



Электропреобразовательные устройства радиоэлектронных средств

Лекция 2

Содержание лекции 2.

Работа выпрямителя на нагрузку с емкостной реакцией

Двухполупериодная схема.

Работа выпрямителя с индуктивной реакцией нагрузки

Сглаживающие фильтры

Активные фильтры

Стабилизаторы напряжения и тока

Расчет резистивно-емкостных фильтров

Параметрические стабилизаторы постоянного напряжения

Игорь Александрович Сидоров к.т.н., доцент
Москва

Работа выпрямителей на различные виды нагрузки

В реальных условиях выпрямители практически не работают на чисто активную нагрузку, так как для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения между схемой выпрямления и нагрузкой включаются сглаживающие фильтры, содержащие индуктивности и емкости. В некоторых случаях и сама нагрузка содержит элементы с емкостью, индуктивностью и внешней ЭДС. Наличие индуктивных и емкостных элементов или встречной ЭДС в цепи нагрузки оказывает существенное влияние на работу выпрямителя. Кроме того, внутренние активные и индуктивные сопротивления всех элементов выпрямителя (вентилей, трансформатора), а также дестабилизирующие факторы (несинусоидальность питающих напряжений и их асимметрия) оказывают большое влияние на процессы, протекающие в выпрямителях.

Работа выпрямителя на нагрузку с емкостной реакцией

Работой выпрямителя на нагрузку с емкостной реакцией называется такой режим, при котором параллельно нагрузке включен конденсатор, что имеет место при использовании конденсатора в качестве первого элемента сглаживающего фильтра. На рисунке 7.1, а приведена однофазная однополупериодная схема выпрямления, работающая на нагрузку емкостного характера; на рисунке 7.1,б — графики напряжений и токов в схеме. Для упрощения анализа работы схемы допустим, что процесс заряда и разряда конденсатора C является установившимся, т. е. к моменту t_0 (рисунок 7.1,б, верхний график), напряжение на конденсаторе C имеет значение, равное u_{C0} .

В интервале времени $t_0 - t_1$ катод диода (точка К схемы) обладает более высоким потенциалом, чем анод, потенциал которого определяется значением напряжения u_2 (рисунок 7.1,б, график показан пунктиром), следовательно, диод закрыт, а конденсатор С разряжается через сопротивление нагрузки R_H , при этом ток нагрузки i_0 равен току разряда конденсатора i_P , напряжение на конденсаторе u_C уменьшается по экспоненциальному закону, и скорость разряда зависит от постоянной времени цепи разряда конденсатора:

$$\tau \approx CR_H$$

С момента t_1 диод открывается и будет открыт до момента t_2 , поскольку в интервале времени $t_1 - t_2$ напряжение u_2 , определяющее потенциал анода диода, оказывается больше потенциала катода (точка К), который определяется напряжением u_1 (рисунок 7.1,б, верхний график). Через открытый таким образом диод протекает ток i_{VD} , который одновременно заряжает конденсатор и питает сопротивление нагрузки, т. е.

$$i_{VD} = i_0 + i_3$$

где i_3 - ток заряда конденсатора С.

Напряжение на конденсаторе u_C увеличивается (по экспоненциальному закону), причем скорость нарастания зависит от постоянной времени заряда конденсатора:

$$\tau_{\varphi} \approx \tilde{N} r_{0\text{дэл}}$$

$$r_{0\text{дэл}}$$

где $r_{0\text{дэл}} = r_{\text{ДИН}} + r_{\text{ТР}}$ - внутреннее динамическое сопротивление фазы выпрямителя, в котором $r_{\text{ДИН}}$ — динамическое сопротивление диода; $r_{\text{ТР}}$ — сопротивление обмоток трансформатора, приведенное к фазе вторичной обмотки.

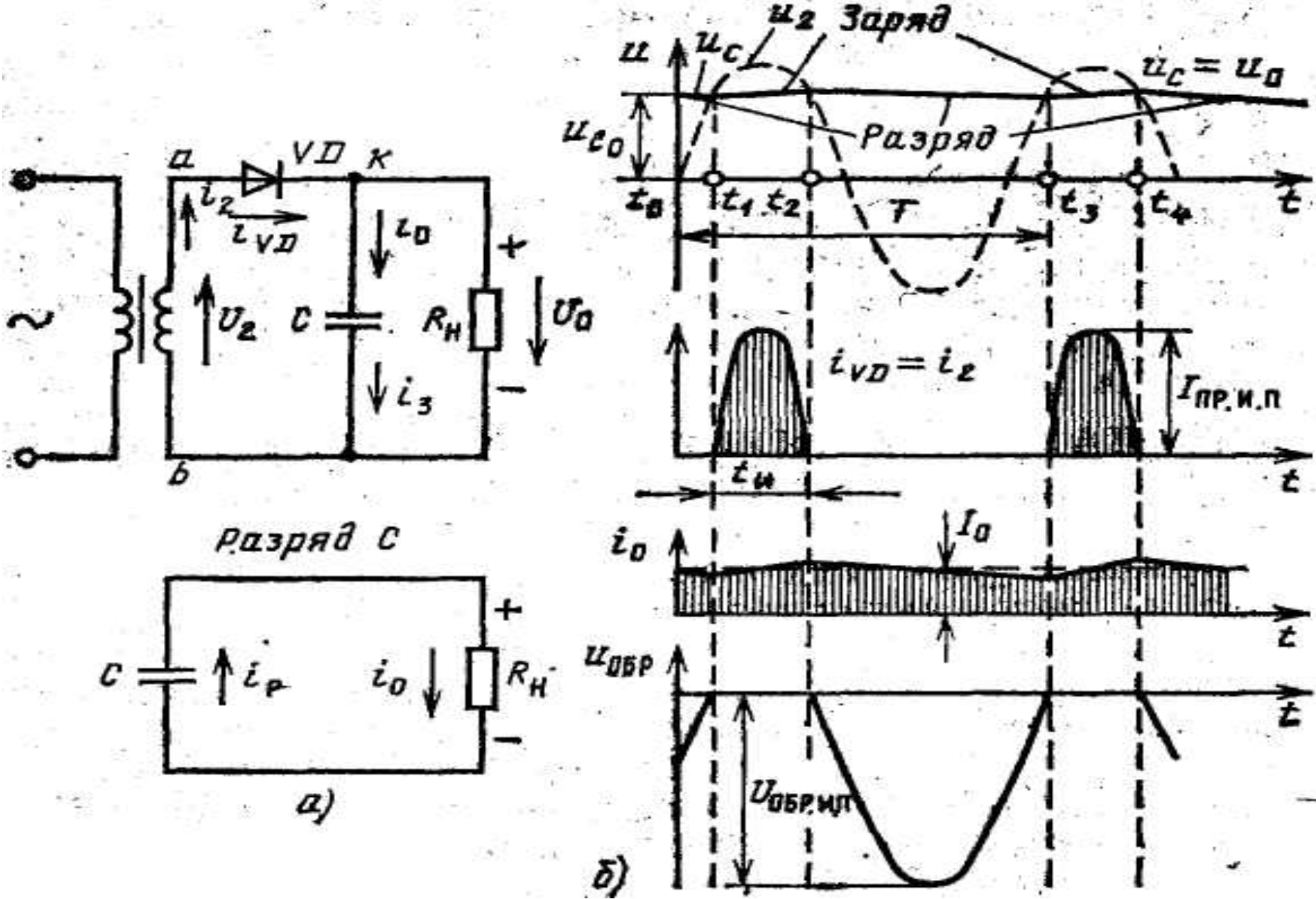


Рисунок 7.1 - Однополупериодная схема выпрямления с емкостной нагрузкой (а),
 И.А. Силаров
 диаграммы напряжений и токов в схеме (б)
 Москва

Затем в интервале времени $t_2 - t_3$ диод вновь закрывается и схема работает так же, как и в интервале $t_0 - t_1$, т. е. конденсатор C опять разряжается через сопротивление нагрузки, поддерживая при этом в ней ток i_0 прежнего направления.

