

схеме треугольник, так и по схеме звезда (см. рис. 2.4, а), напряжения на фазах которых сдвинуты по отношению друг к другу на 120° .

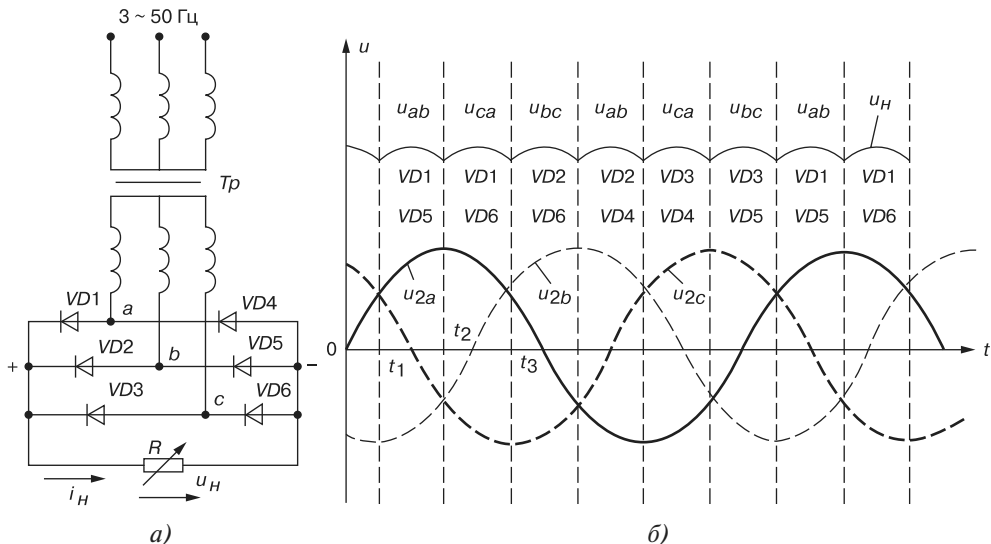


Рис. 2.4

В рассматриваемой схеме в каждый момент времени открыты два вентиля: один из катодной группы, другой из анодной группы. В катодной группе ток протекает через вентиль, на аноде которого положительный потенциал в данный момент времени является наибольшим, а в анодной группе ток протекает через вентиль, на катоде которого в данный момент наибольший отрицательный потенциал. Так, в интервал времени от t_1 до t_2 ток протекает через вентили $VD1$ и $VD5$, в интервале от t_2 до t_3 через вентили $VD1$ и $VD6$ и т. д. (рис. 2.4, б).

Положительные полуволны синусоид фазных напряжений u_{2a} , u_{2b} и u_{2c} выпрямляются вентилями катодной группы, т. к. эти направления напряжений для них являются проводящими, а отрицательные полуволны выпрямляются вентилями анодной группы. Следовательно, на нагрузке формируется напряжение u_H , равное сумме выпрямленных напряжений катодной и анодной групп, а именно, отрезками чередующихся линейных напряжений u_{ab} , u_{bc} и u_{ca} с частотой, в шесть раз большей частоты напряжения сети. Через каждый вентиль протекает ток в течение одной трети периода.

Средние выпрямленные напряжение и ток мостовой схемы:

$$U_{H.cp} = (3/\pi)U_{2m.l} \text{ и } I_{H.cp} = (3/\pi)I_{2m.l}.$$

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле равно максимальному линейному напряжению вторичной обмотки трансформатора.

Коэффициент пульсации напряжения в нагрузке

$$q_n = \frac{U_{m.o2}}{U_{H.cp}} = \frac{(6/35\pi)U_{2m}}{(3/\pi)U_{2m}} \approx 0,057.$$

Преимущества трехфазной мостовой схемы выпрямления переменного напряжения: высокая частота и незначительная пульсация выпрямленного напряжения, что уменьшает размеры и массу сглаживающего фильтра; хорошее использование вентиля по напряжению, что позволяет получить высокое выпрямленное напряжение. Её основной недостаток — необходимость в шести вентилях.

2.4. Сглаживающие фильтры

Требования к уровню пульсации напряжения, питающего электронную аппаратуру, очень высокие: так, допустимый коэффициент пульсации q_n для питания двухтактных усилителей напряжения не должен превышать 1...2%, однотактных усилителей 0,1...0,5%, а усилителей промежуточной частоты — 0,01...0,05%.

