпрямитель

На рис. 5.2 приведена схема простейшего выпрямителя.

Когда амплитуда входного напряжения $u_{ВХ} = U_{ВХ.m} \cos \omega t$ много больше напряжения на открытом полупроводниковом диоде ($U_{ВХ.m} \gg 0.6 \dots 0.7$ В для кремниевого диода), схема в целом ведет себя так, как если бы диод был идеальным и его вольт-амперная характеристика имела вид ломаной линии, сливающейся с осью абсцисс в области отрицательных напряжений (рис. 5.3а,б; r_{VD} — сопротивление диода в прямом направлении).

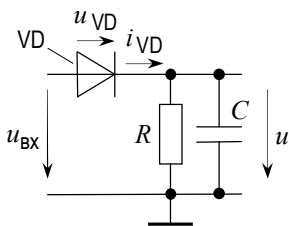


Рис. 5.2

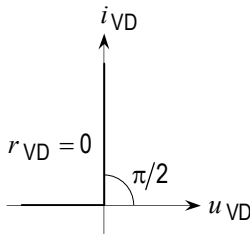


Рис. 5.3а

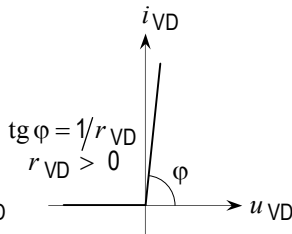


Рис. 5.3б

Идеальный диод с равным нулю сопротивлением в прямом направлении

Если вольт-амперная характеристика диода в схеме выпрямителя имеет вид, указанный на рис. 5.3а, то в течение части периода переменного напряжения $u_{BX}(t)$ выходное напряжение выпрямителя $u(t)$, показанное на временной диаграмме жирной линией (рис. 5.4), сливается с входным; на этом отрезке времени диод ведет себя как короткое замыкание. В другой части периода диод заперт, обеспечивая разрыв между входом и выходом, так что конденсатору C не остается ничего, кроме как разряжаться на резистор R по экспоненте.

На рис. 5.5 соотношение между входным и выходным напряжениями изображено в более крупном масштабе ($T = 2\pi/\omega$). Найдем момент времени t' , когда происходит отрыв выходного напряжения от входного.

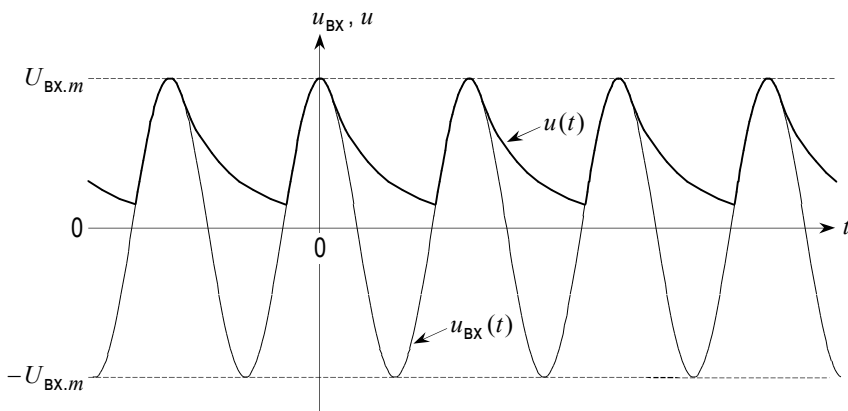


Рис. 5.4

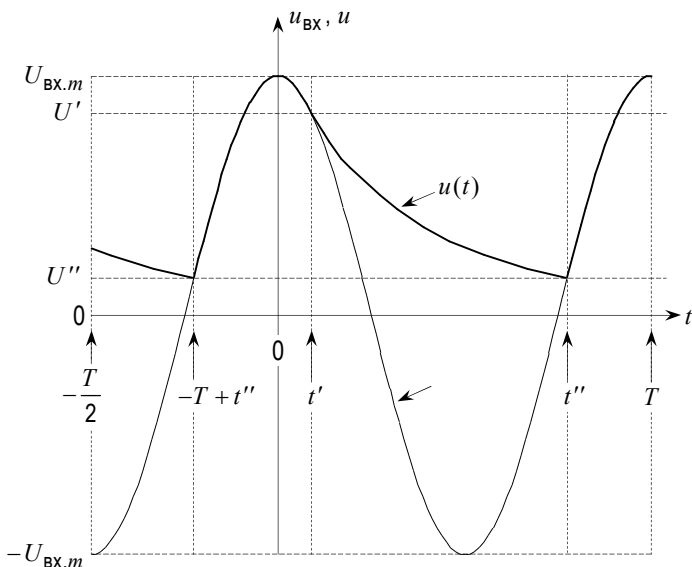


Рис. 5.5

На рис. 5.6 кружочками со знаком «минус» обозначены носители заряда (электроны), а пунктирными линиями со стрелкой – пути их перемещения. Ток, текущий по резистору R , образуют электроны, перемещающиеся по нему от «минуса» к «плюсу». В пределах интервала $(-T+t'', 0)$ происходит увеличение напряжения на конденсаторе в результате оттока электронов с верхней на рисунке пластины конденсатора C . Вместе эти два потока образуют ток диода на данном отрезке времени.

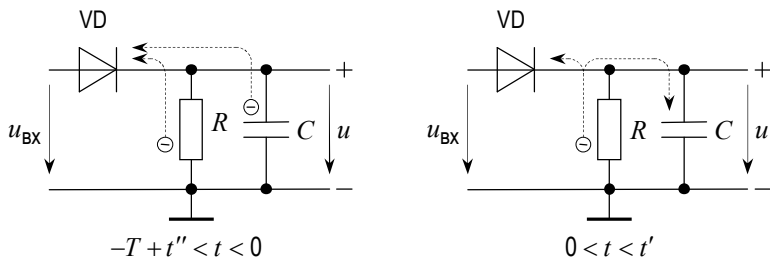


Рис. 5.6

При $0 < t < t'$ напряжение на выходе, оставаясь совпадающим со входным напряжением, уменьшается; при этом поток электронов, перемещаю-

щихся по резистору R , разделяется на ток, по-прежнему текущий через диод, и на поток электронов, поступающих на верхнюю пластину конденсатора C , без чего напряжение на конденсаторе не могло бы уменьшаться. Следовательно, в каждый момент времени в пределах интервала $(0, t')$ ток, текущий через резистор R , должен быть не меньше тока, необходимого для разряда конденсатора C :

$$\frac{u(t)}{R} \geq C \left| \frac{du(t)}{dt} \right|.$$

Подставляя $u(t) = U_{\text{вх.м}} \cos \omega t$ и выбирая в этом соотношении знак равенства, находим значение $t = t'$, при котором ток через диод становится равным нулю (диод запирается), так как весь ток, текущий по резистору R , необходим для разряда конденсатора C с нужной скоростью:

$$t' = \frac{1}{\omega} \operatorname{arctg}(\omega \tau), \quad \tau = RC.$$

При $t' < t < t''$

$$u(t) = U' \cdot e^{-(t-t')/\tau}, \quad U' \equiv u(t') = U_{\text{вх.м}} \cos \omega t'.$$

Момент t'' находится как решение уравнения

$$U' \cdot e^{-(t-t')/\tau} = U_{\text{вх.м}} \cos \omega t$$

относительно переменной t на отрезке времени между $T - T/4$ и T .

(В точке t' имеет место *сопряжение* косинусоиды $U_{\text{вх.м}} \cos \omega t$ и экспоненты $U' \exp[-(t-t')/\tau]$; в момент $t = t'$ производные этих двух функций равны.)

Идеальный диод с неравным нулю сопротивлением в прямом направлении

В случае, когда вольт-амперная характеристика диода в схеме выпрямителя является такой, как показано на рис. 5.3б, в установившемся режиме (спустя длительное время после того, как на вход начинает поступать переменное напряжение) в схеме поочередно происходят заряд и разряд конденсатора C , чему соответствуют части $u_1(t)$ и $u_2(t)$ выходного напряжения, изображенного на рис. 5.7 и 5.8 жирной линией.

Обычно параметры схемы выпрямителей бывают выбраны такими, что заряд конденсатора C происходит в течение малой доли периода переменного напряжения на входе. Функция $u_1(t)$ может быть, в принципе, найдена, как решение дифференциального уравнения для напряжения на выходе интегрирующей цепочки, образованной сопротивлением открытого диода $r_{\text{вд}}$ и емкостью конденсатора C , когда на входе этой интегрирующей цепочки

действует переменное напряжение $u_{\text{BX}} = U_{\text{BX.m}} \cos \omega t$. Обычно $r_{\text{VD}} \ll R$, поэтому сопротивление резистора R при анализе процесса заряда конденсатора C на интервале $-T + t'' < t < 0$ можно не учитывать.

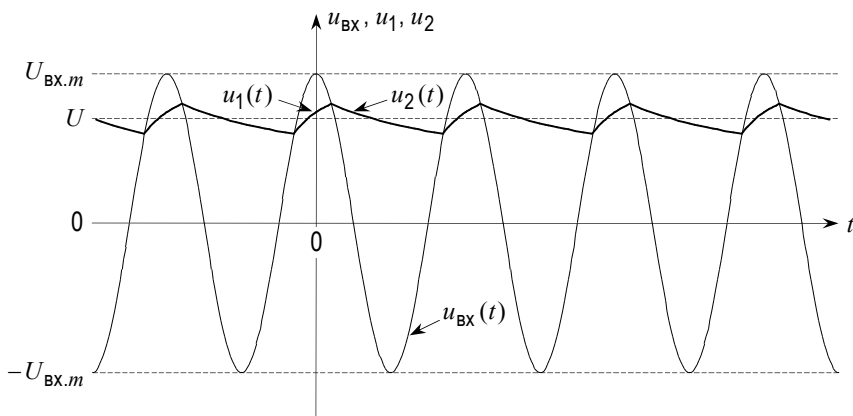


Рис. 5.7

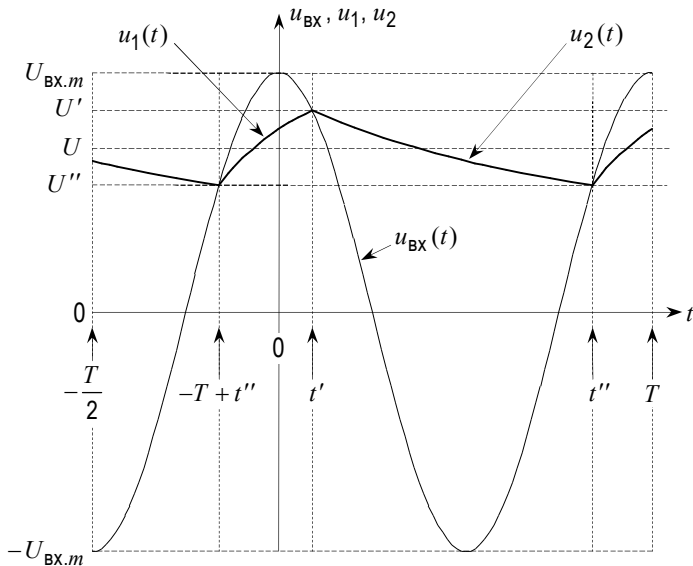


Рис. 5.8

На отрезке времени от t' до t'' диод заперт и конденсатор C разряжается через резистор R :

$$u_2(t) = U' e^{-t/\tau},$$

где, как и ранее, $\tau = RC$; в реальных схемах выпрямителей чаще всего $\tau \gg T$.

Таким образом, напряжение на выходе выпрямителя является периодическим повторением (с периодом $T = 2\pi/\omega$) объединения $u_1(t)$ и $u_2(t)$:

$$u(t) = \begin{cases} u_1(t), & t \in (-T + t'', t'), \\ u_2(t), & t \in (t', t''). \end{cases}$$

Полезным результатом действия выпрямителя служит образование на выходе постоянного напряжения U , представляющего собой среднее значение $u(t)$:

$$U = \frac{1}{T} \left(\int_{-T+t''}^{t'} u_1(t) dt + \int_{t'}^{t''} u_2(t) dt \right).$$

Небольшие колебания $u(t)$ относительно U называют *пульсациями*. Можно сказать, что напряжение на выходе выпрямителя равно сумме постоянной составляющей U и пульсаций $\delta u(t)$:

$$u(t) = U + \delta u(t), \quad \delta u(t) = \begin{cases} u_1(t) - U, & t \in (-T + t'', t'), \\ u_2(t) - U, & t \in (t', t''). \end{cases}$$

На практике всегда желательно, чтобы пульсации напряжения на выходе выпрямителя были как можно меньшими.

Относительная величина пульсаций

Согласно рис. 5.8 $U' = \max u(t)$ и $U'' = \min u(t)$, поэтому естественно называть величину $(U' - U'')/2$ амплитудой пульсаций $\delta u(t)$. Отношение амплитуды пульсаций к постоянной составляющей U напряжения на выходе выпрямителя носит название коэффициента пульсаций $k_{\delta u}$. Если $t' - (-T + t'') \ll T$ и $\tau \gg T$, то для U' и U'' справедливы следующие два приближенных равенства:

$$U'' = U' \cdot e^{-(t''-t')/\tau} \approx U' \cdot e^{-T/\tau},$$

$$U \approx (U' + U'')/2.$$

Рассматривая приведенные соотношения как систему из двух уравнений относительно двух переменных U' и U'' , находим значения этих величин, выраженные через постоянную составляющую U выходного напряжения:

$$U' = \frac{2U}{1 + \exp(-T/\tau)},$$

$$U'' = \frac{2U \exp(-T/\tau)}{1 + \exp(-T/\tau)}.$$

Поэтому

$$k_{\delta u}(\text{def}) = \frac{(U' - U'')/2}{U} = \frac{1 - \exp(-T/\tau)}{1 + \exp(-T/\tau)} = \text{th}(0.5 \cdot T/\tau). \quad (5.0)$$

При $\tau = 10 \cdot T$ коэффициент пульсаций $k_{\delta u}$ приблизительно равен 0.05.