График напряжения u_0 в соответствии со схемой включения конденсатора C и нагрузки R_H (рисунок 7.1, а) повторяет график напряжения на конденсаторе u_C , причем если $\frac{t_2 - t_3}{T} < 1$, где T - период изменения напряжения u_2 , то напряжение u_0 не уменьшается до нуля, а имеет конечное (минимальное) значение (рисунок 7.1,б).

График выпрямленного тока i_0 повторяет график u_0 , среднее значение выпрямленного тока I_0 и среднее значение выпрямленного напряжения U_0 связаны соотношением $I_0 = U_0/R_H$. Из графика i_{VD} видно, что в схеме по отношению к току диода проявляется отсекающее действие конденсатора C , причем время работы диода t_{II} и угол отсечки уменьшаются при уменьшении постоянной заряда конденсатора и при увеличении постоянной разряда конденсатора. Поскольку во время заряда конденсатора C по диоду протекает ток $i_{VD} = i_0 + i_3$, то соответственно увеличивается амплитуда тока диода I_{PP} . И.П. и действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора I_2 , что, в свою очередь, приводит к увеличению мощности обмоток трансформатора. Таким образом, использование обмоток трансформатора при емкостном характере нагрузки значительно хуже, чем при активной нагрузке.

Как видно из графика u_0 (u_C), для того чтобы выпрямленное напряжение на нагрузке имело бы меньшие пульсации, постоянная времени разряда $= CRH$ должна быть возможно больше. Поэтому выпрямители с емкостным характером нагрузки применяются в маломощных выпрямительных устройствах, работающих с небольшими токами нагрузки и большими RH .

Обратное напряжение на вентиле $u_{OБР}$ (рисунок 7.1,б, нижний график) приложено к электродам закрытого диода в интервалах времени $t_0 - t_1$, $t_2 - t_3$ и складывается из напряжения на зажимах вторичной обмотки трансформатора u_2 и напряжения на зажимах конденсатора u_C , его максимальное значение определяется выражением $U_{OБР} = U_{2m} + U_C \text{ MAX}$.

Если емкость конденсатора достаточно велика, что соответствует большому значению $\tau = CRH$ и минимальным пульсациям, то напряжение на зажимах конденсатора меняется незначительно и близко к амплитудному значению U_{2m} , т.е. $U_{C\ MAX} \approx U_{2m}$. Тогда

$$U_{OBR.\ И.\ П.} = 2U_{2m}$$

Таким образом, обратное напряжение в данной схеме примерно в 2 раза больше, чем в однополупериодной схеме, работающей на активную нагрузку.

Двухполупериодная схема.

Работа двухполупериодной схемы выпрямления (рисунок 7.2) сводится к поочередному заряду конденсатора токами, протекающими через диоды VD1 и VD2, и разряду его на нагрузку RН. При одинаковых значениях сопротивления нагрузки RН и емкости конденсатора С выпрямленное напряжение двухполупериодного выпрямителя u_0 имеет меньшие пульсации, чем при однополупериодном выпрямлении. Обратное напряжение на диоде, как и при работе этого выпрямителя на активную нагрузку, определяется напряжением всей вторичной обмотки трансформатора:

$$U_{OБР. И. П.} = U'_{2m} + U''_{2m} = 2U_{2m}$$

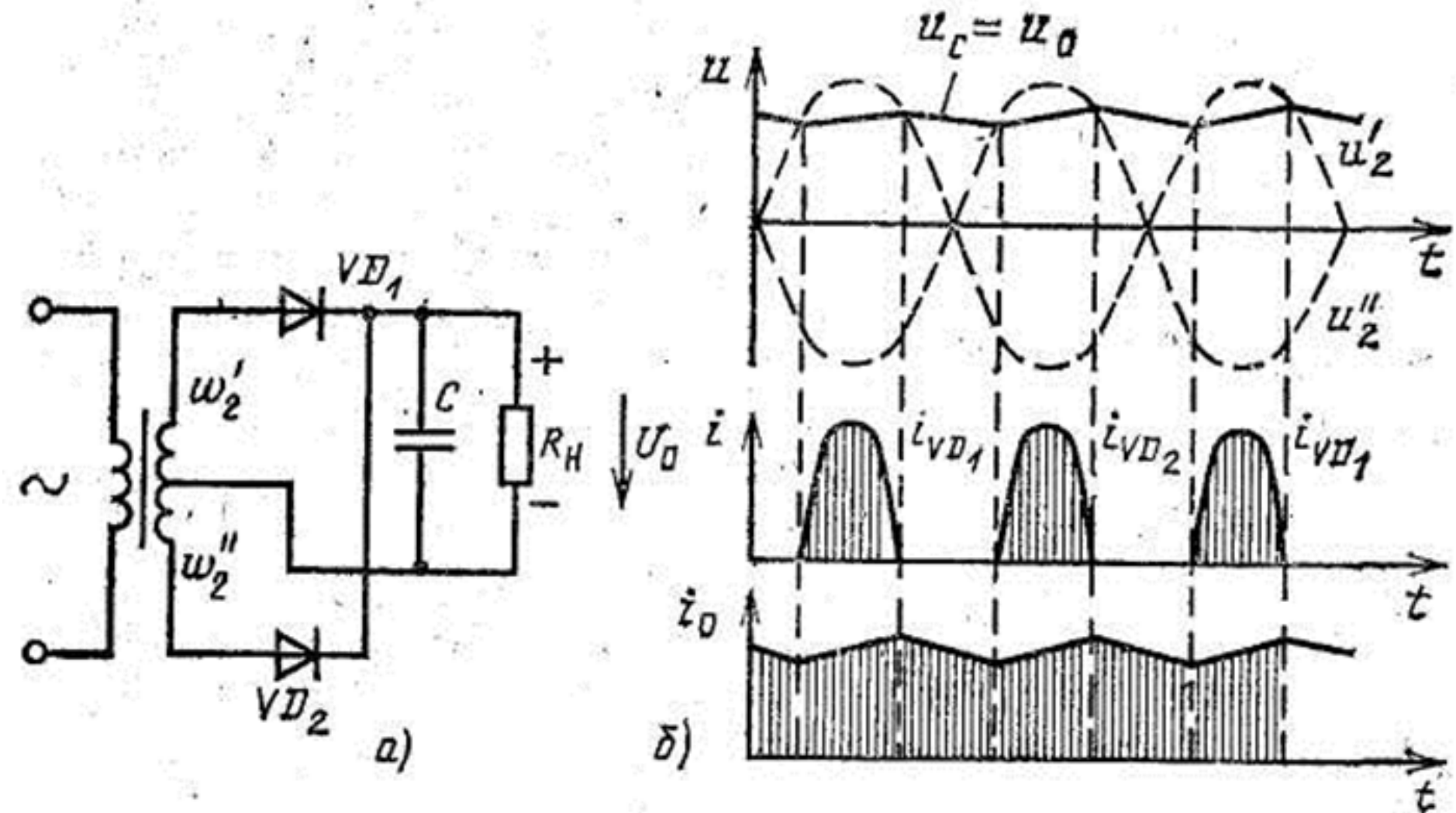


Рисунок 7.2 - Двухполупериодная схема выпрямления с емкостной нагрузкой (а), диаграммы напряжений и токов в схеме (б)

К недостаткам выпрямителей, работающих на нагрузку с емкостной реакцией, относятся:

- 1) большая амплитуда тока диода ПР.И.П;
- 2) увеличение габаритной мощности трансформатора;
- 3) значительное обратное напряжение на диоде УОБР. И. П.;
- 4) резко выраженная зависимость значения выпрямленного напряжения от тока нагрузки (это зависимость может быть ослаблена увеличением емкости конденсатора).