Сглаживающие фильтры предназначены для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения на нагрузке до значений, при которых не сказывается их отрицательное влияние на работу электронной аппаратуры. Они должны пропускать постоянную составляющую выпрямленного напряжения и заметно ослаблять его гармонические составляющие.

Действие фильтра по уменьшению пульсации напряжения (тока) на нагрузке характеризуется *коэффициентом сглаживания* k_c , представляющим собой отношение коэффициента пульсации на выходе выпрямителя q_{n1} (до фильтра) к коэффициенту пульсации на нагрузке q_{n2} (после фильтра), т. е. $k_c = q_{n1} / q_{n2}$.

На рис. 2.5. приведены схемы простейших однофазных сглаживающих фильтров широкого применения.

Ёмкостный фильтр (рис. 2.5, а) включают параллельно нагрузке R_H , что исключает прохождение через нагрузку высокочастотных гармонических составляющих тока.

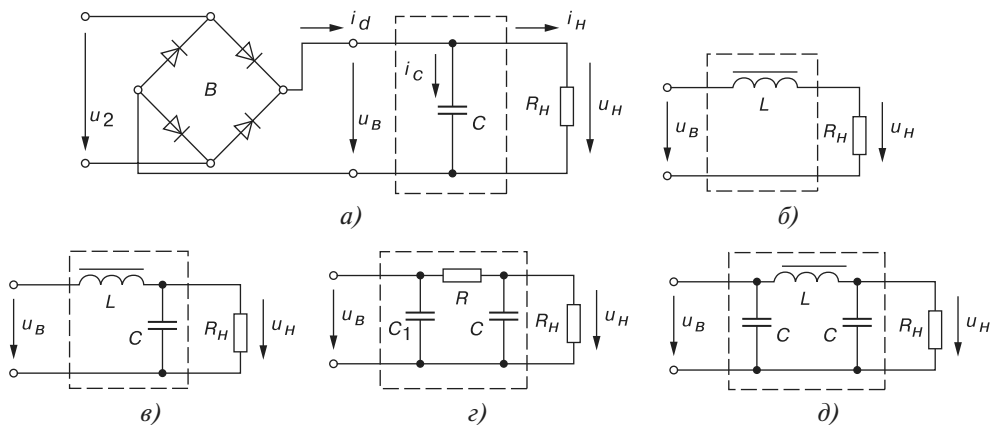


Рис. 2.5

Временные диаграммы выпрямленного напряжения u_B двухполупериодного выпрямителя, напряжения на нагрузке u_H и тока вентилей $i_d = i_C + i_H$, поясняющие принципы действия С-фильтра, изображены на рис. 2.6, а.

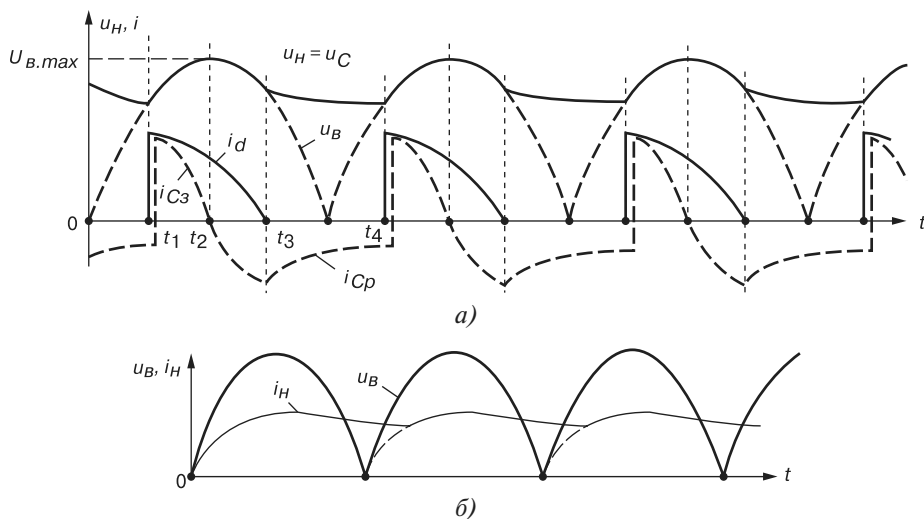


Рис. 2.6

В интервале времени от t_1 до t_2 конденсатор заряжается (ток i_{C3}) до амплитудного значения напряжения $U_{B,max}$, так как в этот период выпрямленное напряжение больше напряжения на конденсаторе, т. е. $u_B > u_C$. В интервале времени от t_3 до t_4 , когда напряжение $u_B < u_C$, вентили будут закрыты, конденсатор станет разряжаться на нагрузочный резистор R_H , заполняя разрядным током i_{Cp} паузу в токе нагрузки i_H , форма которого повторяет форму напряжения u_H . В этот интервал времени напряжение на нагрузке $u_H = u_C$ снижается до некоторого значения, соответствующего моменту времени t_4 , при котором выпрямленное напряжение u_B становится равным напряжению на конденсаторе u_C . После этого вентили вновь открываются, конденсатор C начинает заряжаться, и процессы зарядки и разрядки конденсатора повторяются.