Постоянное напряжение на выходе выпрямителя

Постоянную составляющую U напряжения на выходе выпрямителя проще всего найти, предположив, что пульсации пренебрежимо малы и ими можно пренебречь (например, благодаря большой емкости конденсатора C). В этом случае выходное напряжение u в течение всего времени остается практически постоянным, равным U , и напряжение u_{VD} на диоде является входным напряжением $u_{BX}(t)$, сдвинутым в сторону отрицательных значений на величину U (рис. 5.9 и 5.10):

$$u_{VD}(t) = U_{BX.m} \cos \omega t - U.$$

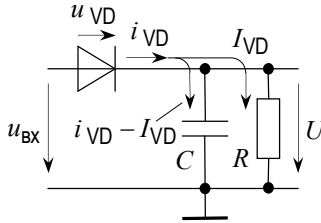


Рис. 5.9

Коль скоро вольт-амперная характеристика диода такая, как показано на рис. 5.3б, диод открыт и по нему течет ток $i_{VD}(t)$ только в той части периода колебаний входного напряжения, в пределах которой $u_{VD} > 0$, поэтому импульсы тока диода имеют форму отрезков косинусоиды. Постоянное напряжение на выходе есть результат протекания постоянной составляющей I_{VD} тока диода по резистору R :

$$U = I_{VD} \cdot R; \quad (5.1)$$

по отношению к остальным составляющим тока диода конденсатор C служит коротким замыканием.

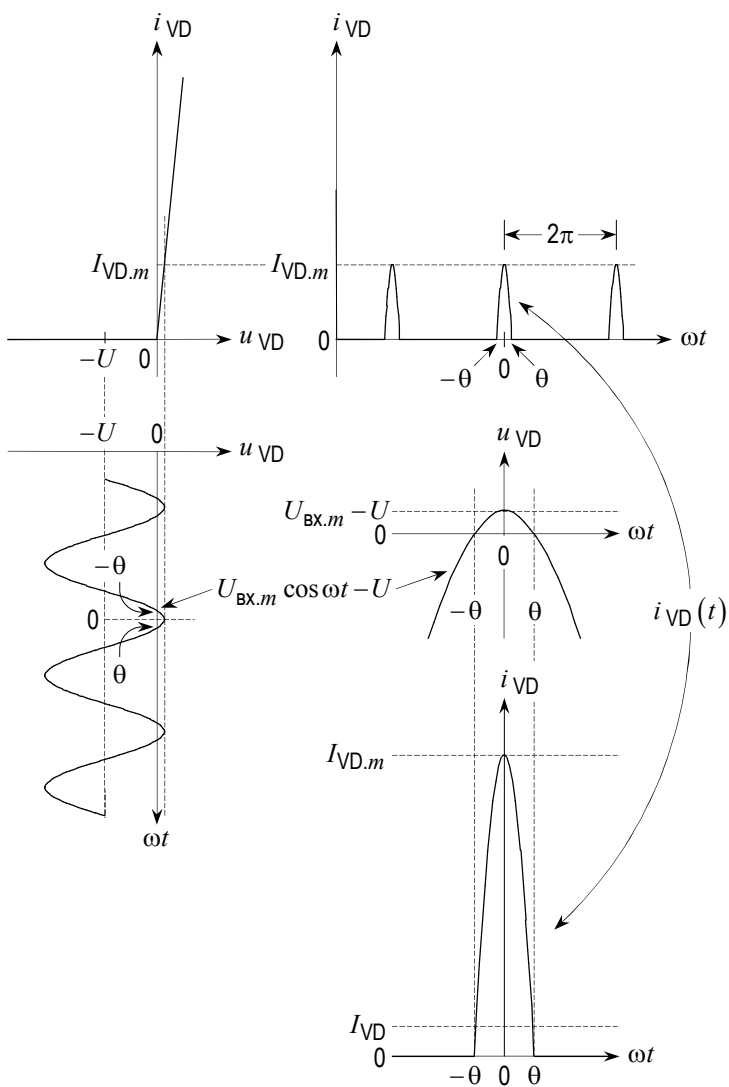


Рис. 5.10

Пусть $-\theta$ и θ – значения ωt , при которых $u_{VD}(t)$ пересекает ось $u_{VD}=0$. В эти моменты времени диод находится на границе отпирания/запирания и напряжение U на выходе равно мгновенному значению входного напряжения:

$$U = U_{Bx.m} \cos \theta. \quad (5.2)$$

На интервале значений ωt от $-\theta$ до θ ток диода i_{VD} равен u_{VD}/r_{VD} , где r_{VD} – сопротивление диода в прямом направлении. Поэтому

$$I_{VD} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} \frac{u_{VD}(\omega t)}{r_{VD}} d(\omega t) = \frac{1}{2\pi r_{VD}} \int_{-\theta}^{\theta} (U_{Bx.m} \cos \omega t - U) d(\omega t). \quad (5.3)$$

Из (5.1) – (5.3) следует, что величина θ , называемая *углом отсечки*, должна удовлетворять уравнению

$$U_{Bx.m} \cos \theta = \frac{R}{2\pi r_{VD}} \int_{-\theta}^{\theta} (U_{Bx.m} \cos \omega t - U_{Bx.m} \cos \theta) d(\omega t)$$

или

$$1 = \frac{R}{\pi r_{VD}} (\operatorname{tg} \theta - \theta).$$

У хорошего выпрямителя постоянное напряжение на выходе U близко к амплитуде входного напряжения $U_{Bx.m}$, то есть угол отсечки θ мал. При малых значениях аргумента для тангенса справедливо приближение: $\operatorname{tg} \theta \approx \theta + \theta^3/3$. В этом случае

$$\theta \approx \sqrt[3]{\frac{3\pi r_{VD}}{R}}$$

и

$$U \approx U_{Bx.m} \cos \left(\sqrt[3]{\frac{3\pi r_{VD}}{R}} \right).$$

Постоянное напряжение U на выходе тем ближе к амплитуде входного напряжения $U_{Bx.m}$, чем больше сопротивление резистора R по сравнению с сопротивлением диода в прямом направлении.

5.1.2. Схема с фильтром нижних частот

Прежде чем обратиться ко второй схеме выпрямителя, имеет смысл рассмотреть гипотетический случай схемы с конденсатором и диодом и разобраться с тем, что следует из рассматриваемого примера.

Сдвиг уровня в схеме, состоящей из конденсатора и диода

Пусть вольт-амперная характеристика диода в схеме на рис. 5.11 имеет вид, указанный на рис. 5.3б, и сопротивление диода в обратном направлении строго равно бесконечности, то есть диод идеально не проводит при отрицательном напряжении на верхнем (на рисунке) электроде. Предполагается, что первоначально конденсатор C разряжен.

Тогда в **установившемся режиме** напряжение на диоде u_{VD} оказывается смещенным в сторону отрицательных напряжений на амплитуду входного напряжения $u_{BX}(t) = U_{BX.m} \cos \omega t$ и диод все время заперт, только в точках касания напряжением $u_{VD}(t)$ нулевой оси снизу он находится на границе отпирания/запирания.

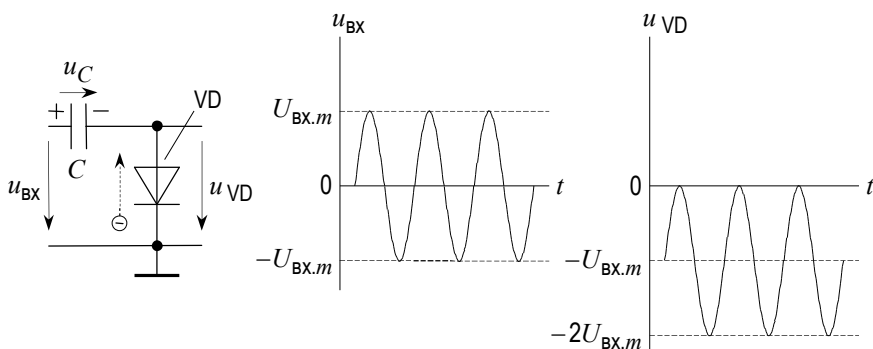


Рис. 5.11

К этому выводу можно прийти путем следующего рассуждения. В первое время после включения переменного напряжения на входе на верхнем выводе диода на какую-то долю периода возникает положительное напряжение, диод открывается и электроны из числа образующих ток диода попадают на правую обкладку конденсатора C и остаются там, поскольку стекать им при отрицательном напряжении на верхнем выводе диода некуда. Следовательно, на конденсаторе C возникает напряжение указанной на рисунке полярности, а напряжение u_{VD} на диоде — согласно закону Кирхгофа — в любой момент времени равно $u_{BX} - u_C$. Напряжение u_C растет до тех пор, пока диод отпирается хотя бы на малую долю периода. Спустя достаточно большое время после включения переменного напряжения на входе напряжение на конденсаторе u_C становится равным $U_{BX.m}$ и на этом процесс накопления заряда на конденсаторе заканчивается, потому что $u_{VD} \leq 0$ при $u_C = U_{BX.m}$.

Говорят, что в схеме на рис. 5.11 при прохождении периодического сигнала происходит сдвиг уровня, то есть изменение среднего значения (постоянной составляющей), и величина этого смещения определяется амплитудой входного сигнала.

Если в схеме на рис. 5.11 поменять полярность включения диода, то в установившемся режиме напряжение на нем будет смещено на $U_{\text{ВХ.}m}$ вверх (рис. 5.12); в этом случае $u_{\text{VD}} = u_{\text{ВХ}} + u_C$.

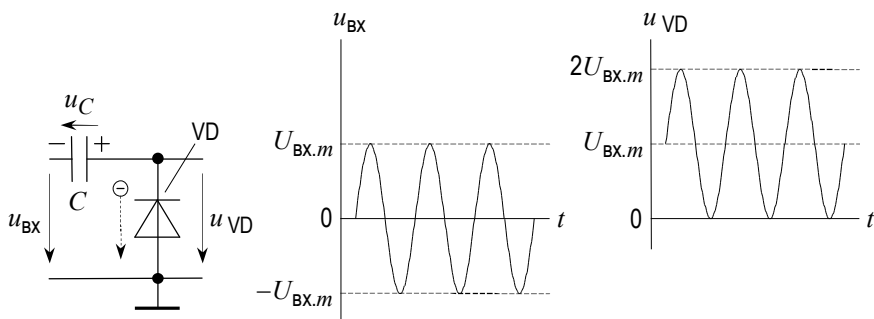


Рис. 5.12

Приведенное выше рассуждение применимо и в том случае, когда вольт-амперная характеристика диода в большей степени приближена к зависимости $i_{\text{VD}}(u_{\text{VD}})$ реального кремниевого диода, а именно остается ломаной линией с единственной точкой излома, но имеет излом не в нуле, а в точке с напряжением, равным $0.6 \dots 0.7$ В; пусть, например, значение этого напряжения равно 0.65 В (рис. 5.13). Но по-прежнему будем считать, что при $u_{\text{VD}} \leq 0.65$ В ток диода тождественно равен нулю. Тогда в установившемся режиме напряжение на диоде будет касаться снизу уровня $+0.65$ В или сверху уровня -0.65 В, как показано на рисунке, в зависимости от полярности включения диода.

Таким образом, в этих схемах в напряжении на диоде возникает постоянная составляющая. Но чтобы на практике использовать это обстоятельство в целях выпрямления, к выходу такой схемы предстоит подключить нагрузку, вход фильтра нижних частот или входное сопротивление стабилизатора. Другими словами, с практической точки зрения эти схемы представляют интерес только в том случае, когда параллельно с диодом оказывается включен резистор с сопротивлением R .

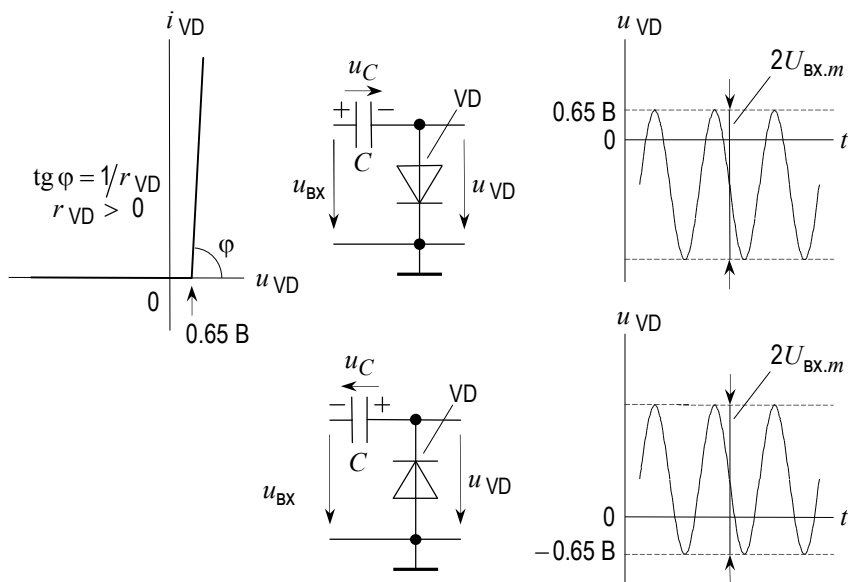


Рис. 5.13

Схема с параллельно включенными диодом и резистором

Ради определенности, мы остановимся на схеме, обеспечивающей положительную постоянную составляющую на своем выходе, и условимся, что диод идеален, его вольт-амперная характеристика имеет излом в точке 0, а его сопротивление в прямом направлении r_{VD} много меньше сопротивления резистора R (рис. 5.14).

