

1. Однополупериодные выпрямители
2. Двухполупериодные выпрямители
3. Стабилизаторы напряжения
4. Сглаживающие фильтры

1. Однополупериодные выпрямители

Общие сведения о выпрямителях

Выпрямители — это устройства, которые служат для преобразования переменного тока в постоянный. Они широко применяются в различных электронных аппаратах, так как большинство блоков этих аппаратов требует питания постоянным током.

На рис. 18.1 показана структурная схема выпрямителя, в состав которого входят: силовой трансформатор, вентиль, сглаживающий фильтр и нагрузка.

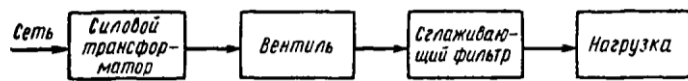


Рис. 18.1. Структурная схема выпрямителя

сформатор, служащий для преобразования переменного питающего напряжения; вентиль, обладающий односторонней проводимостью и обеспечивающий преобразование переменного тока в выпрямленный (ток одного направления); сглаживающий фильтр, который служит для преобразования выпрямленного тока в ток, близкий по форме к постоянному.

Современные выпрямители различают по типу вентилей, схеме их включения и числу фаз источника

переменного напряжения. Выпрямители подразделяют также на управляемые и неуправляемые. Для питания блоков электронной аппаратуры, как правило, применяют выпрямители малой мощности с питанием от однофазных сетей переменного тока. В тех случаях, когда необходимо получить повышенное постоянное напряжение, а первичный источник также вырабатывает постоянное напряжение, применяют специальные преобразователи — инверторы.

ОДНОПОЛУПЕРИОДНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ

На рис. 18.2 представлена схема однополупериодного выпрямителя. Переменное синусоидальное напряжение  $u_2$  (рис. 18.3, а) подают на диод  $D$ . За счет односторонней проводимости диодов ток  $i_2$  (рис. 18.3, б)

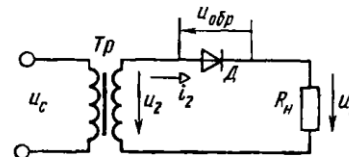


Рис. 18.2. Схема однополупериодного выпрямителя

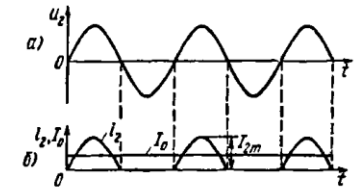


Рис. 18.3. Напряжение на зажимах вторичной обмотки трансформатора (а); выпрямленный ток  $i_2$ , постоянная составляющая тока  $I_0$  (б)

проходит только в положительные полупериоды напряжения  $u_2$  и, следовательно, имеет импульсную форму. Постоянная составляющая этого тока  $I_0$  определяет средним значением тока  $i_2$ , проходящего через нагрузку  $R_n$  за полупериод.

Средним значением тока  $i_2$  называется среднее арифметическое значение из всех мгновенных значений за полупериод:

$$I_0 = \int_0^{T/2} \frac{i_2 dt}{T} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} i_2 dt.$$

Так как  $i_2 = I_{2m} \sin \omega t$ , то  $I_0 = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_{2m} \sin \omega t dt,$

$$\text{или } I_0 = \frac{I_{2m}}{\omega T} \int_0^{T/2} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2I_{2m}}{\omega T}$$

Так как  $\omega T = 2\pi$ , то

$$I_0 = I_{2m}/\pi = 0,318I_{2m}. \quad (18.1)$$

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения на  $R_n$  определяется законом Ома:

$$U_0 = I_0 R_n = 0,318I_{2m} R_n.$$

Найдем соотношение между  $U_0$  и действующим значением напряжения на зажимах вторичной обмотки трансформатора  $u_2$ . Так как  $R_n \gg R_{пр.д}$  ( $R_{пр.д}$  — прямое сопротивление диода), то  $I_{2m} R_n \approx U_{2m}$ . Следовательно,  $U_0 = 0,318U_{2m} = U_{2m}/\pi$ . Но  $U_{2m} = \sqrt{2}U_2$ , откуда

$$U_0 = \sqrt{2}U_2/\pi = 0,45U_2. \quad (18.2)$$

Значения  $U_0$  задают при расчете выпрямителя. На основании (18.2) определяют  $U_2$  и по известному значению напряжения сети  $U_c$  определяют коэффициент трансформации  $k = U_2/U_c$ .