При частоте основной гармоники выпрямительного напряжения u_B сопротивление конденсатора С-фильтра должно быть значительно меньше сопротивления нагрузки, т. е. $X_C = 1/n\omega C \ll R_H$, где n — номер основной гармоники напряжения u_B ; ω — угловая частота напряжения u_2 трансформатора.

Коэффициент сглаживания $k_c = R_H / X_C = n\omega C R_H$.

Из выражения коэффициента сглаживания k_c видно, что С-фильтр целесообразно использовать при относительно высокоомной нагрузке R_H .

Требуемая ёмкость конденсатора при заданном k_c :

$$C \geq k_c / (n\omega R_H).$$

Одноэлементный L-фильтр (рис. 2.5, б) включают последовательно с нагрузкой R_H . При нарастании выпрямленного напряжения и тока нагрузки i_H магнитная энергия

запасается в индуктивном элементе L (дросселе). При снижении напряжения u_B ток в нагрузке поддерживается за счет накопленной энергии в дросселе (рис. 2.6, б).

При частоте основной гармоники выпрямленного напряжения сопротивление дросселя L -фильтра должно быть значительно больше сопротивления нагрузки R_H , т. е. $X_L = n\omega L \gg R_H$.

Коэффициент сглаживания L -фильтра

$$k_c = X_L / R_H.$$

Из этого выражения следует, что в мощных выпрямителях (когда сопротивление R_H мало) L -фильтр действует наиболее эффективно. Требуемая индуктивность дросселя при заданном k_c : $L \geq k_c R_H / (n\omega)$.

В LC -фильтре (рис. 2.5, в) конденсатор шунтирует нагрузку по переменной составляющей ($X_C = 1/(n\omega C)$; $X_C \ll R_H$), а сопротивление дросселя X_L должно быть значительно больше сопротивления $Z_{нап}$ параллельно соединенных элементов R_H и X_C .

Приняв $|Z_{нап}| \approx X_C$ и $k_c = X_L / X_C = (n\omega)^2 LC$, по известному коэффициенту k_c находят произведение LC , а по заданной ёмкости C — индуктивность фильтра $L = k_c / (n\omega)^2 C$. Во избежание резонанса (при $X_L = X_C$) должно выполняться условие $\omega\phi = 1/\sqrt{LC} = 0,5n\omega$.

Если при расчёте LC -фильтра получают слишком большие значения индуктивности ($L > 100$ Гн) дросселя и ёмкости ($C > 150$ мкФ) конденсатора, то применяют двухзвенный фильтр: одноэлементное C_1 -звено и Γ -образное RC -звено (рис. 2.5, з), у которого $k_c = k_{c1} \cdot k_{c2}$, где k_{c1} и k_{c2} — соответственно коэффициенты сглаживания первого и второго звеньев.

Активное сопротивление R и ёмкость C RC -фильтра:

$$R = (0,15 \dots 0,25) R_H; \quad k_c = \frac{n\omega R C R_H}{R + R_H}; \quad C = \frac{k_c (R + R_H)}{n\omega R R_H}.$$

Для улучшения сглаживания выходного напряжения после C -фильтра включают дополнительно Γ -образное LC -звено. Получившийся Π -образный CLC -фильтр (рис. 2.5, д) рассчитывают как двухзвенный:

$$k_c = k_{c1} \cdot k_{c2}; \quad LC_2 \approx k_{c2} / (n\omega)^2.$$

Из последнего равенства находят L , задаваясь C_2 . Ёмкость $C_1 \approx k_{c1} / (n\omega R_H)$ или выбирают равной C_2 .

Кроме пассивных сглаживающих фильтров широко используются также бездроссельные *активные фильтры*, роль которых выполняют обычно транзисторы. Активные фильтры обеспечивают независимость коэффициента сглаживания k_c от тока нагрузки и имеют меньшие габариты по сравнению с LC -фильтрами. Основным недостатком активных транзисторных фильтров является значительное влияние изменения температуры на режим работы транзисторов.