Работа выпрямителя с индуктивной реакцией нагрузки

Однофазная схема выпрямления. В данной схеме (рисунок 7.3, а) последовательно с нагрузкой включено индуктивное сопротивление, роль которого играет дроссель как входной элемент сглаживающего фильтра. Наличие индуктивных элементов в цепи с изменяющимся током приводит к отставанию изменения тока от изменения напряжения, и это обстоятельство существенно изменяет режим работы выпрямительной схемы.

На рисунке 7.3,б приводятся графики напряжения в схеме и тока в цепи вторичной обмотки $i_2 = i_{VD} = i_L = i_0$.

Во время первого полупериода напряжения u_2 анод диода VD имеет положительный потенциал, диод открывается и по цепи, состоящей из диода, дросселя L, сопротивления нагрузки R_H и вторичной обмотки трансформатора, протекает ток i_0 . По мере увеличения u_2 возрастает и ток i_0 , однако при этом на индуктивности L возрастает и противо - ЭДС e_L , направленная встречно напряжению u_2 и препятствующая нарастанию тока i_0 .

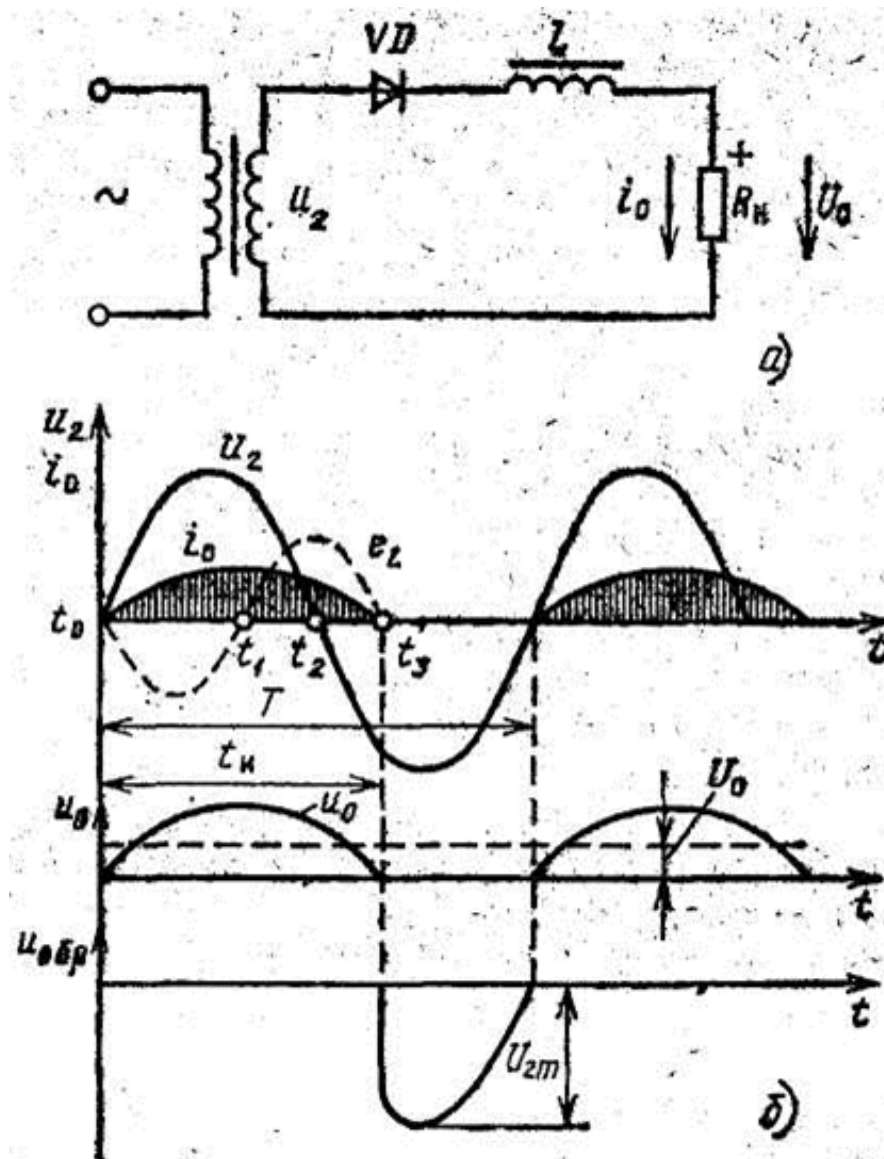


Рисунок 7.3 – Однополупериодная схема выпрямления с индуктивной нагрузкой (а), диаграммы напряжений и токов (б)

В промежутке времени $t_0 - t_1$ пока ток i_0 возрастает, противо - ЭДС e_L имеет отрицательный знак; когда же с момента t_1 ток i_0 начинает уменьшаться, противо - ЭДС приобретает положительную полярность.

В интервале времени $t_2 - t_3$ энергия, запасенная в магнитопроводе дросселя, поддерживает ток i_0 , протекающий по цепи и в отрицательной части периода напряжения. В момент времени t_3 , когда ток i_0 уменьшается до нуля, противо - ЭДС ее также становится равной нулю.

Как видно из рисунка 7.3,б (график i_0), длительность работы диода t_{II} будет больше полупериода напряжения u_2 ; соответствующий электрический угол отсечки () больше 90° . В общем случае угол отсечки может находиться в пределах $90^\circ - 180^\circ$ в зависимости от отношения , которое обозначим условно q_L .

Таким образом,
 $q_L = m L/R$

$$q_L = m \omega_c L/R$$

где m - коэффициент, зависящий от схемы выпрямления и показывающий, во сколько раз частота основной гармоники выпрямленного напряжения больше частоты сети, т. е. $m = f_{01}/f_C$ (для данной схемы $m=1$); ω_c — угловая частота, $\omega_c = 2\pi f_C$, где f_C — частота сети; L — индуктивность дросселя, а $m L = X_L$ - индуктивное (реактивное) сопротивление дросселя; R - полное активное сопротивление схемы, $R = R_H + r_{0\text{дин}}$, в котором $r_{0\text{дин}}$ — внутреннее динамическое сопротивление фазы выпрямителя.

При работе на активную нагрузку $L = 0$, значит, $q_L = 0$, а $\alpha = 90^\circ$, при $q_L > 1$ приближается к 180° .

График выпрямленного напряжения u_0 повторяет график тока i_0 . Форма обратного напряжения на диоде VD существенно отличается от формы обратного напряжения при работе выпрямителя на активную нагрузку. В данном случае обратное напряжение в момент запираания диода t_3 изменяется скачком, достигая значения, равного амплитуде напряжения вторичной обмотки U_{2m} (рисунок 7.3, б, нижний график). Сравнивая данную схему со схемой, работающей на активную нагрузку; можно сделать следующие выводы:

1. Длительность работы диода в данной схеме увеличивается, причем она зависит от отношения L/R ; с увеличением qL длительность работы диода возрастает.
2. Амплитудное и действующее значения тока уменьшаются.
3. Среднее значение выпрямленного напряжение U_0 уменьшается, и, чтобы компенсировать его уменьшение, нужно увеличить напряжение вторичной обмотки трансформатора U_2 .