Ранее было установлено, что полупроводниковые диоды характеризуются допустимым обратным напряжением  $U_{обр.д}$ . Во время отрицательного полупериода напряжения  $u_2$  диод  $D$  находится под действием обратного напряжения, максимум которого равен  $U_{2m}$ , так как  $R_{обр.д} \gg R_n$ . Следовательно,  $U_{обр.д} = U_{2m} = 3,14U_0$ .

Отсюда следует, что при выборе диода для работы в схеме однополупериодного выпрямления надо соблюдать неравенство  $U_{обр.д} > 3,14U_0$ .

Если такой диод подобрать не удастся, прибегают к последовательному включению нескольких диодов.

Среднее значение тока, проходящего через диод, не должно превышать  $I_{ср.д}$ . Для однополупериодного выпрямителя  $I_{ср} = I_0$  и, следовательно,  $I_0 \leq I_{ср.д}$ .

Если последнее неравенство не выполняется для диодов имеющихся типов, необходимо включить несколько диодов параллельно.

Важным параметром, характеризующим работу выпрямителя, является коэффициент пульсации

$$k_n = U_m^1/U_0, \quad (18.3)$$

где  $U_m^1$  — амплитуда первой гармоники переменного напряжения на нагрузке выпрямителя (импульсное напряжение на нагрузке может быть разложено в ряд Фурье). Так как для однополупериодного выпрямителя  $U_m^1 = U_{2m}/2 = \pi U_0/2 = 1,57U_0$ , то на основании (18.3) получаем  $k_n = 1,57$ .

Таким образом,  $k_n$  для однополупериодного выпрямителя велик, что является главным недостатком данной схемы.

Наряду с этим в таком выпрямителе плохо используются обмотки трансформатора. Действительно, согласно (18.1), так как при однополупериодном выпрямлении  $I_{2m} = 2I_2$ , то  $I_0 = 0,636I_2$ , т. е. постоянная составляющая значительно меньше действующего значения тока во вторичной обмотке.

## 2. Двухполупериодные выпрямители

Наиболее широкое распространение получила мостовая схема двухполупериодного выпрямителя (рис. 18.4). Схема состоит из силового трансформатора  $T_p$  и четырех диодов  $D_1 - D_4$ . К диагонали моста  $ac$  подключена вторичная обмотка трансформатора, к диагонали  $bd$  — сопротивление нагрузки  $R_n$ .

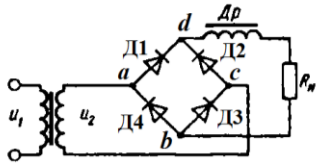


Рис. 18.4. Мостовая схема двухполупериодного выпрямителя

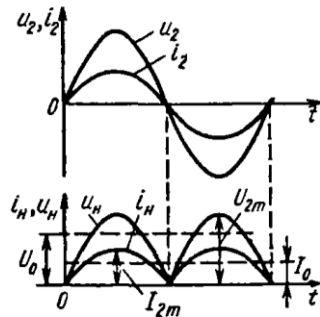


Рис. 18.5. Графики напряжения и токов в мостовой схеме выпрямителя

В положительный полупериод напряжения  $u_2$  (рис. 18.5, а), когда потенциал точки  $a$  выше потенциала точки  $c$  (см. рис. 18.4), открыты диоды  $D_1$  и  $D_3$  и ток проходит по цепи: точка  $a$ , диод  $D_1$ , сопротивление нагрузки  $R_n$ , диод  $D_3$ , точка  $c$ . В отрицательный полупериод напряжения  $u_2$  открыты диоды  $D_2$  и  $D_4$  и теперь ток проходит по цепи: точка  $c$ , диод  $D_2$ ,  $R_n$ , диод  $D_4$ , точка  $a$ . Через сопротивление нагрузки  $R_n$  ток проходит все время в неизменном направлении. Таким образом, ток в нагрузке имеет форму, показанную на рис. 18.5, б, что и соответствует двухполупериодному выпрямлению.

Постоянная составляющая тока нагрузки  $I_0$  определяется, как и в схеме однополупериодного выпрямителя, средним значением тока  $i_n$  и, согласно (18.1),

$$I_0 = 2I_{2m}/\pi = 0,636I_{2m}, \quad (18.4)$$

т. е. в двухполупериодном выпрямителе постоянная составляющая тока в два раза больше, чем в однополупериодном.

Так как в мостовой схеме через вторичную обмот-

ку трансформатора проходит синусоидальный ток  $i_2$ , то  $I_{2m} = \sqrt{2}I_2$  и, согласно (18.4),  $I_0 = 0,9I_2$ .