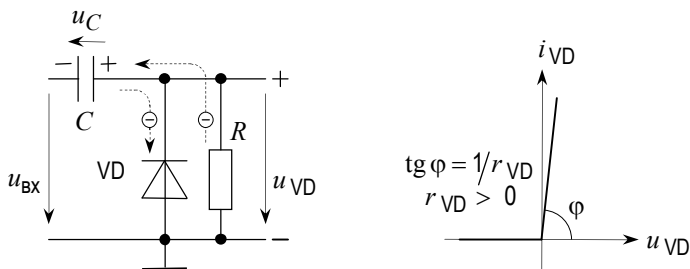


Рис. 5.14

Наличие в схеме резистора R дает возможность конденсатору C разряжаться в течение тех отрезков времени, когда диод заперт. В установившемся режиме процессы заряда и разряда конденсатора будут чередоваться, и колебания напряжения $u_C(t)$ (рис. 5.15 и 5.16) будут точно такими, какими были пульсации $\delta u(t)$ напряжения на выходе однополупериодного выпрямителя (см. 5.1). Если постоянная времени RC много больше периода входного напряжения, то относительные изменения напряжения u_C могут быть пренебрежимо малы, само напряжение u_C становится практически постоянным, а его величина U_C тем ближе к амплитуде входного напряжения $U_{\text{ВХ.м}}$, чем больше отношение R/r_{VD} .

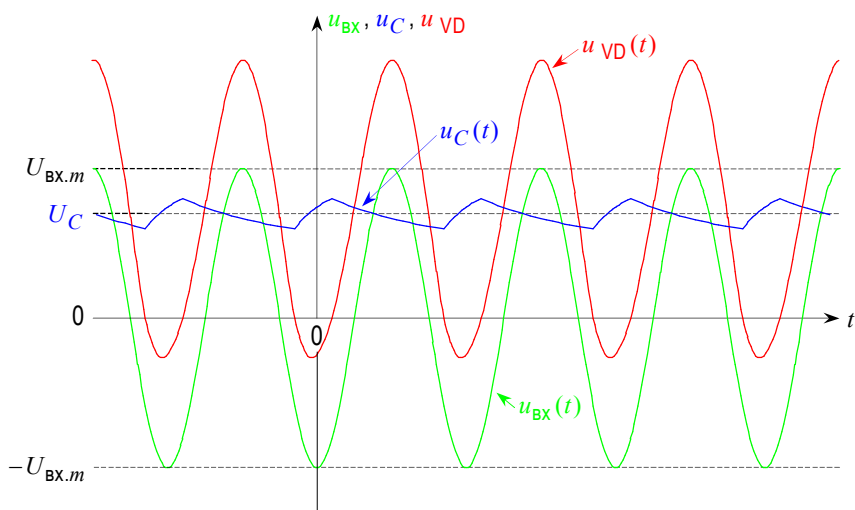


Рис. 5.15

Напряжение $u_{\text{VD}}(t)$ на выходе схемы, состоящей из конденсатора и параллельно включенных диода и резистора, в любой момент времени равно $u_{\text{ВХ}} + u_C$, то есть представляет собой гармоническое колебание, сдвинутое (в данном случае в сторону положительных значений) на величину U_C (рис. 5.17).

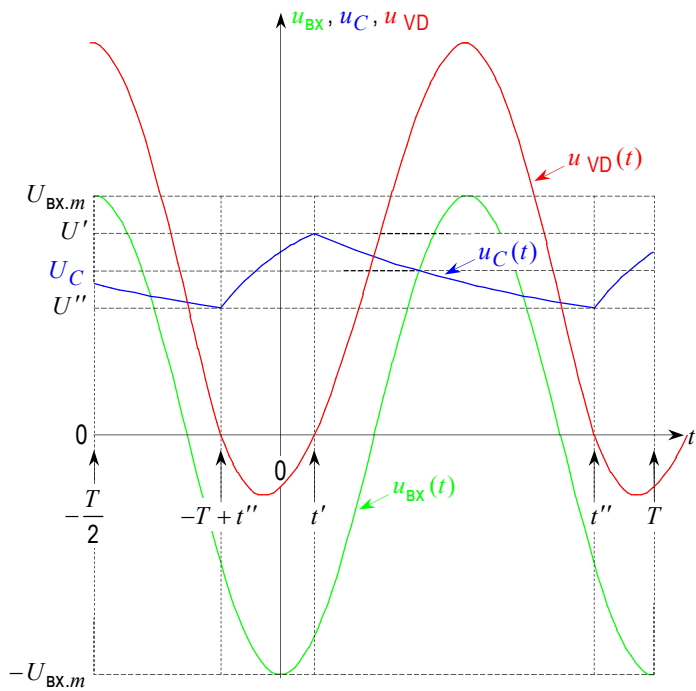


Рис. 5.16

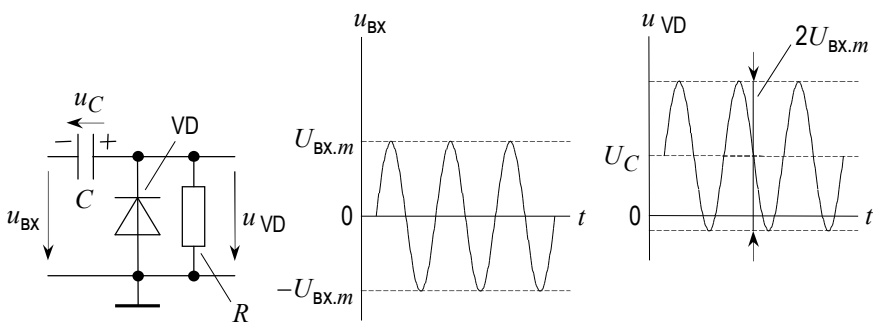


Рис. 5.17

Выпрямитель с фильтром нижних частот

Когда относительная величина изменения напряжения u_C на конденсаторе пренебрежимо мала, в спектре периодического колебания u_{VD} на параллельно включенных диоде и резисторе имеются две составляющие: на нулевой частоте (постоянная составляющая) и на частоте ω входного напряжения u_{BX} . Для того чтобы сделать схему выпрямителем, то есть преобразователем переменного напряжения в постоянное, нужно только добавить фильтр нижних частот с близким к нулю коэффициентом передачи на частоте ω .

Часто в качестве фильтра нижних частот бывает достаточно интегрирующей цепи, состоящей из резистора R_Φ и конденсатора C_Φ (рис. 5.18а). Если необходимо, чтобы результирующее постоянное напряжение U действовало на нагрузку R_H (рис. 5.18б), то по теореме об эквивалентном генераторе часть схемы, состоящую из R_Φ , C_Φ и R_H , можно представить в виде эквивалентной интегрирующей цепи с коэффициентом передачи на нулевой частоте $R_H / (R_\Phi + R_H)$ и постоянной времени $(R_\Phi \parallel R_H) \cdot C_\Phi$ (рис. 5.19); в любом из рассматриваемых случаев граничная частота фильтра нижних частот должна быть много меньше частоты ω входного напряжения.

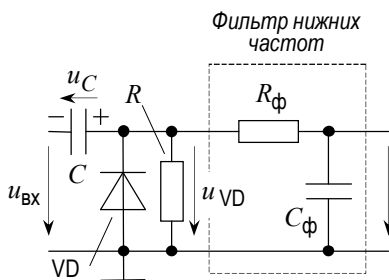


Рис. 5.18а

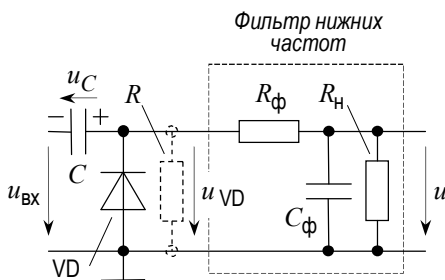
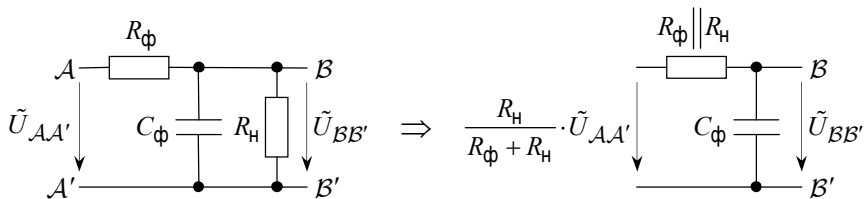


Рис. 5.18б

Для того чтобы постоянное напряжение U на нагрузке было ненамного меньше постоянной составляющей напряжения u_{VD} , сопротивление резистора R_Φ выбирают много меньшим сопротивления нагрузки R_H .



$$\tilde{U}_{AA'} = U_{AA'.m} e^{j\omega t + \varphi_{AA'}}, \quad \tilde{U}_{BB'} = U_{BB'.m} e^{j\omega t + \varphi_{BB'}}$$

$$K(j\omega)(def) = \tilde{U}_{BB'} / \tilde{U}_{AA'}$$

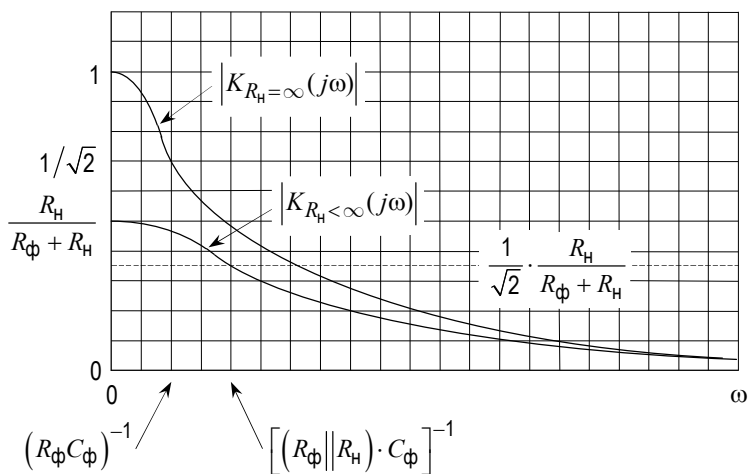


Рис. 5.19

5.2. Стабилизаторы напряжения

Принцип действия стабилизаторов напряжения основан на свойствах так называемых стабилитронов (диодов Зенера).

5.2.1. Стабилизация напряжения с помощью стабилитрона

Стабилитроны

Стабилитрон – это кремниевый диод, у которого вблизи определенного отрицательного напряжения наступает обратимый (не приводящий к разрушению) электрический пробой. На рис. 5.20 показана вольт-амперная характеристика стабилитрона $u_{СТ}(i_{СТ})$, где $u_{СТ}$ – напряжение на стабилитроне, а $i_{СТ}$ – текущий через него ток. При положительных значениях $u_{СТ}$ (прямая ветвь вольт-амперной характеристики) зависимость тока от напряжения точно такая же, как у обычного кремниевых диода. В пределах некоторого ин-

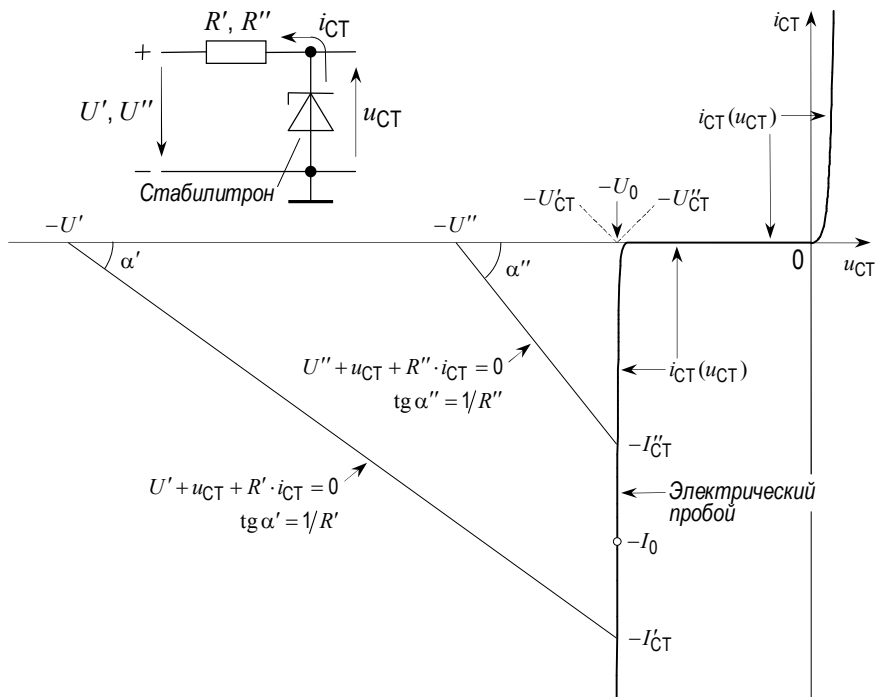


Рис. 5.20

тервала значений u_{CT} стабилитрон фактически заперт, как обычный диод. Но в узком диапазоне значений u_{CT} вблизи величины $-U_0$, называемой *напряжением стабилизации*, через стабилитрон может протекать ток большой величины, причем полярность этого тока противоположна той, какая бывает у тока, текущего через открытый обычный диод.