В связи с указанными недостатками однофазная однополупериодная схема выпрямления с индуктивным характером нагрузки на практике не используется. Как было замечено выше, время протекания тока через диод, т.е. угол отсечки α , зависит от отношения $qL = \pi L/R$, причем чем больше qL тем больше угол отсечки α . При увеличении α сдвигается максимум тока относительно максимума напряжения вторичной обмотки и форма импульсов тока приближается к прямоугольной, следовательно, пульсации выпрямленного тока и напряжения уменьшаются. Увеличение qL при небольшом значении L (при небольших габаритных размерах и массе дросселя) можно обеспечить лишь при больших значениях $m = f_0 / f_C$, т. е. в многофазных схемах выпрямления.

Сглаживающие фильтры

Параметры фильтра

Основным параметром сглаживающих фильтров является коэффициент сглаживания, который определяется отношением коэффициента пульсации на входе фильтра к коэффициенту пульсации на его выходе (на нагрузке):

$$q = k_{п.вх} / k_{п.вых}$$

Коэффициент пульсации на входе фильтра определяется типом схемы выпрямления и равен

$$k_{п.вх} = U_{0m1} / U_0 = k_{п.01},$$

где U_{0m1} и U_0 - амплитуда первой гармоники и постоянная составляющая выпрямленного напряжения. Коэффициент пульсации на выходе фильтра $k_{п.вых} = U_{nm1} / U_n$, где U_{nm1} и U_n - амплитуда первой гармоники и постоянная составляющая напряжения на нагрузке.

- Наиболее широко используют Г-образный индуктивно-емкостный фильтр (рисунок 8.1). Для сглаживания пульсации таким фильтром необходимо, чтобы $x_c \ll R_H$, а $x_L \gg x_c$. При выполнении этих условий, пренебрегая потерями в дросселе, получим коэффициент сглаживания Г-образного фильтра
- где . Для двухполупериодной схемы $m = 2$. Для $f_c = 50$ Гц:
- $LC_1 = 10(q + 1)/m^2$.

$$q \approx \frac{U_{Oml}}{U_{Hml}} = (m\omega)^2 LC - 1,$$

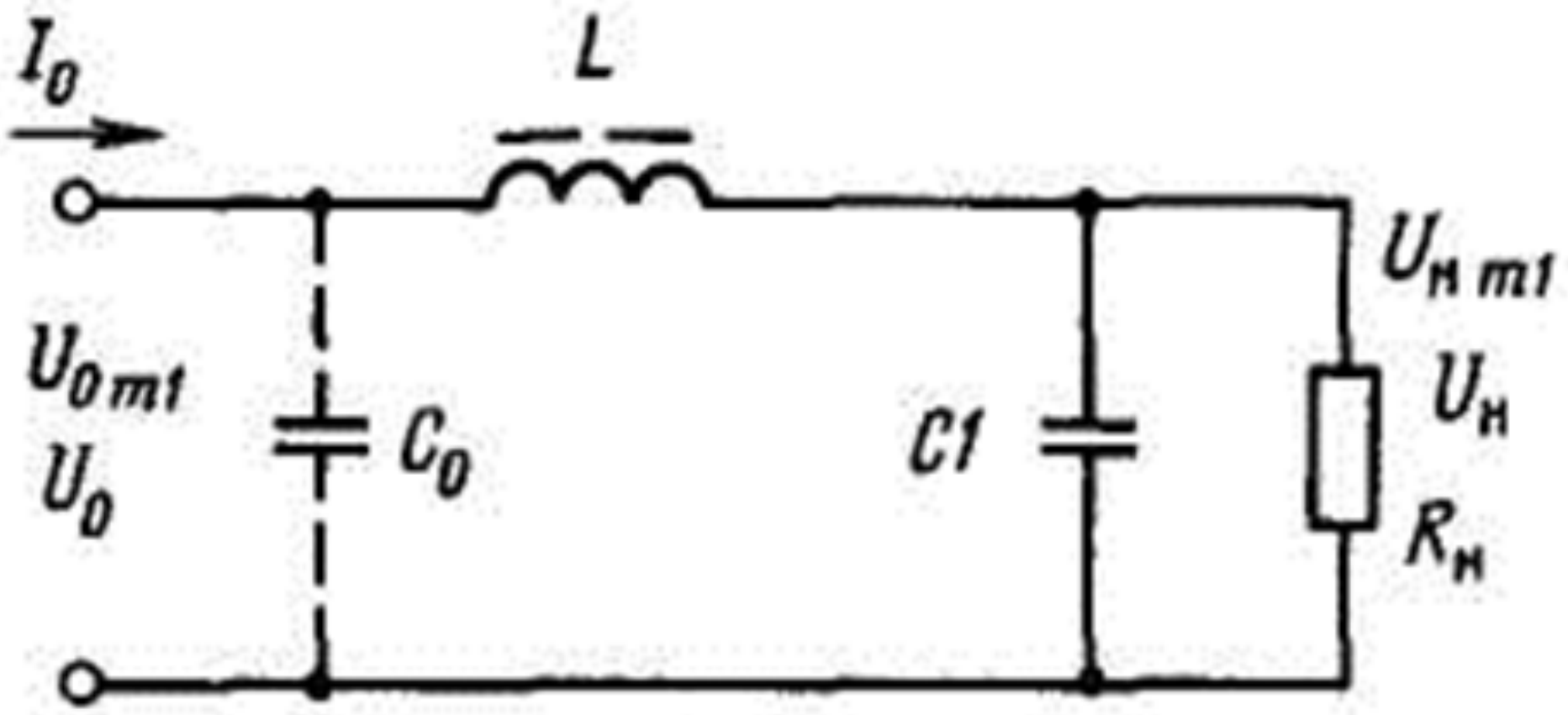


Рисунок 8.1 – Схема сглаживающего LC - фильтра

Определив произведение LC_1 ; Гн мкФ, необходимо найти значения L и C_1 в отдельности.

Одним из основных условий выбора L является обеспечение индуктивной реакции фильтра на выпрямитель, необходимой для большей стабильности внешней характеристики выпрямителя. Кроме того, при индуктивной реакции фильтра меньше действующие значения токов в вентильях и обмотках трансформатора, а также меньше габаритная мощность трансформатора. Для обеспечения индуктивной реакции необходимо, чтобы

$$L \geq \frac{2U_0}{(m^2 - 1)m\omega I_0} = \frac{2R_H}{(m^2 - 1)m\omega}$$

Выбрав индуктивность дросселя и зная произведение LC_1 ; можно определить емкость C_1 .

При расчете фильтра необходимо также обеспечить такое соотношение реактивных сопротивлений дросселя и конденсатора, при котором не могли бы возникнуть резонансные явления на частоте пульсации выпрямленного напряжения и частоте изменения тока нагрузки.

Если нагрузка постоянна, то условием отсутствия резонанса является

$$\omega_0 \leq m\omega / 2$$

где ω_0 — собственная угловая частота фильтра, равная $1/\sqrt{LC_1}$. Это условие выполняется при $q > 3$.

Если ток нагрузки изменяется с угловой частотой ω_0 , то условие отсутствия резонанса можно записать в виде

$$\omega_0 \leq \omega_H / 2$$

где $\omega_0 = 2\pi f_H$ — частота тока нагрузки.

Зная L , можно рассчитать или выбрать стандартный дроссель фильтра. По найденной из расчета емкости $C1$ можно выбрать конденсатор. При этом необходимо, чтобы мгновенное значение напряжения на нем не превышало его номинального напряжения. Для этого конденсатор следует выбрать на напряжение холостого хода выпрямителя при максимальном напряжении сети, увеличенное на 15...20%. Это необходимо для обеспечения надежной работы конденсаторов при перенапряжениях, возникающих при включении выпрямителя. Необходимо также, чтобы амплитуда переменной составляющей напряжения на конденсаторе не превышала предельно допустимого значения.