Сравнив это значение тока с  $I_0$  для однополупериодного выпрямителя, приходим к выводу, что в данной схеме гораздо лучше используются обмотки трансформатора по току. Это позволяет значительно уменьшить габариты трансформатора.

Найдем теперь соотношение между  $U_0$  и  $U_2$ . Так как постоянная составляющая напряжения  $U_0 = I_0 R_n$ , то  $U_0 = 0,636I_{2m}R_n$ . Если учесть, что  $R_n \gg R_{пр.д.}$ , то  $I_{2m}R_n = U_{2m}$ , т. е.

$$U_0 = 0,636U_{2m}, \quad (18.5)$$

но так как  $U_{2m} = \sqrt{2}U_2$ , то получим  $U_0 = 0,9U_2$ .

Обратное напряжение, действующее на каждый диод в данной схеме такое же, как в схеме однополупериодного выпрямителя. Действительно, когда диоды  $D_1$  и  $D_3$  открыты, к диоду  $D_2$  приложено полное обратное напряжение вторичной обмотки через открытый диод  $D_1$ . Точно такое же обратное напряжение приложено и к диоду  $D_4$ . Следовательно,  $U_{обрт} = U_{2m} = \sqrt{2}U_2$  и, согласно (18.5),

$$U_{обрт} = 1,57U_0.$$

Малое значение коэффициента пульсации  $k_n = 0,67$  также является преимуществом данной схемы.

### 3. Стабилизаторы напряжения

Были рассмотрены схемы выпрямителей, в которых регулирование выпрямленного напряжения и тока можно осуществлять или в цепи переменного тока с помощью автотрансформатора, или в цепи выпрямленного тока с помощью потенциометра и реостата. Но эти способы управления имеют существенные недостатки. Во-первых, они обладают низким КПД из-за значительных потерь в регулировочных устройствах и, во-вторых, в них невозможно применять современные схемы автоматического регулирования.

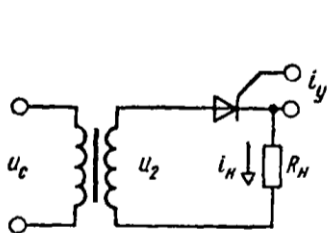


Рис. 18.7. Схема однополупериодного выпрямителя на тиристоре

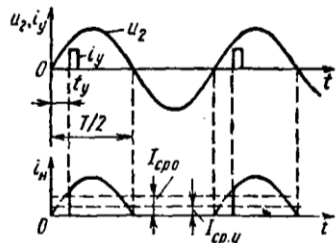


Рис. 18.8. Графики напряжения  $u_2$ , управляющий импульс  $i_y$  тока нагрузки  $i_n$  в схеме выпрямителя на тиристоре

В настоящее время широко распространены выпрямители с управляемыми полупроводниковыми диодами — тиристорами. Тиристоры благодаря компактности, экономичности и хорошим эксплуатационным характеристикам пришли на смену ртутным выпрямителям с управляющим электродом.

Проанализируем работу простейшего однополупериодного выпрямителя на тиристоре (рис. 18.7). Данная схема аналогична рассмотренной ранее в § 18.2, только диод в ней заменен тиристором. В обычном

выпрямителе момент открытия диода совпадает с началом положительной полуволны напряжения  $u_2$  и ток через нагрузку проходит в течение всего этого полупериода. В схеме с тиристором диод открывается только при подаче на него управляющего импульса  $i_y$ . Из рис. 18.8 видно, что начало действия управляющего импульса  $i_y$  сдвинуто во времени на  $t_y$  относительно начала периода напряжения  $u_2$  и ток в нагрузке проходит в течение времени  $T/2 - t_y$ . Следовательно, уменьшается среднее значение тока  $I_{cp.y}$  по сравнению со средним значением тока  $I_{cp0}$  при действии  $i_y$  в начале периода.

Таким образом, появляется возможность автоматически регулировать средние значения тока и напряжения на нагрузке, изменяя момент подачи управляющего импульса.

Наряду с регулируемым выпрямителями широко применяются стабилизаторы постоянных напряжений и тока. В данном пособии рассмотрим стабилизатор постоянного напряжения.

Устройство, поддерживающее автоматически постоянное напряжение на нагрузке при изменении дестабилизирующих факторов в определенных пределах, называется стабилизатором напряжения. Такими дестабилизирующими факторами являются входное напряжение и сопротивление нагрузки, которые изменяются в процессе работы устройства.