В противоположность прямой ветви вольт-амперной характеристики зависимость $u_{CT}(i_{CT})$ в режиме электрического пробоя остается практически линейной. Производители стабилитронов всегда указывают на то, что объявленное напряжение стабилизации относится к вполне определенному (*номинальному*) значению тока $-I_0$; другими словами, бывает указана характерная точка с координатами (U_0, I_0) . Часть вольт-амперной характеристики стабилитрона, относящаяся к режиму электрического пробоя, в координатах (u_{CT}, i_{CT}) представляет собой почти вертикальную прямую; точнее, эта прямая лишь слегка наклонена по отношению к оси абсцисс: при изменении тока в широких пределах напряжение на стабилитроне остается почти неизменным.

Проводя опыты со стабилитроном, можно экспериментально определить тангенс угла наклона прямой в этой области зависимости $u_{CT}(i_{CT})$. Пусть на вход схемы, в которой последовательно соединены резистор и стабилитрон, в одном испытании подается постоянное напряжение U' указанной на рис. 20 полярности и сопротивление резистора при этом равно R' , а в другом испытании эти напряжение и сопротивление равны U'' и R'' соответственно. Тогда в первом испытании множество возможных пар значений u_{CT} и i_{CT} для такой электрической цепи согласно правилу Кирхгофа в координатах (u_{CT}, i_{CT}) имеет вид отрезка прямой, начинающегося в точке U' на оси абсцисс, с тангенсом угла наклона α' , равным $1/R'$; I'_{CT} — ордината точки, в которой эта прямая пересекается вольт-амперной характеристикой стабилитрона, то есть это величина тока, который должен течь через стабилитрон в данной схеме при оговоренных условиях. Во втором испытании при других значениях входного напряжения и сопротивления резистора через стабилитрон должен течь ток, равный I''_{CT} . На вольт-амперной характеристике стабилитрона точкам с ординатами I'_{CT} и I''_{CT} соответствуют значения u_{CT} , равные U'_{CT} и U''_{CT} ; на рисунке эти точки не отмечены на оси абсцисс, поскольку они исключительно близки к напряжению стабилизации U_0 . По результатам измерения напряжений U' , U'' , U'_{CT} и U''_{CT} в этих двух испытаниях можно найти тангенс угла наклона вольт-амперной характеристики стабилитрона в режиме пробоя:

$$\frac{\Delta i_{CT}}{\Delta u_{CT}} = \frac{I'_{CT} - I''_{CT}}{U'_{CT} - U''_{CT}} = \frac{1}{r_{CT}},$$

где $I'_{CT} = (U' - U'_{CT})/R'$ и $I''_{CT} = (U'' - U''_{CT})/R''$, а r_{CT} – дифференциальное сопротивление стабилитрона.

Таким образом, прямолинейный участок вольт-амперной характеристики стабилитрона, соответствующий режиму пробоя, в координатах (u_{CT}, i_{CT}) может быть представлен в виде

$$i_{CT} + I_0 = \frac{1}{r_{CT}} \cdot (u_{CT} + U_0). \quad (5.4)$$

При работе со стабилитронами помимо U_0 , I_0 и r_{CT} бывает важно учесть и другие параметры, такие как минимальный и максимальный токи в режиме пробоя, максимальная мощность рассеяния, рабочий диапазон температур и относительное изменение напряжения стабилизации при изменении температуры на 1°C . Но когда речь идет о применении стабилитрона в стабилизаторе постоянного напряжения, основная задача заключается в определении напряжения на стабилитроне и тока, текущего через него, а для решения этой задачи знания указанных величин U_0 , I_0 и r_{CT} вполне достаточно.

Согласно теореме об эквивалентном генераторе всю схему, за исключением самого стабилитрона, всегда можно считать состоящей из источника постоянной ЭДС и выходного сопротивления. Такое представление возвращает нас к последовательному включению резистора и стабилитрона, когда на входе действует постоянное напряжение U (рис. 5.21 слева сверху). Ради небольшого упрощения имеет смысл перейти от напряжения u_{CT} и тока i_{CT} , привязанных к вольт-амперной характеристике стабилитрона (отрицательных в режиме пробоя), к системе координат с напряжением $u_Z = -u_{CT}$ и током $i_Z = -i_{CT}$, полярность которых при $U > 0$ такая, как указано на рисунке ('Z' – от Zener).

Прямая (a) на рис. 5.21 (сплошная жирная линия) – это прямолинейный участок вольт-амперной характеристики стабилитрона, относящийся к режиму пробоя; уравнение этой прямой то же самое, что и (5.4), только в координатах (u_Z, i_Z) , а именно прямая, проходящая через точку (U_0, I_0) с тангенсом угла наклона $1/r_{CT}$ по отношению к оси абсцисс. (Наклон этой прямой показан на рисунке с преувеличением ради наглядности; на практике сопротивление r_{CT} обычно настолько мало, что эта прямая выглядит как расположенная почти вертикально.) Прямая (b) – это геометрическое место точек (u_Z, i_Z) , для которых должно выполняться очевидное равенство, связывающее напряжения и ток в схеме на рис. 5.21 слева сверху ($\text{tg } \alpha = 1/R$). Точка пересечения прямых (a) и (b) указывает постоянное напряжение U_Z на ста-

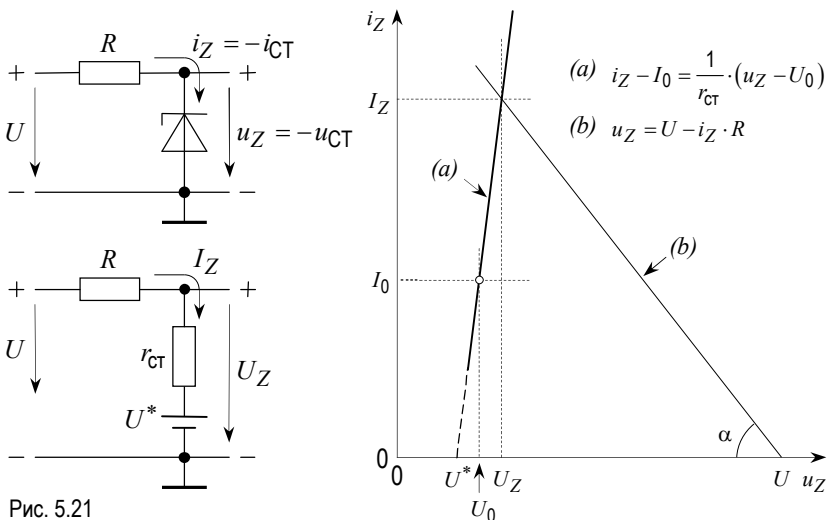


Рис. 5.21

билитроне и ток I_Z , текущий через него. Рассматривая (a) и (b) как систему уравнений относительно u_Z и i_Z и решая ее, находим

$$I_Z = \frac{1}{r_{CT} + R} \cdot (U - U_0 + I_0 \cdot r_{CT}) = \frac{1}{r_{CT} + R} \cdot (U - U^*), \quad (5.5)$$

$$U_Z = \frac{r_{CT}}{r_{CT} + R} \cdot U + \frac{R}{r_{CT} + R} \cdot (U_0 - I_0 \cdot r_{CT}) = \frac{r_{CT}}{r_{CT} + R} \cdot U + \frac{R}{r_{CT} + R} \cdot U^*, \quad (5.6)$$

где $U^* = U_0 - I_0 \cdot r_{CT}$ — значение u_Z , при котором продолжение линии (a) пересекает ось абсцисс.

Значения U^* , U_0 и U_Z очень близки. Кроме того, обычно $r_{CT} \ll R$. Поэтому в первом приближении координаты точки пересечения прямых (a) и (b) равны U_0 и $(U - U_0)/R$ соответственно.

Если стабилизатор пребывает в режиме пробоя, то схему, изображенную на рис. 5.21 слева сверху, можно представить в виде эквивалентной схемы, как показано на рис. 5.21 слева внизу, у которой ток I_Z и напряжение U_Z задаются равенствами (5.5) и (5.6).

Простейший стабилизатор напряжения

Самый простой способ сделать напряжение на нагрузке R_H приблизительно постоянным, то есть по возможности не зависящим от значений U и R_H , заключается в подключении стабилитрона параллельно нагрузке (рис. 5.22) в предположении, что стабилитрон будет оставаться в режиме электрического пробоя.

Количественно степень постоянства напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ принято выражать коэффициентом стабилизации и выходным сопротивлением стабилизатора.

Коэффициент стабилизации $K_{\text{СТ}}$ по определению равен величине, показывающей, во сколько раз относительное изменение напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ меньше относительного изменения напряжения U при одном и том же сопротивлении нагрузки R_H :

$$K_{\text{СТ}}(\text{def}) = \frac{\Delta U/U}{\Delta U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВЫХ}}} . \quad (5.7)$$

Чтобы найти значение $K_{\text{СТ}}$, преобразуем схему, изображенную на рис. 5.22 слева, по теореме об эквивалентном генераторе и воспользуемся результатом (5.6):

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{r_{\text{СТ}}}{r_{\text{СТ}} + R \parallel R_H} \cdot \frac{R_H}{R + R_H} \cdot U + \frac{R \parallel R_H}{r_{\text{СТ}} + R \parallel R_H} \cdot U^* . \quad (5.8)$$

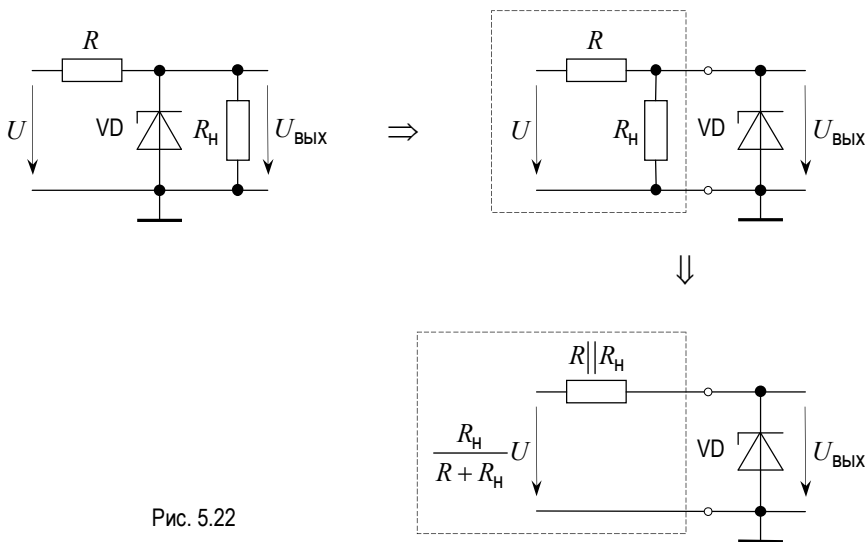


Рис. 5.22

При переходе от U к $U + \Delta U$ приращение $U_{\text{Вых}}$ равно

$$\Delta U_{\text{Вых}} = \frac{r_{\text{СТ}}}{r_{\text{СТ}} + R \parallel R_{\text{Н}}} \cdot \frac{R_{\text{Н}}}{R + R_{\text{Н}}} \cdot \Delta U.$$

Поэтому

$$\begin{aligned} K_{\text{СТ}} &= \frac{\Delta U}{\Delta U_{\text{Вых}}} \cdot \frac{U_{\text{Вых}}}{U} = \\ &= \frac{\Delta U}{\frac{r_{\text{СТ}}}{r_{\text{СТ}} + R \parallel R_{\text{Н}}} \cdot \frac{R_{\text{Н}}}{R + R_{\text{Н}}} \cdot \Delta U} \cdot \frac{\frac{r_{\text{СТ}}}{r_{\text{СТ}} + R \parallel R_{\text{Н}}} \cdot \frac{R_{\text{Н}}}{R + R_{\text{Н}}} \cdot U + \frac{R \parallel R_{\text{Н}}}{r_{\text{СТ}} + R \parallel R_{\text{Н}}} \cdot U^*}{U} = \\ &= 1 + \frac{R}{r_{\text{СТ}}} \cdot \frac{U^*}{U}. \end{aligned}$$

Поскольку U^* и U одного порядка, а $R \gg r_{\text{СТ}}$, коэффициент стабилизации чаще всего много больше 1:

$$K_{\text{СТ}} \approx \frac{R}{r_{\text{СТ}}} \cdot \frac{U^*}{U}. \quad (5.9)$$

Для определения выходного сопротивления схемы, состоящей из источника постоянного напряжения U , резистора R и стабилитрона VD , воспользуемся правилом, справедливым в самом общем случае для приращений выходного напряжения и выходного тока при неизменном значении ЭДС внутри активного двухполюсника (по крайней мере, при активном выходном сопротивлении $R_{\text{Вых}}$ и резисторе в качестве нагрузки $R_{\text{Н}}$).