П-образный CLC фильтр (рисунок 8.1) можно представить в виде двухзвенного фильтра, состоящего из емкостного звена с емкостью C_0 и Г - образного звена с L и C_1 . При расчете П-образного фильтра емкость C_0 и коэффициент пульсации напряжения на емкости C_0 известны из расчета выпрямителя. Методика расчета выпрямителя и, в частности емкости C_0 , приведена в приложении «Дополнительные материалы по расчету источников питания радиоэлектронных устройств».

Коэффициент сглаживания Г-образного звена фильтра равен отношению коэффициентов пульсаций напряжения на емкости C_0 и сопротивлении нагрузки. Зная коэффициент сглаживания Г-образного звена, можно определить произведение LC_1 .

В П-образном фильтре наибольший коэффициент сглаживания достигается при $C_0 = C_1$. Индуктивность дросселя L определяем по ранее приведенной формуле.

Расчет резистивно-емкостных фильтров

В выпрямителях малой мощности в некоторых случаях применяются фильтры, состоящие из резистора и конденсатора (рисунок 8.2). В таком фильтре теряется относительно большое напряжение и соответственно имеют место значительные потери энергии в резисторе R_{Φ} , но габаритные размеры и стоимость такого фильтра меньше, чем индуктивно-емкостного.

Коэффициент сглаживания Γ -образного RC фильтра

.

$$q = m \omega C_1 \frac{R_H R_{\Phi}}{R_H + R_{\Phi}}$$

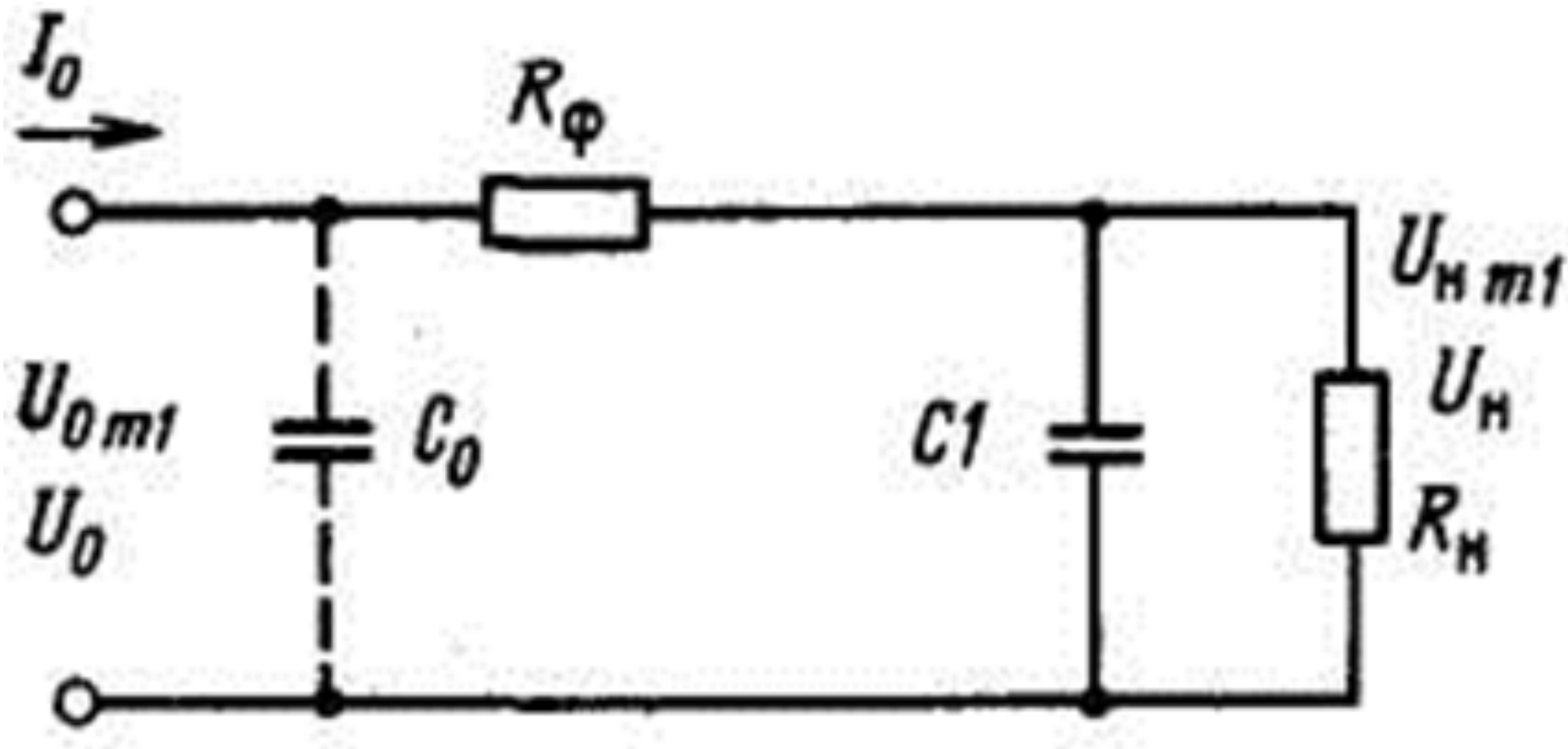


Рисунок 8.2 – Схема сглаживающего RC - фильтра

- Выражая R в Омах, C в микрофарадах, получаем для $f_c = 50$ Гц
- Сопротивление резистора R_4 определяется с учетом КПД фильтра.
- Оптимальный КПД имеет порядок 0,6...0,8. При КПД, равном 0,8, $R_\phi = 0,25R_H$.
- Емкости определяются по формуле
- $C_1 = 16I_0q/(mU_0)$,
- где I_0 -ток нагрузки, мА.
- При $R_\phi = 0,25 R_H$ напряжение на входе фильтра $U_0 = 1,25U_H$.
- Расчет Π - образного резистивно-емкостного фильтра (рисунок 8.2) проводится, как и в случае Π - образного LC фильтра, разделением этого фильтра на емкостной C_0 и Γ - образный RC_1 фильтр.

- Активные фильтры
- Миниатюрные активные фильтры весьма удобны и успехом заменяют громоздкие и тяжелые LC-фильтры в переносной полупроводниковой радиоаппаратуре. В активных фильтрах последовательно или параллельно с нагрузкой включается транзистор, роль которого соответствует роли дросселя или резистора в фильтрах LC и RC, причем чаще используется последовательное соединение транзистора и нагрузки.
- На рисунке 8.3, а приведена схема фильтра, аналогичного П - образному фильтру $C_1 L C_2$, с последовательным включением нагрузки в коллекторную цепь транзистора.