Принцип работы активного фильтра основан на том, что сопротивление транзистора переменному току при определенных режимах работы может быть во много раз больше его сопротивления постоянному току.

В зависимости от способа включения нагрузки в цепь коллектора или эмиттера активные фильтры подразделяют на фильтры с последовательным включением нагрузки и с нагрузкой, включаемой параллельно.

На рис. 2.7, а, б приведены схемы последовательных активных фильтров с фиксированным (а) и автоматическим (б) смещением. Ток коллектора i_K транзистора VT (рис. 2.7, а), равный току нагрузки i_H , почти не зависит от напряжения $u_{ЭК}$ и в основном определяется током эмиттера $i_Э$. В рабочей точке выходной характеристики (см. рис. 1.15, б) сопротивление транзистора постоянному току I_{Kn} равно $R_{cm} = U_K / I_{Kn}$ и составляет несколько десятков ом. Если ток базы $I_B = const$, то любое изменение напряжения на коллекторе ведет к перемещению рабочей точки по характеристике $I_K(U_K)$. При этом сопротивление переменной составляющей тока $R_{duф} = \Delta U_K / \Delta I_K$ равно единицам килоом.

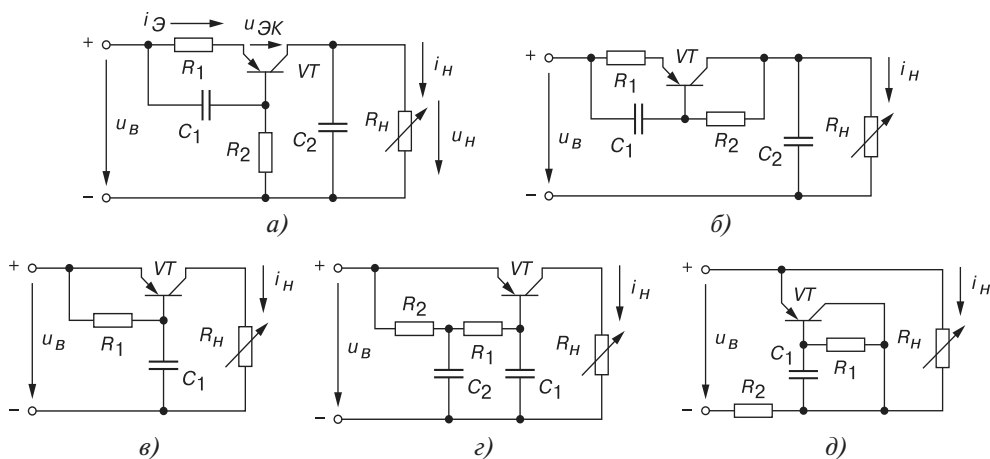


Рис. 2.7

Для поддержания $I_Э = const$ в схеме фильтра предусмотрено звено $R_1 C_1$ с большой постоянной времени; ток эмиттера $I_Э \approx U_{C1} / R_1$ за время одного периода практически не изменяется. Однако наличие резистора R_1 в схеме уменьшает КПД фильтра на 15...20%. В схеме фильтра с фиксированным смещением выходное напряжение u_H изменяется с изменением температуры и тока нагрузки. Схема фильтра с автоматическим смещением (рис. 2.7, б) обеспечивает компенсацию этих возмущений, но она имеет значительно меньший коэффициент сглаживания k_c . Конденсатор C_2 в схемах на рис. 2.7, а, б является дополнительным фильтром сглаживания пульсаций напряжения на выходе активных фильтров.

В приведенных на рис. 2.7 схемах активных однозвенного (в) и двухзвенного (г) фильтрах с последовательным включением нагрузки входное сопротивление менее 1 Ом. В них отсутствует конденсатор C_2 (он не обеспечивает заметного увеличения коэффициента сглаживания k_c) и последовательно включаемый с нагрузкой резистор R_1 , в результате чего значительно увеличивается КПД фильтров.

При малых напряжениях и больших токах (при небольшом сопротивлении нагрузки R_n) применяют активные фильтры с параллельным включением нагрузки. В качестве примера на рис. 2.7, д приведена схема фильтра, в котором транзистор VT играет такую же роль, как ёмкость в RC -фильтре. Схема такого фильтра не требует настройки, его характеристики менее чувствительны к колебаниям температуры.

2.5. Стабилизаторы напряжения и тока

Нормальная работа большинства электронных устройств невозможна без стабильного напряжения питания. Чем чувствительнее устройство, тем точнее измерительное устройство, тем выше должна быть стабильность источника питания. Так, для электронного микроскопа нестабильность питающего напряжения не должна превышать 0,005%, усилители постоянного тока допускают нестабильность напряжений не более 0,0001%.