Пусть, например, сопротивление нагрузки в схеме на рис. 5.23 растет, в результате чего напряжение $U_{\text{Вых}}$ увеличивается на $\Delta U_{\text{Вых}}$. Это возможно только в том случае, если напряжение $U_R = E - U_{\text{Вых}} = R_{\text{Вых}} \cdot I_{\text{Вых}}$ на резисторе $R_{\text{Вых}}$ уменьшается, для чего необходимо, чтобы ток $I_{\text{Вых}}$ уменьшился на некоторую величину $\Delta I_{\text{Вых}}$. Значит, $\Delta U_{\text{Вых}} = -R_{\text{Вых}} \cdot \Delta I_{\text{Вых}}$, откуда следует, что

$$R_{\text{Вых}} = \left| \frac{\Delta U_{\text{Вых}}}{\Delta I_{\text{Вых}}} \right|. \quad (5.10)$$

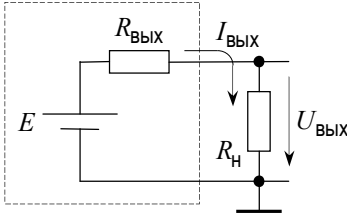


Рис. 5.23

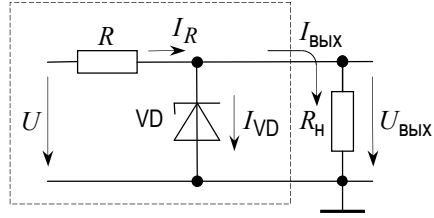


Рис. 5.24

Применим это правило к схеме со стабилитроном (рис. 5.24). Для тока I_R , текущего по резистору R , тока стабилитрона I_{VD} и выходного тока $I_{ВЫХ}$ имеем

$$I_R = I_{VD} + I_{ВЫХ} \quad \Rightarrow \quad \Delta I_R = \Delta I_{VD} + \Delta I_{ВЫХ}.$$

Но $I_R = (U - U_{ВЫХ})/R$ и поэтому $\Delta I_R = -\Delta U_{ВЫХ}/R$, а $\Delta I_{VD} = \Delta U_{ВЫХ}/r_{СТ}$ согласно предположению, что стабилитрон находится в состоянии электрического пробоя. Таким образом,

$$-\frac{\Delta U_{ВЫХ}}{R} = \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{r_{СТ}} + \Delta I_{ВЫХ},$$

откуда

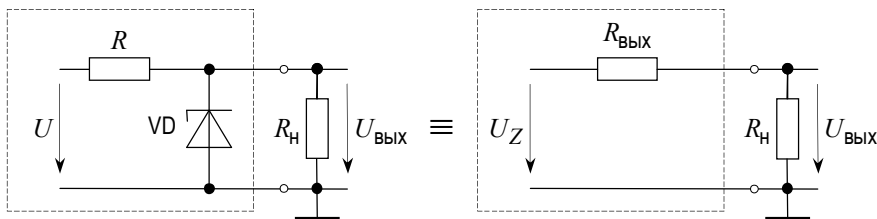
$$\Delta I_{ВЫХ} = -\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{r_{СТ}}\right) \cdot \Delta U_{ВЫХ}$$

и по правилу (5.10)

$$R_{ВЫХ} = \left| \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{\Delta I_{ВЫХ}} \right| = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{r_{СТ}} \right)^{-1} = \frac{R \cdot r_{СТ}}{R + r_{СТ}} = R \parallel r_{СТ}. \quad (5.11)$$

На практике $R_{ВЫХ} \approx r_{СТ}$, поскольку $R \gg r_{СТ}$.

Следовательно, часть схемы, обведенную пунктиром на рис. 5.24, можно считать «источником» с ЭДС, величина которой U_Z задается равенством (5.6) (это выходное напряжение схемы на рис. 5.24 при $R_Н = \infty$, то есть напряжение холостого хода) и выходным сопротивлением $R_{ВЫХ}$ из (5.11), так что $U_{ВЫХ}$ в (5.8) есть не что иное, как результат прохождения U_Z через делитель из резисторов $R_{ВЫХ}$ и $R_Н$ (рис. 5.25).



$$U_Z = \frac{r_{CT}}{r_{CT} + R} \cdot U + \frac{R}{r_{CT} + R} \cdot U^*, \quad U^* = U_0 - I_0 \cdot r_{CT}; \quad R_{ВЫХ} = \frac{R \cdot r_{CT}}{R + r_{CT}};$$

$$U_{ВЫХ} = \frac{R_H}{R_{ВЫХ} + R_H} \cdot U_Z = \frac{r_{CT}}{r_{CT} + R \parallel R_H} \cdot \frac{R_H}{R + R_H} \cdot U + \frac{R \parallel R_H}{r_{CT} + R \parallel R_H} \cdot U^*$$

Рис. 5.25

5.2.2. Стабилизаторы напряжения с эмиттерными повторителями

Применение транзисторов позволяет уменьшить выходное сопротивление стабилизаторов напряжения, то есть приблизить их к идеальным источникам ЭДС, благодаря чему выходное напряжение стабилизатора становится в еще меньшей степени зависящим от сопротивления нагрузки.

Одна из таких схем приведена на рис. 5.26. На этом рисунке, как и ранее, U – постоянное напряжение на выходе выпрямителя (возможно, с некоторыми пульсациями), транзистор и нагрузка R_H включены по схеме эмиттерного повторителя (см. 1.1–1.3), а стабилитрон, по предположению, поставлен в режим электрического пробоя. (На этом рисунке пунктирная кривая со стрелками служит условным указанием того, что напряжение питания эмиттерного повторителя и напряжение, обеспечивающее режим электрического пробоя в стабилитроне, поступают от одного и того же источника напряжения U .)

Напряжение на выходе этого стабилизатора на величину $U_{БЭ} = 0.6...0.7$ В меньше напряжения на стабилитроне, которое почти не зависит от нагрузки R_H при условии, что базовый ток транзистора, в $h_{21Э} + 1$ раз меньший эмиттерного тока, текущего по нагрузке, мал по сравнению с током стабилитрона. При изменении сопротивления нагрузки напряжение на ней меняется только в той мере, в какой должно измениться напряжение на стабилитроне, чтобы компенсировать увеличение или уменьшение базового тока транзистора. Другими словами, выходное сопротивление стабилизатора в целом согласно свойству эмиттерного повторителя равно

$$R_{\text{Вых}} = \frac{R \parallel r_{\text{СТ}} + h_{113}}{h_{213} + 1}, \quad (5.12)$$

где $R \parallel r_{\text{СТ}}$, согласно (5.11), играет роль сопротивления источника напряжения в базовой цепи транзистора VT, а h_{113} – сопротивление между базой и эмиттером этого транзистора [см. (1.3)].

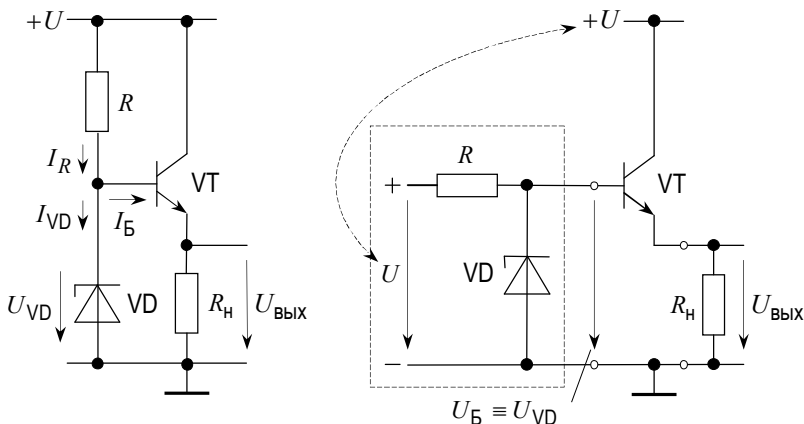


Рис. 5.26

Коэффициент стабилизации в рассматриваемой схеме практически такой же, как и в простейшем стабилизаторе с данными R и $r_{\text{СТ}}$, поскольку с изменением напряжения U выходное напряжение с коэффициентом пропорциональности, близким к 1, повторяет изменение напряжения на стабилитроне.

При больших токах нагрузки может возникнуть необходимость применения в таком стабилизаторе составного транзистора по схеме Дарлингтона.

Схемы стабилизаторов напряжения, приведенные на рис. 5.27 и 5.28, подобны схеме на рис. 5.26, но позволяют с помощью *потенциометра* R'' изменять величину стабилизированного напряжения на нагрузке.

В схемах на рис. 5.27 и 5.28 действует так называемая *обратная связь*, благодаря которой напряжение $U_{\text{Вых}}$ в очень малой степени зависит от сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$. Пусть, например, с уменьшением $R_{\text{н}}$ (с увеличением тока, потребляемого нагрузкой) напряжение $U_{\text{Вых}}$ начинает уменьшаться; поскольку напряжение на стабилитроне VD остается практически неизменным, становится меньшим напряжение база–эмиттер транзистора VT2, в результате чего коллекторный ток транзистора VT2 уменьшается, меньшее напряжение падает на резисторе $R_{\text{Б1}}$, потенциал базы транзистора

VT1 относительно земли растёт, потенциал эмиттера этого транзистора тянется вверх вслед за потенциалом его базы и происходит почти полная компенсация первоначального уменьшения напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$.

Для эмиттерных повторителей в схемах источников питания чаще всего

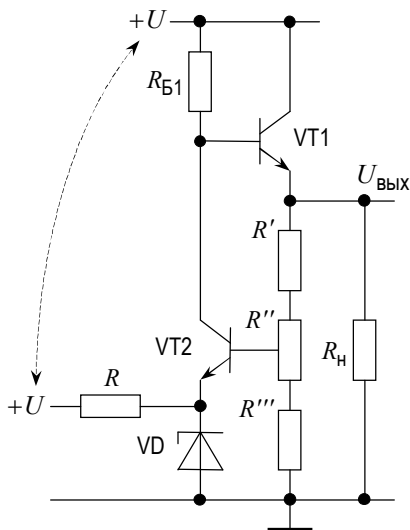


Рис. 5.27

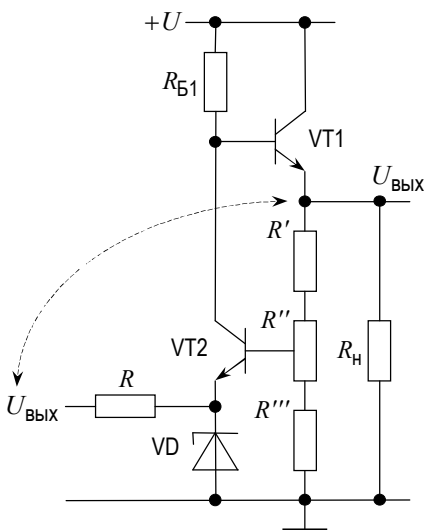


Рис. 5.28

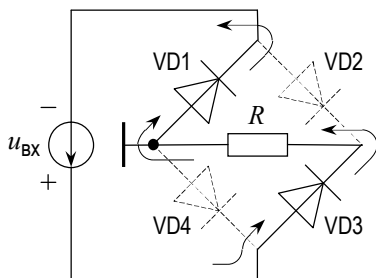
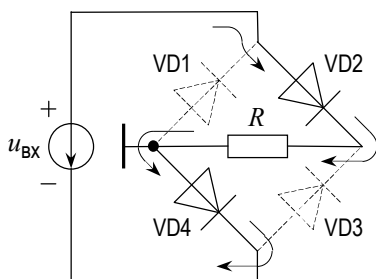
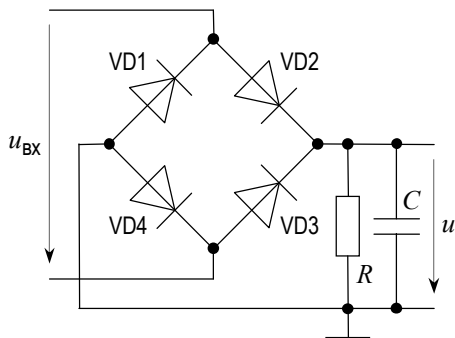
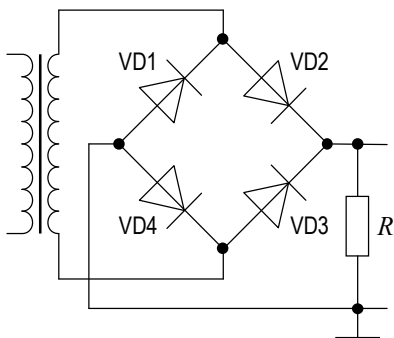
выбирают транзисторы (VT на рис. 5.26 и VT1 на рис. 5.27 и 5.28), у которых допустимым является большой ток эмиттера, а их коллекторы закрепляют на радиаторах, чтобы рассеивать мощность, уходящую на нагревание.

5.3. Другие сведения о выпрямителях и стабилизаторах напряжения

I. Двухполупериодный выпрямитель

Рисунок 5.29 поясняет принцип действия выпрямителя с четырьмя диодами, включенными по схеме электрического моста. За счет того, что разряд конденсатора C происходит только в пределах полупериода входного напряжения, в такой схеме удастся получить постоянное напряжение, более близкое к амплитуде входного напряжения, чем в случае однополупериодного выпрямителя, и примерно вдвое меньшие пульсации.