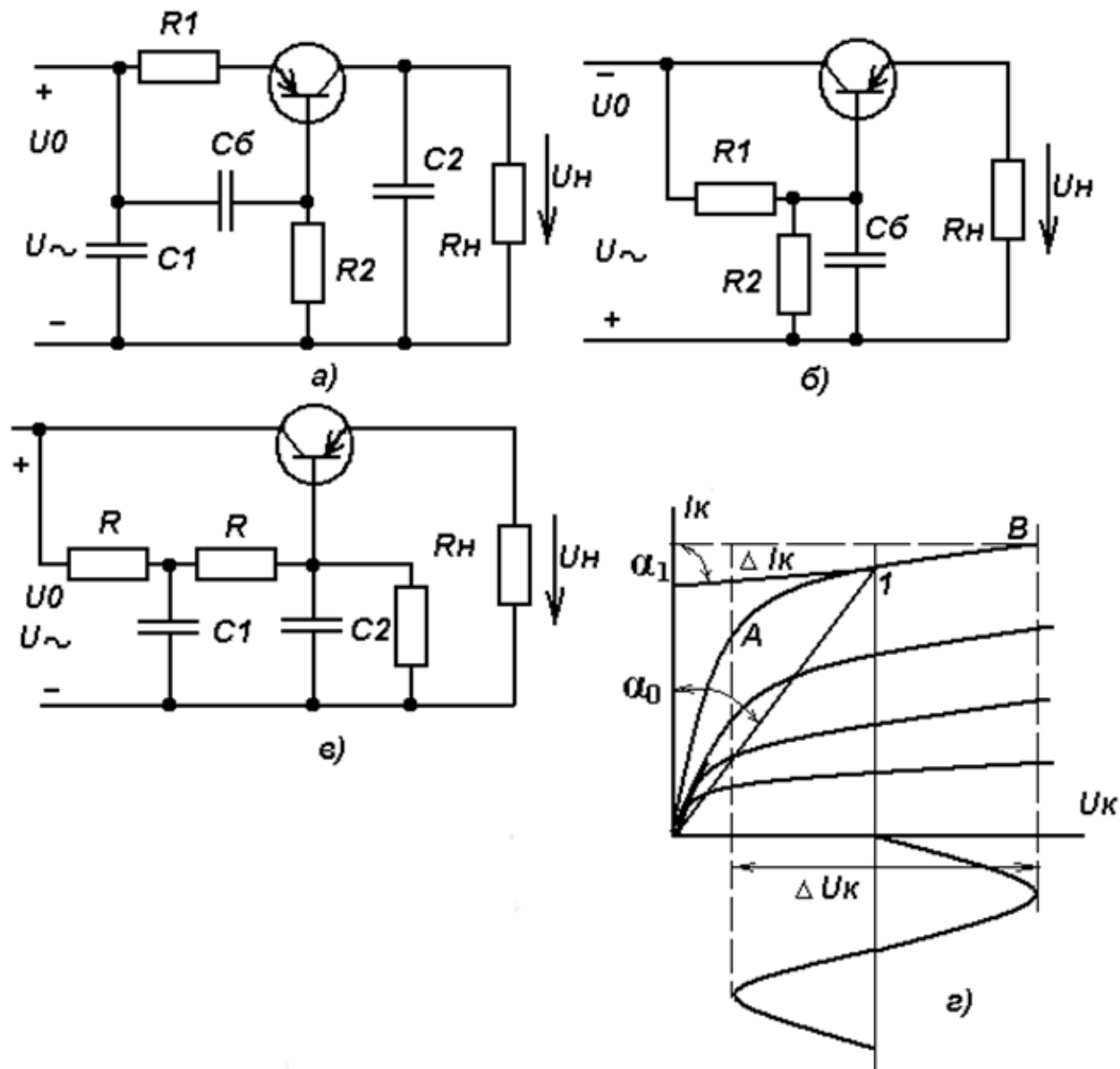


Рисунок 8.3 - Схемы фильтров на транзисторах (а—в), выходные характеристики транзистора (г)

- Рабочую точку транзистора выбирают на нелинейном участке выходной характеристики $A B$ (рисунок 8.3, г, точка 1), где сопротивление транзистора для переменного тока, значительно больше, чем сопротивление для постоянного тока, которое равно R_1 . Поэтому на транзисторе выделяется переменная составляющая выпрямленного напряжения U_{\sim} , а напряжение и ток нагрузки будут постоянными. В цепь базы транзистора включено звено $R_1 C_B$ с постоянной времени $\gg T$, и поэтому напряжение на конденсаторе C_B за период частоты пульсаций существенно не меняется, что обеспечивает постоянство тока эмиттера. Положение рабочей точки на характеристике транзистора (рисунок 8.3, г) определяется сопротивлением резисторов R_2/R_1 , причем последний способствует термостабилизации рабочей точки. Конденсаторы C_1 и C_2 вместе с транзистором образуют П - образный сглаживающий фильтр.

- Недостатком такой схемы фильтра является влияние изменения нагрузки на выходное напряжение $U_{0/H}$.
- Чаще применяют схемы транзисторных фильтров, в которых нагрузка включена в цепь эмиттера (рисунок 8.3,б). Положение рабочей точки выбирается с помощью делителя напряжения $R_1 R_2$, причем ток делителя должен быть больше тока базы, чтобы изменение тока базы не влияло на положение рабочей точки на характеристике транзистора. Конденсатор C_B служит для сглаживания пульсаций на базе транзистора.
- Для увеличения коэффициента сглаживания фильтра данного вида питание базы транзистора может производиться через двухзвенный RC-фильтр (рисунок 8.3, в).

- На входе активных фильтров включается конденсатор C_1 , а параллельно нагрузке (на выходе выпрямителя)- конденсатор C_2 сравнительно небольшой емкости (рисунок 8.3, а). Эти меры служат для сглаживания высокочастотных составляющих пульсирующего напряжения, а также для устранения наводок и импульсных помех, возникающих вследствие наличия паразитной емкости транзистора.
- Коэффициент сглаживания Γ -образной части фильтра схемы без конденсатора на входе $q = h_{21э} r_i m \omega_c C_2 R_H / R_2$
- ,
- где $h_{21э}$ - коэффициент передачи по току транзистора в схеме с общим эмиттером; $r_i = \Delta U_K / \Delta I_K$ - сопротивление транзистора переменному току, r_i находится по характеристике транзистора (рисунок 26,г).

Коэффициент сглаживания для схемы на рисунок 8.3, б

$$q = R_2 / (R_1 + R_2) \sqrt{\frac{1}{\mu_T^2} + \frac{1}{(m\omega_c CR_1)^2}}$$

в котором

$$\mu_T = \frac{h_{213} r_K}{h_{113}}$$

, а r_K - сопротивление коллектора транзистора в схеме с общим эмиттером; h_{113} - входное сопротивление транзистора в схеме с общим эмиттером в режиме большого сигнала; R_1 и R_2 выбираются из условия получения минимального УКЭ выбранного транзистора и обеспечения минимального выходного сопротивления фильтра.

Для уменьшения выходного сопротивления необходимо насколько возможно, снизить значения R_1 и R_2 , однако при этом уменьшится коэффициент сглаживания фильтра, что вызовет необходимость увеличения емкости конденсатора.

Применение составного транзистора (рисунок 8.4) позволяет согласовать низкоомную нагрузку с высокоомным RC - фильтром. Кроме того, составные транзисторы позволяют увеличить сопротивление транзистора фильтра переменному току и, следовательно, улучшить сглаживающие свойства этого фильтра.