В качестве стабилизирующих устройств напряжения используют *стабилизаторы*, которые подразделяют на параметрические и компенсационные. В качестве параметрических стабилизаторов используют нелинейные элементы. Такие стабилизаторы применяют для питания устройств с малыми токами потребления. Их основные недостатки: невозможность плавной регулировки выходного напряжения, малый КПД, большое внутреннее сопротивление и малая выходная мощность; зависимость выходного напряжения от температуры окружающей среды и частоты тока питающей сети.

Компенсационные стабилизаторы напряжения и тока представляют собой замкнутую систему автоматического регулирования с отрицательной обратной связью (ООС). Наибольшее распространение получили полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения, которые подразделяются по способу включения регулирующего элемента относительно нагрузки на *последовательные* и *параллельные*, а по режиму работы регулирующего элемента — на *линейные* и *импульсные* (ключевые).

Основными параметрами стабилизаторов напряжения являются следующие:

- коэффициент стабилизации по входному напряжению

$$k_{cm} = \frac{\Delta U_{ex} / U_{ex}}{\Delta U_{вх} / U_{вх}} \Big|_{I_n = const};$$

- внутреннее сопротивление стабилизатора $R_{ex} = \Delta U_{вх} / \Delta I_n$;
- температурный коэффициент стабилизации $TKC \% = \Delta U_{вх} / \Delta T$, при $U_{ex} = const$ и $I_n = const$.

В качестве *параметрических* стабилизаторов постоянных напряжений используют нелинейные сопротивления, в которых ток является нелинейной функцией напряжения. К таким нелинейным сопротивлениям относят кремниевые стабилитроны, принцип работы которых рассмотрен в п. 1.2.

Расчет параметрических стабилизаторов напряжения сводится к определению номинального входного напряжения $u_{вх}$ и балластного сопротивления $R_{б}$, при которых обеспечивается требуемый уровень и требуемая стабильность напряжения. Для получения более высокого напряжения стабилитроны $VC1$ и $VC2$ включают последовательно (рис. 2.8, а). Стабилизаторы на стабилитронах не обеспечивают высокой стабильности выходного напряжения; их коэффициент стабилизации k_{cm} не превышает нескольких десятков.

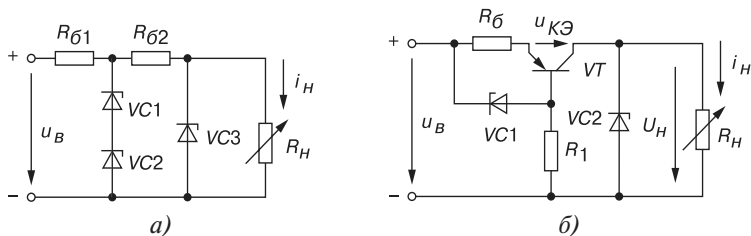


Рис. 2.8

Для увеличения коэффициента k_{cm} используют каскадное (последовательное) соединение стабилизаторов (звеньев) (см. рис. 2.8, а), при котором коэффициент стабилизации равен произведению коэффициентов стабилизации звеньев. Недостатком такого стабилизатора является значительное увеличение входного напряжения, низкий КПД.

Высокой стабильности напряжения на нагрузке при незначительном увеличении напряжения на входе можно достигнуть применением токостабилизирующего активного двухполюсника (рис. 2.8, б).

При изменении напряжения $u_{в}$ изменяется напряжение $u_{КЭ}$ на транзисторе VT , компенсируя изменение напряжения $\Delta u_{в}$ на входе и обеспечивая постоянство напряжения $U_{н}$ на нагрузке с высокой степенью точности. Если, например, напряжение на входе уменьшается, то в результате уменьшения тока в цепи уменьшается напряжение на резисторе $R_{б}$, а на переходе эмиттер–база напряжение увеличится, что вызовет увеличение тока базы, уменьшение сопротивления транзистора и падения напряжения на нем.

Как отмечалось, компенсационные стабилизаторы с цепью обратной связи по напряжению могут быть выполнены как с последовательным, так и с параллельным включением регулирующего элемента относительно нагрузки. В схеме с последовательным включением регулирующего элемента поддержание уровня напряжения на нагрузке осуществляется за счет изменения напряжения на самом регулирующем элементе. В схеме с параллельным включением регулирующего элемента поддержание уровня напряжения на нагрузке осуществляется за счет изменения тока в регулирующем элементе, в результате чего изменяется напряжение на балластном сопротивлении, включенном последовательно с нагрузкой.