Существует два метода стабилизации напряжения: параметрический и компенсационный.

В параметрических стабилизаторах используются элементы с нелинейной вольт-амперной характеристикой, рассмотренные ранее (ионный и кремниевый стабилизаторы).

Компенсационные стабилизаторы обладают более оптимальными параметрами. Работа таких стабилизаторов основана на сравнении входного напряжения с заданным стабильным. В зависимости от разности между стабильным и выходным напряжениями (рассогласованием) осуществляется автоматическое воздействие (регулирование), направленное на уменьшение этого рассогласования. В качестве примера рассмотрим схему стабилизатора, приведенную на рис. 18.9.

Стабильное (опорное) напряжение  $U_{ст}$  создается на кремниевом стабилитроне  $D$ . Транзистор  $T$  играет

#### 4. Сглаживающие фильтры

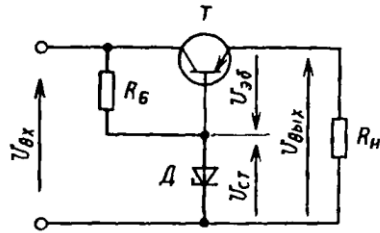


Рис. 18.9. Схема стабилизатора напряжения

роль сравнивающего и регулирующего элемента. Между эмиттером и базой действует небольшое положительное напряжение  $U_{эб} = U_{ст} - U_{вых}$ .

Таким образом,  $U_{вых} \approx U_{ст}$ . Представим себе, что напряжение на входе  $U_{вх}$  несколько возросло. Это увеличит напряжение

на выходе  $U_{вых}$ . Следовательно, напряжение  $U_{эб}$  уменьшится и уменьшится ток эмиттера, равный выходному току  $I_{вых}$ . Это обстоятельство приведет к уменьшению выходного напряжения практически почти до прежнего значения. На транзисторе избыток напряжения  $U_{вх}$  упадет.

При увеличении сопротивления нагрузки схема работает точно так же. Уменьшение входного напряжения вызовет увеличение  $U_{эб}$  и т. д. В конечном итоге  $U_{вых}$  почти не изменится.

Важнейшим параметром, характеризующим работу схемы стабилизатора, является коэффициент стабилизации, представляющий собой отношение относительного изменения входного напряжения к относительному изменению выходного напряжения (при  $R_H = \text{const}$ ):

$$k_{ст.U} = \frac{\Delta U_{вх}/U_{вх}}{\Delta U_{вых}/U_{вых}},$$

где  $U_{вх}$  и  $U_{вых}$  — номинальные значения входного и выходного напряжений.

Для питания ряда узлов электронной аппаратуры обычно требуется постоянное напряжение. Напряжение же, получаемое на выходе рассмотренных выпрямительных схем, является или пульсирующим (трехфазный выпрямитель), или импульсным (одно- и двухполупериодный выпрямитель). Для того чтобы выпрямленное напряжение имело требуемую форму, применяют сглаживающие фильтры.

Количественно работа фильтра характеризуется коэффициентом сглаживания пульсации  $q$ , который показывает, во сколько раз уменьшается пульсация при прохождении сигнала через данный фильтр:

$$q = k_n/k'_n,$$

здесь  $k_n$  и  $k'_n$  — коэффициенты пульсации сигнала до и после.

Наряду с малым значением коэффициента пульсации в фильтре не должно быть значительных по-

537

терь постоянной составляющей выпрямленного напряжения.

Сглаживающие фильтры подразделяются на емкостные, индуктивные, индуктивно-емкостные и резисторно-емкостные.

Наиболее простым является емкостный фильтр, который состоит из конденсатора  $C_\Phi$ , включенного параллельно с нагрузкой  $R_H$  (рис. 18.10, а). Работа фильтра основана на способ-

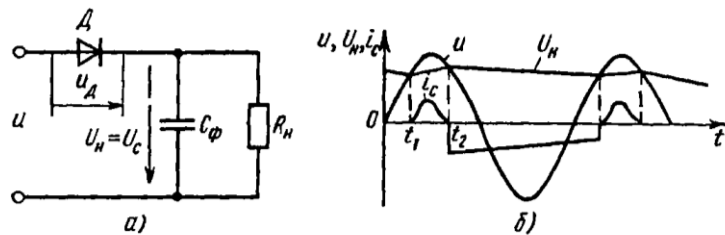


Рис. 18.10. Схема емкостного фильтра (а); графики напряжений и токов в нем (б)

ности конденсатора быстро запастись электрическую энергию, а затем относительно медленно отдавать ее в нагрузку.