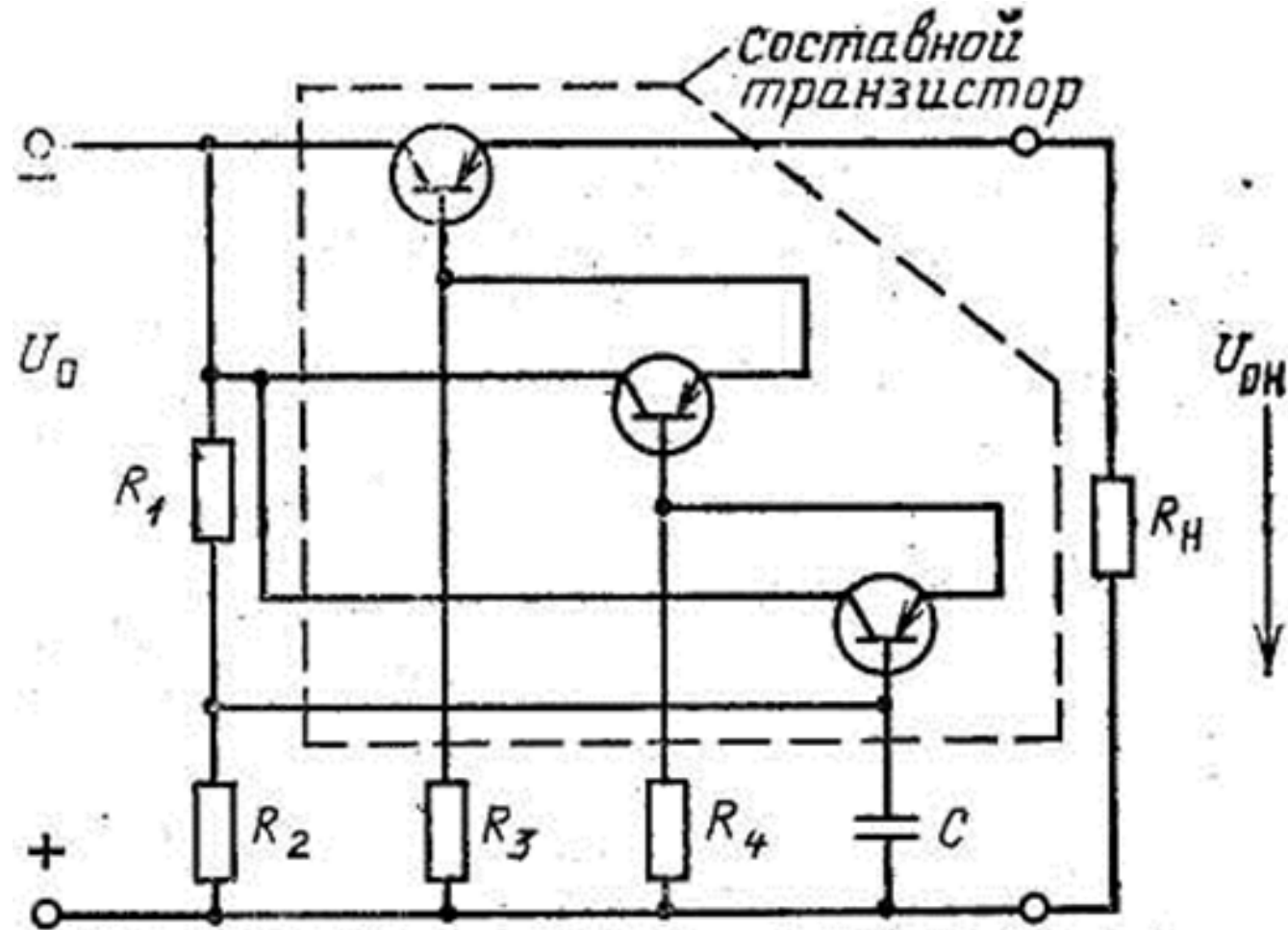


Рисунок 8.4 - Схема
фильтра на
составном
транзисторе

Для нормальной работы фильтра при изменениях нагрузки и температуры необходимо правильно выбрать резисторы делителя $R1$ и $R2$ и резисторы смещения $R3$ и $R4$. О выборе элементов делителя говорилось выше; резисторы смещения $R3$ и $R4$ подбираются таким образом, чтобы ток, протекающий по каждому из них, был больше тока $I_{К.мах}$ транзистора, в базу которого включен этот резистор.

Достоинства транзисторных фильтров: большие значения коэффициента сглаживания и сопротивления для низкочастотных составляющих.

Недостатки транзисторных фильтров: низкий КПД и резко выраженная зависимость коэффициента сглаживания от температуры.

- Стабилизаторы напряжения и тока
- Общие положения
- Важнейшим условием нормальной работы радиоустройств является стабильность питающего напряжения. Причиной нестабильности питающего напряжения являются в основном колебания напряжения питающей сети и изменение нагрузки на выходе выпрямительного устройства. Дестабилизирующими факторами могут быть так же температура окружающей среды, частота напряжения сети и др.

- Классификация и основные параметры
- Стабилизаторами напряжения называются устройства, автоматически поддерживающие постоянство напряжения на стороне потребителя с заданной степенью точности. Основными параметрами стабилизаторов постоянного напряжения, характеризующими качество стабилизации, являются:
 - 1 Коэффициент стабилизации по входному напряжению - отношение относительных приращений напряжений на входе и выходе стабилизатора:

$$K_{ст. U} = \frac{\Delta U_{ВХ}}{\Delta U_{ВЫХ}} \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}$$
 - где $\Delta U_{ВХ}, \Delta U_{ВЫХ}$ - приращения входного и выходного напряжений стабилизатора при неизменном токе нагрузки; $U_{ВХ}, U_{ВЫХ}$ - номинальные входное и выходное напряжения стабилизатора.

- 2 Коэффициент стабилизации по току

$$K_{ст. I} = \frac{\Delta I_{ВХ}}{\Delta I_{ВЫХ}} \frac{I_{ВЫХ}}{I_{ВХ}}$$

- 3 Внутреннее сопротивление стабилизатора r_i , равное отношению приращения выходного напряжения к приращению тока нагрузки при неизменном входном напряжении:

$$r_i = -\Delta U_{ВЫХ} / \Delta I_H$$

- Зная внутреннее сопротивление, можно определить изменение выходного напряжения при изменении тока нагрузки. В стабилизаторах напряжения внутреннее сопротивление может достигать тысячных долей Ома.

4 Коэффициент сглаживания пульсаций

$$q = \frac{U_{BX.m1}}{U_{BЫX.m1}} \frac{U_{BЫX}}{U_{BX}}$$

где $U_{BX.m1}$, $U_{BЫX.m1}$ - соответственно амплитуды пульсации входного и выходного напряжений стабилизатора.

5 Важным параметром стабилизаторов является температурный коэффициент по напряжению ТКН, который характеризует изменение выходного напряжения при изменении температуры окружающей среды при неизменном входном напряжении и токе нагрузки ($U_{BX}=\text{const}$; $I_H=\text{const}$), т.е.

$$TKH = \frac{\Delta U_{BЫX}}{\Delta t_{OKP}}$$

- В зависимости от рода стабилизируемого напряжения или тока стабилизаторы подразделяются на стабилизаторы переменного напряжения (тока) и стабилизаторы постоянного напряжения (тока). В зависимости от метода стабилизации они подразделяются на параметрические, компенсационные и импульсные.

- Параметрические стабилизаторы постоянного напряжения
- Для стабилизации напряжения постоянного тока используются нелинейные элементы, напряжение на которых мало зависит от тока, протекающего через них. В качестве таких элементов часто применяются кремниевые стабилитроны и стабисторы.