Компенсационные стабилизаторы обеспечивают высокую точность стабилизации выходного напряжения; при этом они одинаково хорошо ослабляют как медленные, так и быстрые (пульсации) изменения входного напряжения. Кроме того, они обла-

дают очень малым статическим и динамическим внутренними сопротивлениями. Недостатком компенсационных стабилизаторов является сравнительно низкий КПД, обусловленный потерей энергии на регулирующем элементе.

Для уменьшения потерь в компенсационном стабилизаторе балластный резистор R_b с последовательно соединенным с ним стабилитроном VC включают параллельно нагрузке (рис. 2.9, а). Опорным напряжением является напряжение стабилитрона $U_{cm} = 6 \dots 8$ В, а сравнивающим элементом, усилителем и одновременно регулирующим элементом — транзистор VT . Напряжение на нагрузке $U_n = U_{cm} - U_{эб}$. Номинальный режим работы транзистора VT устанавливают с помощью резистора R_b : рабочую точку A выбирают на середине линейного участка его входной характеристики (рис. 2.9, б). При этом напряжение $U_{эб1} = 0,1 \dots 0,3$ В у германиевых и $0,5 \dots 0,6$ В у кремниевых транзисторов. Поэтому $U_n \approx U_{cm}$.

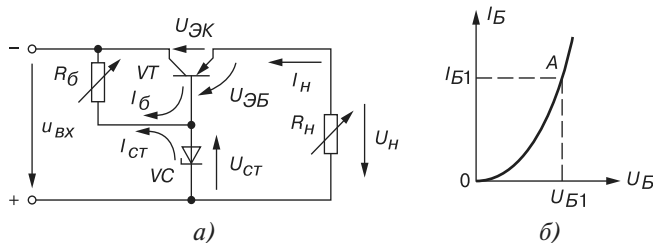


Рис. 2.9

При уменьшении напряжения $u_{вх}$ (тока нагрузки I_n и т. п.) при неизменном U_{cm} напряжение на базе $U_{эб} = U_{cm} - U_n$ возрастает и увеличивается степень открытия транзистора VT , его сопротивление уменьшается, как и падение на нем напряжения $U_{эк}$. В результате, напряжение на нагрузке восстановится, стремясь к номинальному напряжению. При возрастании $u_{вх}$ по любой причине процессы протекают аналогично, но транзистор "подзапирается" с увеличением напряжения $U_{эк}$. Коэффициент стабилизации рассмотренной схемы $k_{cm} = 150 \dots 300$.

Работа *ключевых* стабилизаторов основана на принципе накопления энергии в дросселе L в первую часть периода коммутации и на последующей передаче её в конденсатор C во вторую часть периода (рис. 2.10). В этом заключается их принципиальное отличие от рассматриваемых стабилизаторов последовательного типа, в которых постоянство выходного напряжения поддерживается за счет изменения сопротивления регулирующего элемента, в качестве которого был использован транзистор, работающий в активном режиме.

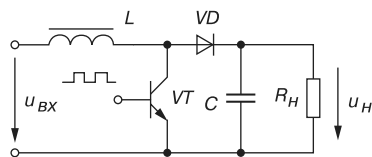


Рис. 2.10

Поскольку транзисторы импульсного стабилизатора работают в ключевом режиме, т. е. находятся либо в состоянии насыщения, либо в состоянии отсечки, а в дросселе и конденсаторе мощность рассеивания незначительная, то такие стабилизаторы имеют повышенный КПД.

Для питания некоторых устройств электронной аппаратуры используют *стабилизаторы тока*, имеющие высокое выходное сопротивление, значительно большее сопротивления нагрузки. Поэтому выходной ток стабилизатора тока не зависит от сопротивления нагрузки и остается практически постоянным при её изменении.

По аналогии со стабилизаторами напряжения, различают параметрические и компенсационные стабилизаторы тока. В *параметрических* стабилизаторах тока используется особенность вольт-амперной характеристики транзистора — слабая зависимость тока коллектора от напряжения $U_{КЭ}$ при постоянном токе базы (для схемы с ОЭ).