Для рассматриваемой схемы входное напряжение должно поступать от незаземленного источника.



$$u_R \equiv u \quad \left| \begin{array}{l} C=0 \end{array} \right.$$

$$u_{RC} \equiv u \quad \left| \begin{array}{l} C \neq 0 \end{array} \right.$$

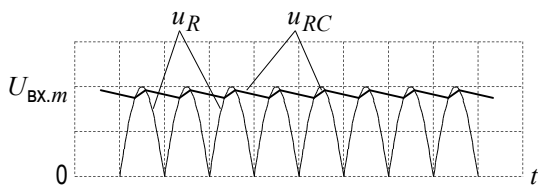
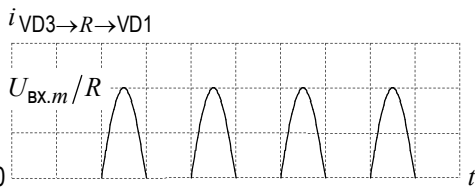
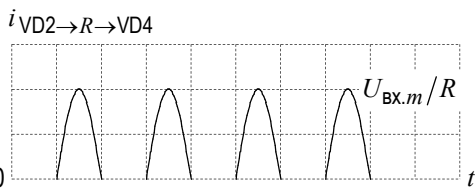
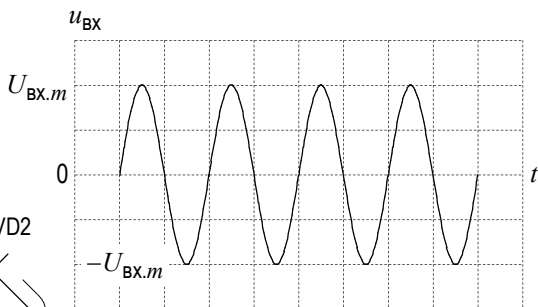


Рис. 5.29

II. Фильтрация пульсаций

Когда выпрямитель должен обеспечивать постоянное напряжение на нагрузке, сопротивление которой R_H остается неизменным, можно обойтись без стабилизатора напряжения. В этом случае на выходе одно- или двухполупериодного выпрямителя часто помещают фильтр нижних частот, позволяющий значительно уменьшить пульсации. Таким фильтром может служить интегрирующая цепь (RC -фильтр; см. рис. 5.19) или LC -фильтр (рис. 5.30), пропускающий постоянное напряжение U и подавляющий пульсации $\delta u(t)$, если

$$\omega L_\Phi \gg \left| R_H \right| \left(1 / j\omega R C_\Phi \right)$$

на частоте ω входного напряжения $u_{BX}(t)$.

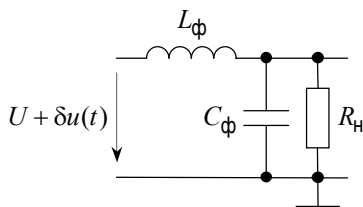


Рис. 5.30

III. Фиксатор уровня

Схемы, в которых происходит сдвиг уровня периодического сигнала (рис. 5.11–5.14, 5.17), иногда называют фиксаторами уровня. Такие схемы или эквивалентные им нередко встречаются в самых разных приложениях электроники. Английское название таких схем – *clamper*.

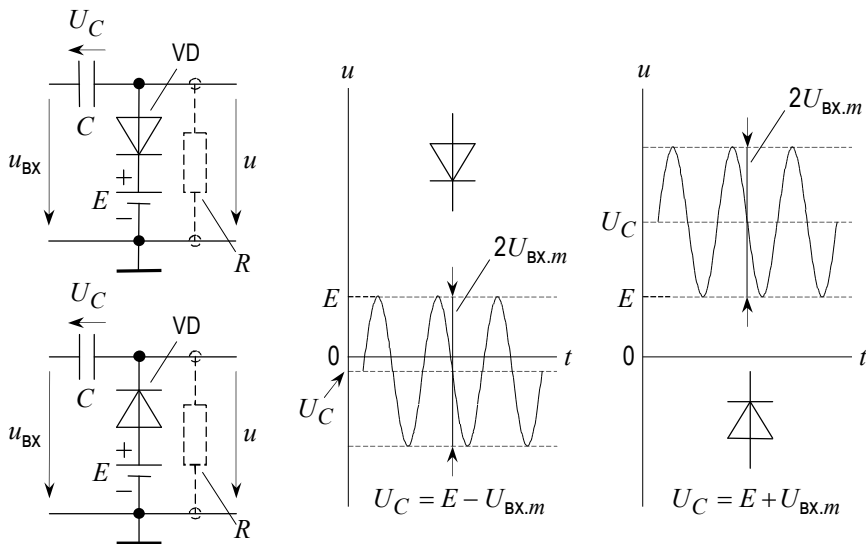


Рис. 5.31

Если в фиксаторе уровня последовательно с диодом включен источник постоянного напряжения E (рис. 5.31), то при достаточно большом сопротивлении резистора R сигнал на выходе (в установившемся режиме) оказывается смещенным таким образом, чтобы — в зависимости от полярности включения диода — касаться снизу или сверху уровня E . Указанное на рис. 5.31 расположение напряжения $u(t)$ вдоль оси ординат справедливо при любой полярности источника E и при любом соотношении между значениями E и $U_{\text{вх.м}}$, где $U_{\text{вх.м}}$ — амплитуда входного напряжения $u_{\text{вх}}$.

IV. Удвоитель напряжения

В результате объединения фиксатора уровня с однополупериодным выпрямителем, как показано в схеме на рис. 5.32, можно получить на нагрузке $R_{\text{н}}$ постоянное напряжение $U_{\text{вых}}$, близкое по величине к удвоенной амплитуде входного сигнала $U_{\text{вх.м}}$, то есть к значению, *вдвое большему*, чем то, которое в лучшем случае может иметь место на выходе однополупериодного выпрямителя при непосредственной подаче входного напряжения $u_{\text{вх}}$ на его вход.

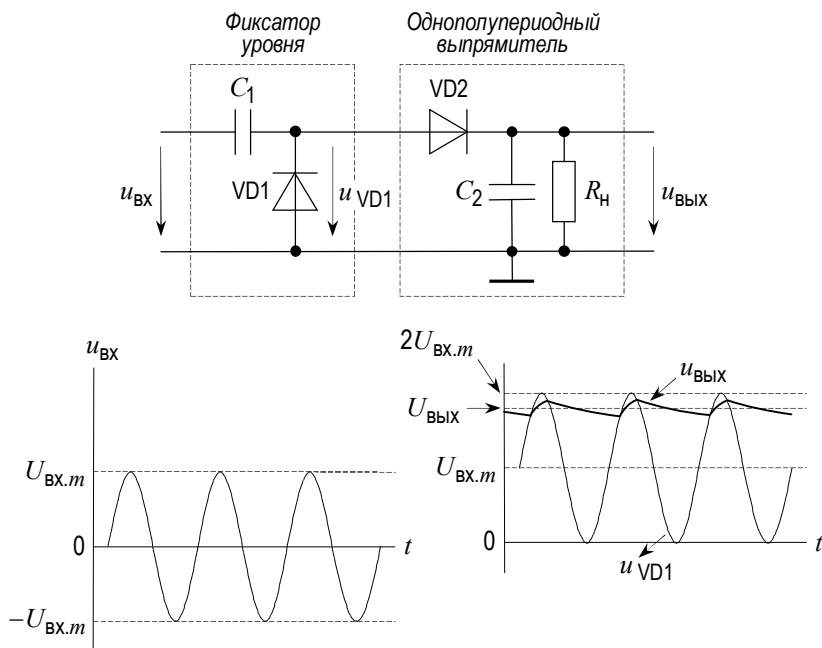


Рис. 5.32

$U_{\text{ВЫХ}}$ тем ближе к $2U_{\text{ВХ.м}}$ и тем меньшими становятся пульсации в напряжении $u_{\text{ВЫХ}}$, чем больше сопротивление нагрузки $R_{\text{Н}}$ и емкость конденсатора C_2 .

V. Умножитель напряжения

На рис. 5.33 в качестве примера приведена схема, теоретически обеспечивающая получение на выходе постоянного напряжения в 8 раз большего, чем амплитуда входного напряжения $u_{\text{ВХ}}(t) = U_{\text{ВХ.м}} \cos \omega t$.

В установившемся режиме все конденсаторы в этой схеме на частоте ω представляют собой короткое замыкание по переменному току.

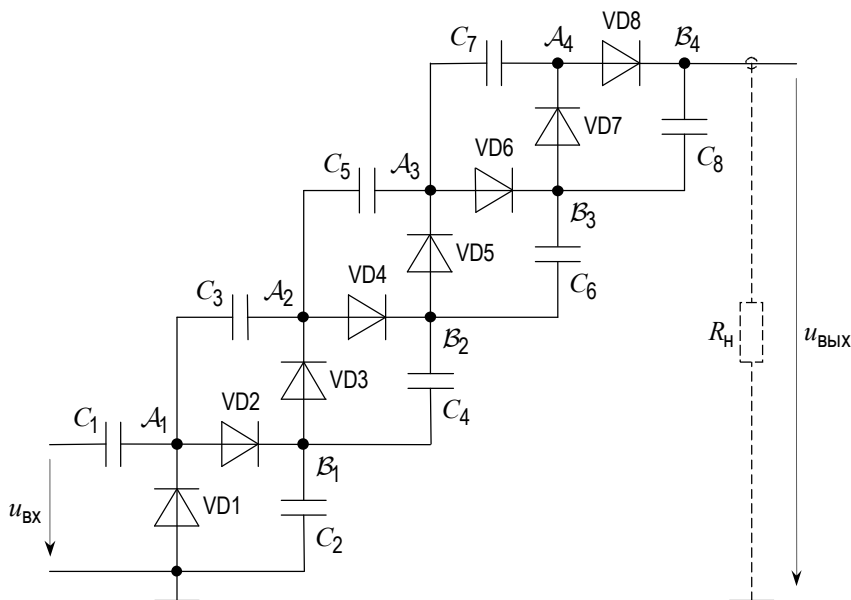


Рис. 5.33

Часть схемы, состоящая из конденсатора C_1 , диодов $VD1$, $VD2$ и конденсатора C_2 (расположенная внизу слева), является описанным выше удвоителем напряжения. Без учета потерь, вносимых остальной частью схемы, переменное напряжение справа от конденсатора C_1 (в точке A_1) сдвинуто на $U_{\text{ВХ.м}}$ вверх, а на конденсаторе C_2 (в точке B_1) возникает постоянное напряжение положительной полярности, равное $2U_{\text{ВХ.м}}$. (Здесь и далее в пре-

делах пункта 5.3.V речь идет о напряжениях в точках $\mathcal{A}_i, \mathcal{B}_i, i = 1, 2, 3, 4$, относительно земли.)

Для части схемы, состоящей из $C_3, VD3, VD4$ и C_4 , которая также является удвоителем напряжения $u_{\text{вх}}(t)$, действующего на левой обкладке конденсатора C_3 , постоянное напряжение в точке \mathcal{B}_1 служит смещением E , вследствие которого напряжение в точке \mathcal{A}_2 представляет собой гармоническое колебание с амплитудой $U_{\text{вх.м}}$, касающееся сверху уровня E , как это было объяснено в 5.3.III. Поэтому на конденсаторе C_4 (в точке \mathcal{B}_2) должно образоваться постоянное положительное напряжение, равное сумме E и $2U_{\text{вх.м}}$, то есть четырем $U_{\text{вх.м}}$.

Продолжая подобные рассуждения, мы видим, что напряжение в точке \mathcal{B}_2 служит смещением для фиксатора уровня, состоящего из конденсатора C_5 и диода $VD5$, и поэтому на выходе удвоителя напряжения $C_5, VD5, VD6$ и C_6 (в точке \mathcal{B}_3) образуется постоянное напряжение, равное $6U_{\text{вх.м}}$. И так далее.

Указанным способом *теоретически* можно получить постоянное напряжение, в любое число раз больше $U_{\text{вх.м}}$ (с небольшими видоизменениями на случай нечетных чисел). Однако на практике из-за неидеальности диодов и при конечной нагрузке $R_{\text{н}}$ достигаемый на этом пути эффект значительно скромнее.

VI. Последовательный диодный детектор

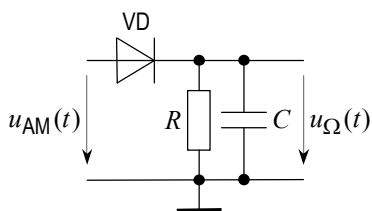


Рис. 5.34

Схема на рис. 5.34 ничем не отличается от однополупериодного выпрямителя на рис. 5.2. Однако при специальном выборе параметров R и C она вполне пригодна для выделения низкочастотной составляющей в амплитудно-модулированном сигнале.

Пусть сигнал на входе этой схемы может быть представлен в виде

$$u_{\text{AM}}(t) = U_0 (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega_0 t, \quad (5.13)$$

где частота несущего колебания ω_0 много больше частоты Ω низкочастотной огибающей, а коэффициент модуляции m меньше 1. Выберем постоянную времени RC так, чтобы одновременно выполнялись следующие два сильных неравенства:

$$\frac{2\pi}{\omega_0} \ll RC \ll \frac{2\pi}{\Omega}, \quad (5.14)$$

где $2\pi/\omega_0$ – период несущей, а $2\pi/\Omega$ – период огибающей. Тогда на выходе этой схемы возникает напряжение $u_{\Omega}(t)$, близкое по форме к огибающей входного сигнала, если только амплитуда несущей U_0 достаточно велика и можно пренебречь отличием диода от идеального, а сопротивление открытого диода r_{VD} много меньше R (рис. 5.35, где различие несущей и огибающей по частоте показано условно).