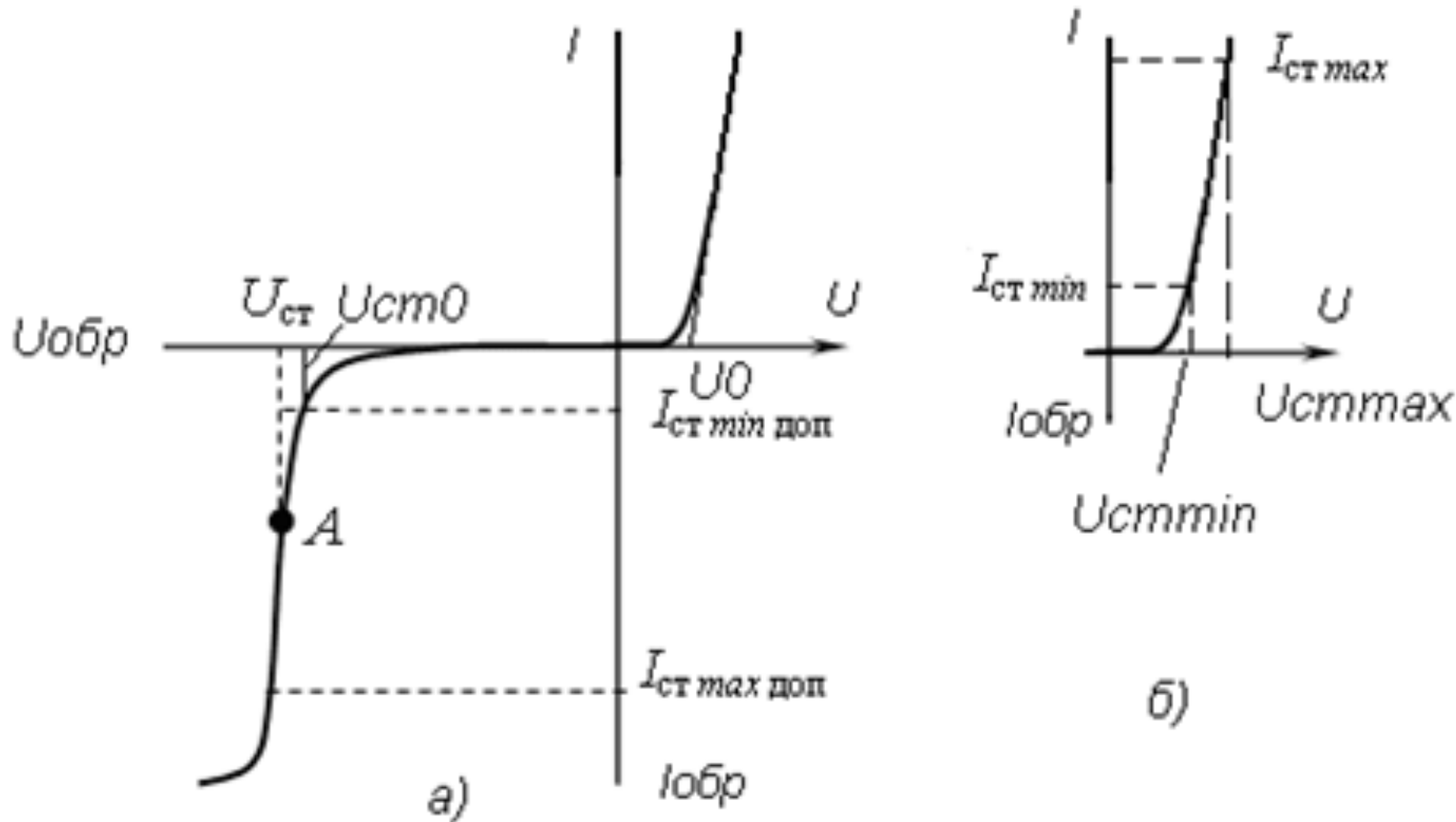


Рисунок 9.1 – Вольт - амперные характеристики стабилитрона (а) и стабистора (б)

- Кремниевые стабилитроны представляют собой плоскостные диоды, изготовленные по особой технологии. В отличие от обычных диодов кремниевые стабилитроны работают на обратной ветви ВАХ в области электрического пробоя, где незначительное увеличение напряжения вызывает существенное увеличение тока через стабилитрон (рисунок 9.1, а). При электрическом пробое стабилитрон сохраняет работоспособность, если ток не превысит предельного значения. Таким образом, включая стабилитрон в обратном направлении, можно при значительном изменении тока (от $I_{СТ.МИН}$ до $I_{СТ.МАХ}$) получить на нем практически постоянное напряжение ($U_{СТ}$).

- Стабистор представляет собой полупроводниковый прибор, напряжение на котором в прямом направлении изменяется незначительно при значительном изменении тока, протекающего по нему (рисунок 9.1, б); поэтому стабистор, работающий на прямой ветви ВАХ, в отличие от кремниевого стабилитрона, включается в цепь стабилизации в прямом направлении. Промышленность выпускает кремниевые стабисторы для стабилизации напряжения менее 3 В.
- Для увеличения стабилизируемого напряжения стабилитроны могут быть включены последовательно. Параллельное включение стабилитронов недопустимо, так как небольшая разница в рабочих напряжениях, которая всегда имеет место, приводит к неравномерному распределению протекающих через них токов.

- На рисунке 9.2, а представлена схема однокаскадного параметрического стабилизатора на кремниевых стабилитронах.
- При увеличении напряжения на входе стабилизатора ток через стабилитрон VD1 резко возрастает, что приводит к увеличению падения напряжения на гасящем резисторе $R_{г1}$. Приращение напряжения на гасящем резисторе примерно равно приращению напряжения на входе стабилизатора, так что напряжение на выходе стабилизатора при этом изменяется незначительно. Для термокомпенсации включены диоды VD_K .
- Если необходимо получить большую точность стабилизации, применяют двухкаскадный стабилизатор (рисунок 9.2,б). Коэффициент стабилизации в этом случае равен произведению коэффициентов стабилизации первого и второго каскадов.

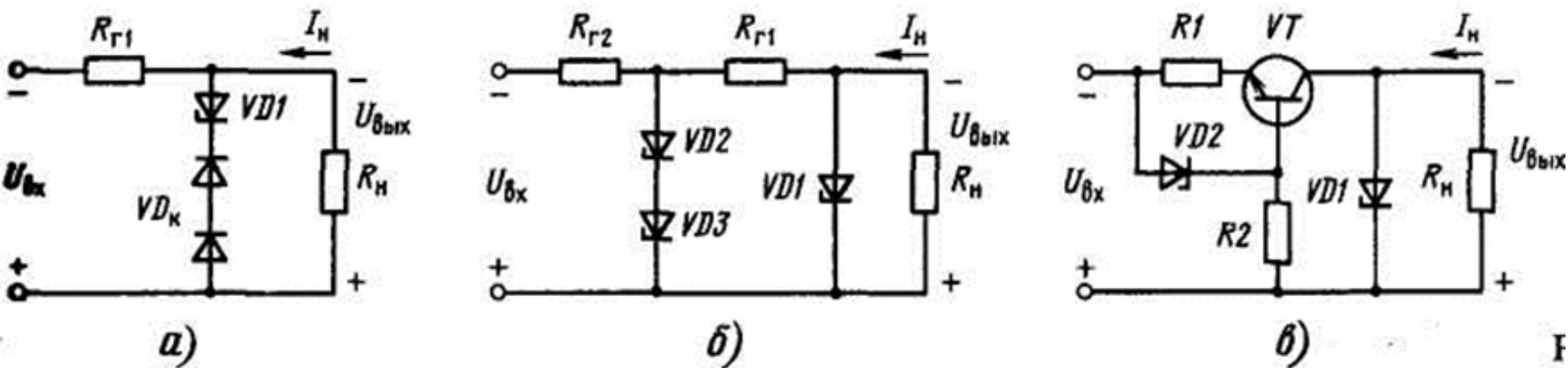


Рисунок 9.2 – Схемы параметрических стабилизаторов

- На рисунке 9.2, в приведена схема параметрического стабилизатора, в котором вместо гасящего резистора включен стабилизатор тока. Включение стабилизатора тока эквивалентно включению гасящего резистора с очень большим сопротивлением и позволяет повысить КПД вследствие уменьшения входного напряжения при достаточно большом коэффициенте стабилизации.