Компенсационные стабилизаторы тока проектируют аналогично компенсационным стабилизаторам напряжения. В качестве примера на рис. 2.11 представлена схема стабилизатора тока, с помощью которой поддерживается постоянное напряжение на резисторе R_2 независимо от колебаний входного напряжения и сопротивления нагрузки R_H . Если по каким-либо причинам увеличивается ток нагрузки I_H , то увеличивается напряжение $U_{БЭ}$ и коллекторный ток транзистора $VT2$, а напряжение $U_{КЭ}$ уменьшается. Это вызывает уменьшение тока базы транзистора $VT1$, сопротивление его коллекторно-эмиттерного перехода увеличивается, и, как следствие, ток нагрузки I_H уменьшается почти до прежнего значения.

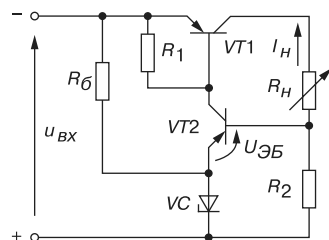


Рис. 2.11

2.6. Управляемые выпрямители

Растёт группа потребителей энергии, которые нуждаются в регулируемом выходном напряжении. Для питания таких потребителей применяют тиристорные выпрямители: однофазные при малых токах потребления и трехфазные большой мощности.

На рис. 2.12, а приведена схема однофазного управляемого выпрямителя с выводом нулевой точки трансформатора. В качестве вентиля в выпрямителе использованы тиристоры $VS1$ и $VS2$.

При указанной на рис. 2.12, а полярности вторичного напряжения u_2 трансформатора Tr тиристор $VS1$ может пропускать ток i_H' при условии, что на его управляющий электрод поступит сигнал управления I_{y1} . Этот сигнал подают со сдвигом по фазе по отношению к моменту естественного отпираания на угол α , называемый углом управления (рис. 2.12, б). Моментом естественного отпираания тиристора называют момент появления положительного напряжения между анодом и катодом тиристора (при $\alpha = 0$).

При включении тиристора при активной нагрузке R_H в момент времени $\omega t = \alpha$ напряжение на нагрузке u_H возрастает скачком до значения $u_H' = u_2'$ (при идеальном тиристоре и идеальном трансформаторе). При $\omega t = \pi$ ток вентиля и ток нагрузки становятся равными нулю, тиристор $VS1$ запирается. До отпираания тиристора $VS2$ в

нагрузке появляется бестоковая пауза, энергия в нагрузку не передается. В момент $\omega t = \pi + \alpha$ подается управляющий импульс на тиристор $VS2$, тиристор открывается, к нагрузке прикладывается напряжение u_H'' . Ток протекает через нижнюю полуобмотку трансформатора, тиристор $VS2$ и нагрузку, сохраняя прежнее направление. В момент $\omega t = 2\pi$ происходит выключение тиристора $VS2$.

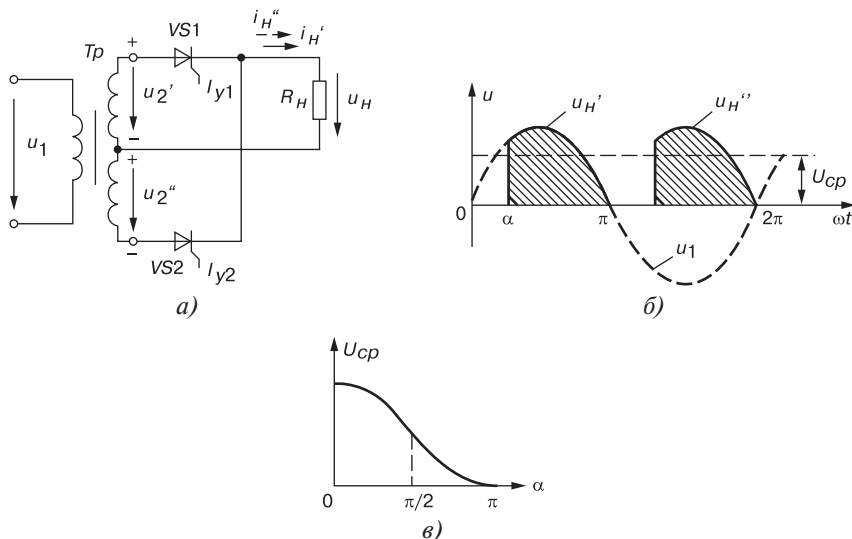


Рис. 2.12

Среднее значение напряжения нагрузки

$$U_{cp} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega t \approx \frac{U_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha).$$

Уменьшение среднего напряжения U_{cp} при увеличении угла α показано на рис. 2.12, в. Зависимость $U_{cp}(\alpha)$ называют *регулирующей* характеристикой выпрямителя. Задержка по фазе управляющих сигналов, подаваемых на тиристоры, осуществляется с помощью систем импульсного фазового управления.