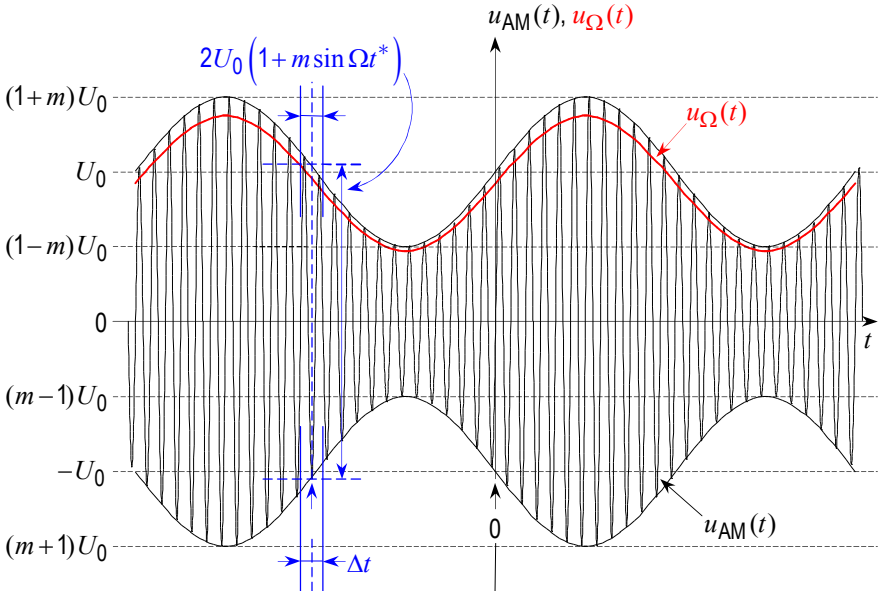


Рис. 5.35

Тот факт, что выходное напряжение $u_{\Omega}(t)$ отслеживает изменение амплитуды высокочастотного колебания, имеет простое объяснение. Рассмотрим интервал времени Δt в окрестностях точки t^* настолько большой, что в нем помещается много периодов колебания частоты ω_0 , но, с другой стороны, достаточно малый, чтобы медленно меняющуюся амплитуду колебаний $u_{AM}(t)$ в пределах этого отрезка времени можно было считать практически неизменной; при выполнении сильных неравенств (5.14) это вполне возможно. Тогда (при выполнении условий, оговоренных в предыдущем абзаце) напряжение на конденсаторе C успевает за время Δt принять значение, при-

близительно равное амплитуде входного сигнала в момент t^* . При переходе к другой точке на оси времени напряжение на конденсаторе C будет принимать новое значение.

При таком применении рассматриваемая схема носит название последовательного диодного детектора, его выходное напряжение имеет вид

$$u_{\Omega}(t) = k_D \cdot U_0 (1 + m \sin \Omega t),$$

а k_D – коэффициент передачи детектора: $k_D = \cos \theta$, θ – угол отсечки [см. (5.2)].

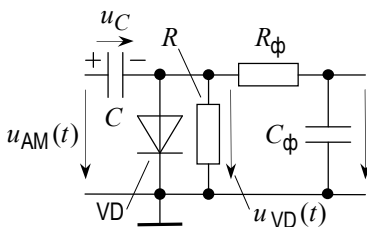


Рис. 5.36

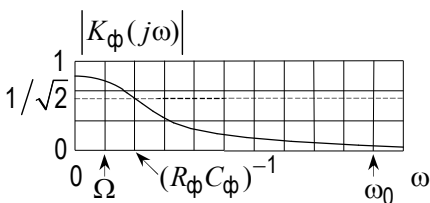


Рис. 5.37

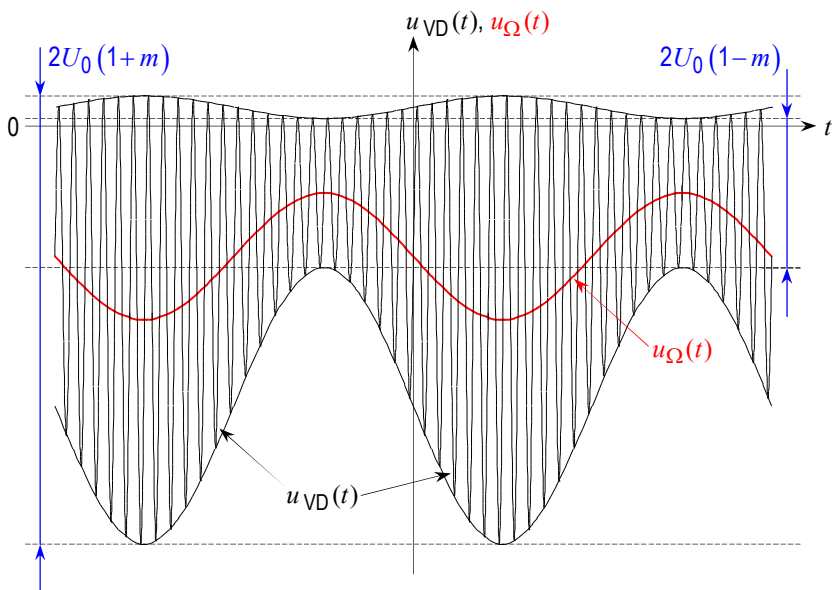


Рис. 5.38

VII. Параллельный диодный детектор

Как и однополупериодный выпрямитель, схема с последовательно включенными фиксатором уровня и фильтром нижних частот (рис. 5.18а) может служить для обнаружения низкочастотного сигнала в амплитудно-модулированном колебании $u_{\text{ДМ}}(t)$ [см. (5.13)] на ее входе (рис. 5.36–5.38).

В таком применении обе постоянные времени RC и $R_{\text{ф}}C_{\text{ф}}$ должны удовлетворять сильным неравенствам (5.14), чтобы конденсаторы C и $C_{\text{ф}}$, с одной стороны, были коротким замыканием для колебаний частоты ω_0 , а с другой – напряжения на них поспевали изменяться вслед за изменением огибающей колебания $u_{\text{ДМ}}(t)$.

VIII. Электрические параметры стабилизаторов

	1N4728A	KC156A	KC168A	KC190T	D815D	KC596B
Напряжение стабилизации ¹ U_0 , В	3.3±0.2	5.6±0.6	6.8±0.7	9±5%	12±1.2	96±4.8
Номинальный ток I_0 , мА	76	10	10	10	500	5
Дифференциальное сопротивление $r_{\text{СТ}}$, Ом	<10	46	7	10	2	980
Минимальный ток стабилизации $I_{\text{мин}}$, мА		3	3	5	25	3
Максимальный ток стабилизации $I_{\text{макс}}$, мА	276	55	45	15	650	7
Мощность рассеяния, Вт	1	0.3	0.3	0.15	8	0.72
Температурный коэффициент напряжения стабилизации, %/°C		0.05	0.06	0.0005	0.09	0.001

¹ При номинальном токе I_0 .

Задание 5

Наблюдение и измерения, предусмотренные этим заданием, нужно производить, используя входы осциллографа $=1:10$ и вход АЦП $1:4$ цифрового измерителя постоянного напряжения.

Часть 1. Выпрямители

Внимание! Перед тем как приступить к п. 1–3 этого задания, следует убедиться в работоспособности усилителя мощности (рис. 4.16), собранного при выполнении задания 4. Синусоидальное напряжение с выхода усилителя мощности предстоит использовать в качестве входного напряжения $u_{\text{вх}}$ в схемах выпрямителей. Частота этого напряжения f пусть равна 10 кГц, а амплитуда $U_{\text{вх.м}}$ – примерно 10 В.

1. Однополупериодный выпрямитель

Соберите схему, приведенную на рис. 5.39а или 5.39б, с кремниевым диодом Д220.

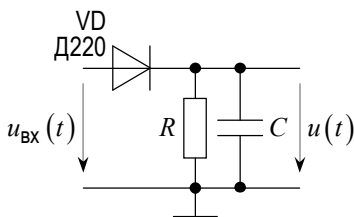


Рис. 5.39а

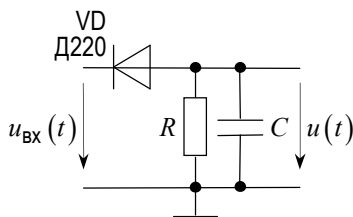


Рис. 5.39б

Сопротивление резистора R выберите из интервала 2.2 ... 5.6 кОм, а емкость конденсатора C найдите из условия, чтобы постоянная времени $\tau = RC$ была в 2...3 раза больше периода входного напряжения $1/f$.

На один из входов осциллографа подайте $u_{\text{вх}}(t)$, а на другой – $u(t)$, и совместите изображения таким образом, чтобы уровни нуля для обоих каналов совпадали при одинаковой чувствительности по вертикали. Зарисуйте осциллограммы в пределах двух–трех периодов и отметьте на рисунке амплитуду входного напряжения $U_{\text{вх.м}}$ и значения пульсаций выходного напряжения u относительно земли в максимуме (U') и в минимуме (U''). Измерьте среднее значение (постоянную составляющую U) напряжения $u(t)$ цифровым вольтметром постоянного напряжения и отметьте эту величину на

рисунке, проведя горизонтальную линию, относительно которой переменная составляющая напряжения $u(t)$ оказывается расположенной симметрично. Убедитесь, что измеренное значение U не сильно отличается от полусуммы U' и U'' . Найдите величину коэффициента пульсаций $k_{\delta u}$ как отношение полуразности U' и U'' к их полусумме и сравните с его теоретическим значением (5.0).

[Замечание: Для этого пункта задания необходимо, чтобы среднее значение напряжения на выходе усилителя мощности было равно нулю, что достигается изменением напряжения смещения ('уровня') $E_{и}$ в компьютерном генераторе сигналов, подключенном ко входу усилителя мощности (см. п. 2 **Задания 4**, рис. 4.16).]

Повторите наблюдение и измерения, о которых говорится в предыдущем абзаце, при вдвое большем значении емкости конденсатора C .

Теперь включите параллельно резистору R электролитический конденсатор большой емкости (≥ 100 мкФ, с соблюдением требуемой полярности), измерьте постоянное напряжение U на выходе выпрямителя (результат выпрямления), найдите отношение U к $U_{вх.m}$ и, полагая угол отсечки θ малым, определите сопротивление диода в прямом направлении r_{VD} , каким оно было бы, если бы используемый в схеме диод был идеальным и имел такую вольт-амперную характеристику, какая приведена на рис. 5.3б:

$$r_{VD} \approx \frac{R}{3\pi} \cdot \left[\arccos \left(\frac{U}{U_{вх.m}} \right) \right]^3$$

(см. 5.1.1).

(Факультативно.) Выполните вновь все действия, указанные в этом пункте задания, с вдвое большим сопротивлением резистора R и теми же, что и ранее, значениями емкостей конденсаторов C , включая электролитический конденсатор. Сравните коэффициенты пульсаций и коэффициент передачи выпрямителя $U/U_{вх.m}$, относящиеся к меньшему и к большему сопротивлениям нагрузки R .

2. Выпрямитель, состоящий из схемы, осуществляющей сдвиг уровня, и фильтра нижних частот

Соберите одну из схем, приведенных на рис. 5.40а и 5.40б, выбрав сопротивление нагрузки $R_{н}$ из интервала 8.2 ... 13 кОм, а $R_{ф}$ в 10 раз меньше, и взяв конденсаторы C и $C_{ф}$ с емкостью 0.47 ... 1.5 мкФ.

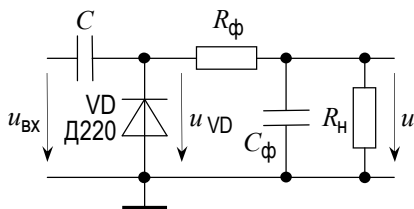


Рис. 5.40а

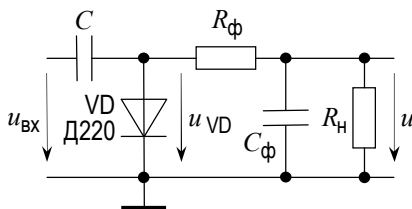


Рис. 5.40б

На один из входов осциллографа подайте $u_{ВД}(t)$, а на другой — $u(t)$, и совместите изображения таким образом, чтобы уровни нуля для обоих каналов совпадали при одинаковой чувствительности по вертикали. Зарисуйте осциллограммы в пределах двух–трёх периодов и отметьте на рисунке уровень нуля, значение амплитуды входного напряжения $U_{ВХ.м}$ и величину пульсаций выходного напряжения.

Измерьте среднее значение (постоянную составляющую $U_{ВД}$) напряжения $u_{ВД}(t)$ цифровым вольтметром постоянного напряжения и отметьте эту величину на рисунке, проведя горизонтальную линию, относительно которой переменная составляющая напряжения $u_{ВД}(t)$ оказывается расположенной симметрично. Обратите внимание на то, что $U_{ВД} < U_{ВХ.м}$, то есть напряжение $u_{ВД}(t)$ сдвинуто относительно нуля в соответствующую сторону на величину, меньшую $U_{ВХ.м}$, поскольку у реального диода излом вольт-амперной характеристики (даже если приближенно считать ее ломаной с единственной точкой излома, см. рис. 5.13) происходит не в нуле, а в точке с напряжением 0.6 ... 0.8 В.

Измерьте среднее значение (постоянную составляющую U) напряжения $u(t)$ цифровым вольтметром постоянного напряжения и отметьте эту величину на рисунке, проведя горизонтальную линию, относительно которой переменная составляющая напряжения $u(t)$ оказывается расположенной симметрично: отношение $U/U_{ВХ.м}$ представляет собой количественное выражение результата преобразования этой схемой переменного напряжения в постоянное.

3. Удвоитель напряжения (факультативно)

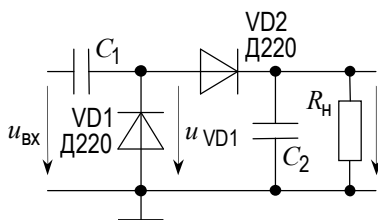


Рис. 5.41а

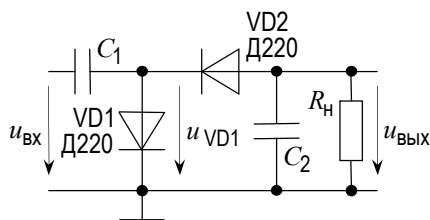


Рис. 5.41б

Соберите одну из схем, приведенных на рис. 5.41а и 5.41б, выбрав сопротивление нагрузки R_n из интервала 2.2 ... 5.6 кОм и взяв конденсаторы C_1 и C_2 с емкостью 0.47 ... 1.5 мкФ.