2.7. Внешние характеристики выпрямителей

Под *внешней характеристикой* выпрямителя понимают зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от среднего значения тока нагрузки, т. е. $U_{н.ср} = f(I_{н.ср})$:

$$U_{н.ср} = E_{2.ср} - \Delta U_{Tp} - \Delta U_{\phi} - \Delta U_{\phi} = E_{2.ср} - (R_{Tp} + R_{\phi} + R_{\phi}) I_{н.ср},$$

где $E_{2.ср}$ — среднее значение ЭДС вторичной обмотки трансформатора; ΔU_{Tp} , ΔU_{ϕ} и ΔU_{ϕ} — активные падения напряжений на вторичной обмотке трансформатора, на одновременно открытых вентилях и на активном сопротивлении дросселя фильтра.

Из выражения внешней характеристики видно, что с ростом выпрямленного тока $I_{н.ср}$ увеличивается падение напряжений на сопротивлениях $R_{тр}$ и R_e , а напряжение на сопротивлении нагрузки $U_{н.ср}$ уменьшается, т. е. наклон внешней характеристики выпрямителя определяется значениями внутренних сопротивлений обмотки трансформатора, выпрямителя, фильтра и характером нагрузки (рис. 2.13).

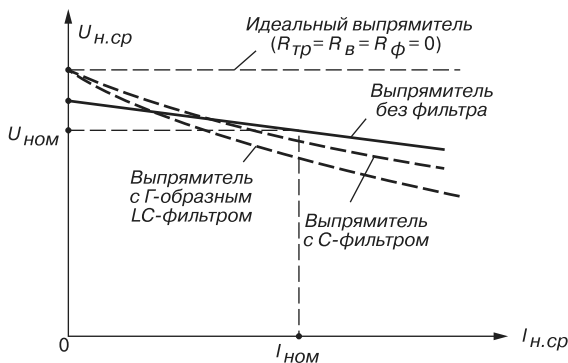


Рис. 2.13

Если в выпрямительное устройство включен фильтр, то зависимость $U_{н.ср} = f(I_{н.ср})$ изменяется. Уменьшение напряжения $U_{н.ср}$ выпрямителя с ёмкостным фильтром происходит более резко, чем без него. Это объясняется тем, что с увеличением тока нагрузки помимо причин, по которым уменьшалось напряжение $U_{н.ср}$ в выпрямителе без фильтра, накладывается снижение напряжения $U_{н.ср}$, вызванное уменьшением постоянной времени $\tau = R_n C$ разрядки конденсатора C из-за уменьшения сопротивления R_n .

Выпрямленное напряжение при холостом ходе выпрямителя с Γ -образным LC -фильтром такое же, как у выпрямителя с ёмкостным фильтром, т. е. равно ЭДС $E_{2.ср}$, однако наклон внешней характеристики выпрямителя с Γ -образным фильтром больше за счет падения напряжения на сопротивлении дросселя.

Вопросы к теме 2

1. Перечислите разновидности источников вторичного электропитания (ИВП) и укажите их назначение.
2. По каким соотношениям рассчитывают среднее и действующее значения выпрямленного напряжения (тока)?
3. Назовите основные параметры ИВП.
4. Приведите обобщённую структурную схему ИВП и объясните назначение отдельных блоков (узлов) схемы.
5. Нарисуйте схему и временные диаграммы однофазного однополупериодного ИВП.

6. Как и почему изменяется форма тока в однофазном мостовом выпрямителе при включении между выходом выпрямителя и активной нагрузкой:
 - а) конденсатора?
 - б) дросселя?
7. Укажите особенности схемы выпрямления (схемы Ларионова) трёхфазного тока.
8. Как определяют коэффициенты пульсаций для выпрямительных схем?
9. Объясните принцип работы управляемого выпрямителя на тиристорах.
10. Приведите схемы простейших пассивных сглаживающих фильтров. Как определяют коэффициенты сглаживания выпрямленного напряжения?
11. Изложите принципы работы последовательного и параллельного активных фильтров.
12. Перечислите основные параметры стабилизаторов напряжения (тока).
13. Изложите принцип работы компенсационного стабилизатора напряжения.
14. Объясните принципы стабилизации выходного напряжения на примере схем рис. 2.8.
15. Какие функции выполняет управляемый выпрямитель?
16. Дайте определение внешней характеристики ИВП. Укажите причины, влияющие на её наклон.