На один из входов осциллографа подайте $u_{VD1}(t)$, а на другой — $u_{ВЫХ}(t)$, и совместите изображения таким образом, чтобы уровни нуля для обоих каналов совпадали при одинаковой чувствительности по вертикали. Зарисуйте осциллограммы в пределах двух–трех периодов и отметьте на рисунке уровень нуля, значение удвоенной амплитуды входного напряжения $2U_{ВХ.м}$ и величину пульсаций выходного напряжения.

Измерьте среднее значение (постоянную составляющую U) напряжения $u_{ВЫХ}(t)$ цифровым вольтметром постоянного напряжения и отметьте эту величину на рисунке, проведя горизонтальную линию, относительно которой переменная составляющая напряжения $u_{ВЫХ}(t)$ оказывается расположенной симметрично.

Повторите указанные наблюдение и измерение при R_n в 2...3 раза большей величины. Обратите внимание на то, что значение постоянной составляющей U выходного напряжения тем ближе к удвоенному значению амплитуды входного напряжения $2U_{ВХ.м}$, чем больше R_n .

Часть 2. Стабилизаторы напряжения

В этой части задания предстоит измерять только постоянные напряжения на входе и выходе стабилизаторов напряжения и определять значения постоянных токов.

При выполнении этих упражнений токи, протекающие по элементам схемы, могут составлять несколько десятков миллиампер, поэтому возможно заметное нагревание стабилизатора, резисторов и транзистора.

Будьте осторожны при работе со схемами, чтобы не обжечься!

После того как произведены очередные изменения в схеме, дождитесь того, чтобы показания измерительных приборов приняли установившиеся значения в знак того, что достигнут новый тепловой баланс (равновесие) между нагретшимися (или остывшими) в новых условиях элементами схемы и окружающей средой.

При вычислениях желательно оперировать значениями результатов измерений и измеренными омметром сопротивлениями резисторов с точностью до трех десятичных знаков и соответствующим округлением в последнем знаке.

4. Простейший стабилизатор напряжения

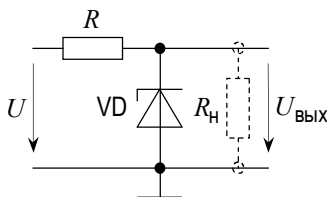


Рис. 5.42

Выберите для экспериментов стабилизатор КС156А или КС168А (рис. 5.42). Используйте справочные сведения о выбранном стабилизаторе из табл. в 5.3.VIII.

В качестве исходного значения постоянного напряжения U' примите +10 В. Сопротивление резистора R (рис. 5.42) возьмите равным

$$\frac{U' - \min U_0}{I_{\max}}$$

или немного бóльшим, где $\min U_0$ – наименьшее возможное напряжение стабилизации для выбранного стабилизатора. Резистор R должен допускать рассеяние мощности, равное $(U - \min U_0) \cdot I_{\max}$ Вт.

Измерение сопротивления стабилизатора $r_{\text{ст}}$

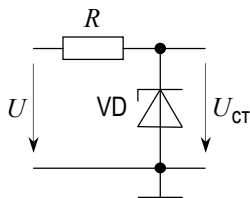


Рис. 5.43

Для двух значений входного напряжения $U' = 10$ В и $U'' = 8$ В измерьте напряжения на стабилизаторе $U'_{\text{ст}}$ и $U''_{\text{ст}}$ в отсутствие нагрузки (рис. 5.43). Найдите значения токов $I'_{\text{ст}}$ и $I''_{\text{ст}}$, протекающих по стабилизатору в этих двух случаях:

$$I'_{\text{CT}} = (U' - U'_{\text{CT}})/R \text{ и } I''_{\text{CT}} = (U'' - U''_{\text{CT}})/R,$$

и определите дифференциальное сопротивление стабилитрона:

$$r_{\text{CT}} = \frac{U'_{\text{CT}} - U''_{\text{CT}}}{I'_{\text{CT}} - I''_{\text{CT}}}. \quad (5.15)$$

*Коэффициент стабилизации
простейшего стабилизатора напряжения*

Сопротивление резистора нагрузки R_{H} для простейшего стабилизатора напряжения (рис. 5.44) необходимо выбрать таким, чтобы при минимальном напряжении стабилизации $\min U_0$ ток, текущий по резистору R , был не меньше суммы тока $\min U_0/R_{\text{H}}$, текущего по самой нагрузке, и минимального тока стабилизации $I_{\text{мин}}$ для данного стабилитрона (см. табл. в 5.3.VIII). Это означает, что для R_{H} должно выполняться неравенство:

$$R_{\text{H}} \geq \frac{\min U_0}{U - \min U_0 - I_{\text{мин}} \cdot R} \cdot R. \quad (5.16)$$

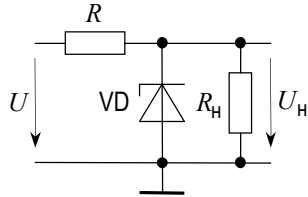


Рис. 5.44

Пусть при $U' = 10 \text{ В}$ и $U'' = 8 \text{ В}$ напряжение на нагрузке в схеме на рис. 5.44 равно U'_H и U''_H соответственно, $\bar{U} = (U' + U'')/2$ – среднее значение входного напряжения U , $\bar{U}_\text{H} = (U'_\text{H} + U''_\text{H})/2$ – среднее значение напряжения на нагрузке U_H , $\Delta U = U' - \bar{U} = \bar{U} - U''$ – отклонения входного напряжения U от его среднего значения \bar{U} , а $\Delta U_\text{H} = U'_\text{H} - \bar{U}_\text{H} = \bar{U}_\text{H} - U''_\text{H}$ – наблюдаемые при этом отклонения напряжения на нагрузке U_H от его среднего значения \bar{U}_H . Тогда, согласно определению (5.7), коэффициент стабилизации равен

$$K_{\text{CT}} = \frac{\Delta U / \bar{U}}{\Delta U_\text{H} / \bar{U}_\text{H}}. \quad (5.17)$$

Сравните найденное значение K_{CT} с его расчетным значением по формуле (5.9), предположив, что сопротивление стабилитрона r_{CT} равно величине, полученной в результате предыдущего измерения [см. (5.15)], приняв U равным \bar{U} и вычислив U^* по одному из правил: $U^* = U' + I' \cdot r_{\text{CT}} = U'' + I'' \cdot r_{\text{CT}}$, где U^* – точка пересечения продолжения линейной части вольт-амперной характеристики стабилитрона в режиме элек-

трического пробоя с осью напряжений на стабилитроне (см. рис. 5.20 и 5.21). [Можно также, отталкиваясь от значения K_{CT} , полученного в (5.17), найти из (5.9) расчетное значение r_{CT} и сравнить его с результатом непосредственного измерения (5.15).]

Выходное сопротивление простейшего стабилизатора напряжения

Измерений, выполненных в этом пункте задания, в принципе достаточно для нахождения выходного сопротивления стабилитрона, собранного по схеме на рис. 5.44, по правилу (5.10), сравнивая напряжения U'_{CT} и U''_{CT} на стабилитроне в отсутствие нагрузки (рис. 5.42), когда *выходной ток* (ток в нагрузке) равен нулю, с напряжениями U'_H и U''_H на нагрузке R_H при известных токах, протекающих в ней:

$$R_{ВЫХ} = \left| \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{\Delta I_{ВЫХ}} \right| = \frac{U'_{CT} - U''_{CT}}{U'_H / R_H} \quad \text{или} \quad R_{ВЫХ} = \left| \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{\Delta I_{ВЫХ}} \right| = \frac{U'_{CT} - U''_{CT}}{U''_H / R_H}.$$

С тем же успехом выходное сопротивление стабилизатора напряжения можно получить по правилу двух нагрузок, описанному в п. 3 **Задания 1**, проведя со схемой на рис. 5.44 опыты с двумя значениями сопротивления нагрузки, каждое из которых удовлетворяет требованию (5.16).

Ожидаемое значение выходного сопротивления должно быть близко к дифференциальному сопротивлению стабилитрона r_{CT} , найденному ранее, или меньше него, если не выполнено неравенство $r_{CT} \ll R$ [см. (5.11)].

5. Стабилизатор напряжения с эмиттерным повторителем

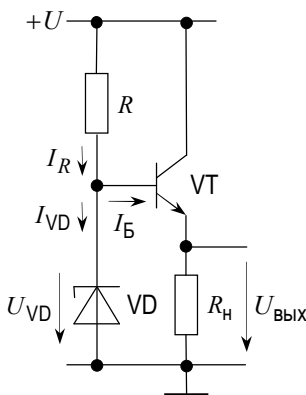


Рис. 5.45

Соберите схему, приведенную на рис. 5.45, с транзистором КТ315 и выбранными ранее стабилитроном и сопротивлением резистора R .

Напряжение U пусть принимает два значения: $U' = 10$ В и $U'' = 8$ В.

При выборе сопротивления нагрузки R_H нужно принять во внимание, что у транзистора КТ315 предельно допустимые значения коллекторного (и эмиттерного) тока $I_{K(Э).\max}$ и мощности P_{\max} , рассеиваемой на коллекторе, равны соответственно 100 мА и 150 мВт, как об этом уже говорилось в 4.4. **III**. Кроме того, макси-

мально допустимая мощность рассеивания у резистора R_H в учебном эксперименте равна 0.125 Вт.

Пусть при $U = U'$ напряжение на стабилитроне равно U_0 из табл. в 5.3.VIII и напряжение на нагрузке R_H равно $U'_{\text{ВЫХ}} = U_0 - U_{\text{БЭ}}$, где $U_{\text{БЭ}} \approx 0.65$ В. Текущий по нагрузке ток $I_H = U'_{\text{ВЫХ}}/R_H = (U_0 - U_{\text{БЭ}})/R_H$ не должен превосходить $I_{K(\mathcal{E}).\text{макс}}$, поэтому

$$R_H \geq (U_0 - U_{\text{БЭ}})/I_{K(\mathcal{E}).\text{макс}}.$$

С другой стороны, $(U' - U'_{\text{ВЫХ}}) \cdot I_H$ должно быть меньше $P_{\text{макс}}$, откуда

$$R_H \geq \frac{(U' - U'_{\text{ВЫХ}}) \cdot U'_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{макс}}} = (U' - U_0 + U_{\text{БЭ}}) \cdot (U_0 - U_{\text{БЭ}})/P_{\text{макс}}.$$

Наконец, $(U'_{\text{ВЫХ}})^2/R_H$ должно быть меньше 0.125 Вт, то есть должно выполняться условие

$$R_H \geq (U_0 - U_{\text{БЭ}})^2 / (0.125 \text{ Вт}).$$

Очевидно, что большее из значений в правой части трех последних неравенств служит оценкой снизу для допустимого сопротивления нагрузки R_H .

Коэффициент стабилизации стабилизатора напряжения с эмиттерным повторителем

В результате опытов, проводимых со схемой на рис. 5.45, для двух значений входного напряжения $U = U'$ и $U = U''$ измеряют соответствующие им постоянные напряжения на выходе $U'_{\text{ВЫХ}}$ и $U''_{\text{ВЫХ}}$, находят средние значения $\bar{U} = (U' + U'')/2$ и $\bar{U}_{\text{ВЫХ}} = (U'_{\text{ВЫХ}} + U''_{\text{ВЫХ}})/2$, принимают

$\Delta U = U' - \bar{U} = \bar{U} - U''$ и $\Delta U_{\text{ВЫХ}} = U'_{\text{ВЫХ}} - \bar{U}_{\text{ВЫХ}} = \bar{U}_{\text{ВЫХ}} - U''_{\text{ВЫХ}}$ за отклонения этих напряжений от их средних значений и согласно определению (5.7) определяют искомый коэффициент стабилизации:

$$K_{\text{СТ}} = \frac{\Delta U / \bar{U}}{\Delta U_{\text{ВЫХ}} / \bar{U}_{\text{ВЫХ}}}.$$

Выходное сопротивление стабилизатора напряжения с эмиттерным повторителем

Теоретическое значение выходного сопротивления данного стабилизатора напряжения (5.12) исключительно мало. Можно, имея в виду применение правила двух нагрузок (см. п. 3 **Задания 1**), при фиксированном входном напряжении U попытаться измерить выходные напряжения $U_{\text{ВЫХ}} = U_1$ и

$U_{\text{вых}} = U_2$ для двух разных нагрузок, чьи сопротивления $R_{\text{н}} = R_1$ и $R_{\text{н}} = R_2$ удовлетворяют сформулированным выше требованиям. Однако точность проводимых измерений, вероятнее всего, не позволит зарегистрировать различие значений U_1 и U_2 , из чего нужно будет сделать вывод, что выходное сопротивление этого стабилизатора почти равно нулю, по крайней мере с точностью до погрешностей измерений.

Литература

1. *Куклев Л. П.* Радиотехника и схемотехника: учебное пособие. – М.: МФТИ, 2012.
2. *Ларин А. Л.* Аналоговая электроника: учебное пособие. – М.: МФТИ, 2013.
3. *Манаев Е. И.* Основы радиоэлектроники. – М.: Книжный дом «ЛИБРОКОМ», 2013.
4. *Титце У., Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника. В 2-х т. – М.: ДМК Пресс, 2015.
5. *Усилитель на биполярных транзисторах: лабораторная работа № 28 /* сост. Е. В. Воронов, А. Л. Ларин. – М.: МФТИ, 2015.
6. *Хоровиц П., Хилл У.* Искусство схемотехники. – М.: БИНОМ, 2016.