Когда напряжение на диоде  $D$ , равное разности напряжения источника и напряжения на конденсаторе, положительно, т. е.  $U_n = u - U_c > 0$ , то диод открыт и  $C_\phi$  заряжается. Как это видно из графика на рис. 18.10, б, зарядка происходит в интервале времени от  $t_1$  до  $t_2$ . Так как сопротивление диода весьма мало, конденсатор успевает зарядиться почти до  $u$ . Затем, когда  $u - U_c < 0$ , диод заперт и конденсатор медленно разряжается через  $R_n$  до тех пор, пока напряжение источника  $u$  снова не станет больше  $U_c$ . Время разрядки зависит от постоянной времени  $\tau = C_\phi R_n$ , которая показывает, в течение какого времени напряжение на конденсаторе уменьшится в 2,72 раза.

Емкостные фильтры, как правило, используют в выпрямителях малой мощности.

Типичной схемой выпрямителя с применением емкостных фильтров являются умножитель напряжения. На рис. 18.11 показана схема удвоителя напряжения. В один из полупериодов напряжения, когда открыт диод  $D_1$ , конденсатор  $C_1$  заряжается

почти до  $u_2$ . В это время диод  $D_2$  закрыт. В следующий полупериод открывается  $D_2$  и происходит зарядка конденсатора  $C_2$ . Диод  $D_1$  закрыт. Так как конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  включены последовательно, напряжение на нагрузке  $R_n$  удваивается. При соответствующем выборе параметров схемы разрядка конденсаторов через  $R_n$  происходит достаточно медленно.

В выпрямителях с большими токами применяют индуктивные фильтры (рис. 18.12), которые являются

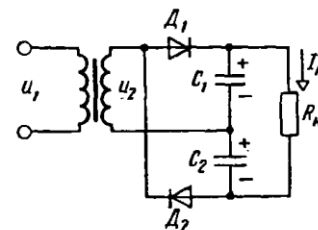


Рис. 18.11. Схема удвоителя напряжения

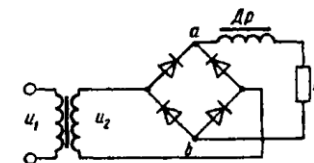


Рис. 18.12. Схема индуктивного фильтра в цепи выпрямителя

индуктивной катушкой (дросселем) с относительно большой индуктивностью. Индуктивные фильтры работают достаточно эффективно в двухполупериодных выпрямителях, так как за счет явления самоиндукции ток в нагрузке  $i_n$  не падает до нуля при нулевом напряжении между точками  $a$  и  $b$  цепи и коэффициент пульсации заметно уменьшается (рис. 18.13).

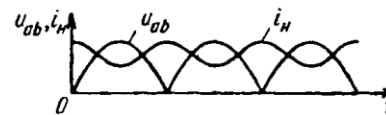


Рис. 18.13. График напряжения и тока в двухполупериодном выпрямителе с индуктивным фильтром

В однополупериодном выпрямителе применение индуктивного фильтра нецелесообразно, так как во время отрицательного полупериода ток в нагрузке падает до нуля и коэффициент пульсации практически не снижается.

На практике, как правило, применяют комбинированные фильтры: Г-образные и П-образные (рис. 18.14). Эти фильтры обеспечивают хорошее сглаживание тока в нагрузке. Их работу удобно объяснять, представляя напряжение на входе

фильтра как сумму постоянной составляющей и целого ряда гармоник (переменных составляющих). Тогда индуктивность и емкость фильтра представляют собой делитель. На индуктивном сопротивлении делителя

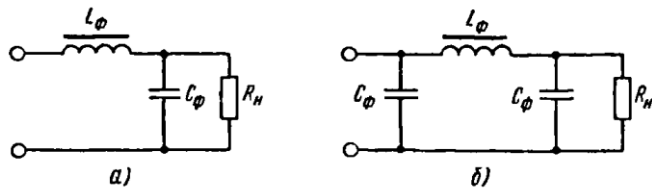


Рис. 18.14. Схема фильтров: а — Г-образного; б — П-образного

выделяется большая часть переменной, а на емкостном — большая часть постоянной составляющей напряжения выпрямителя.

В маломощных схемах дроссель может быть заменен резистором. Это дает возможность уменьшить массу, габариты и стоимость фильтра, однако сглаживание при этом ухудшается.

### Коэффициент пульсаций

Если представить осциллограмму идеального постоянного тока без пульсаций, то мы увидим ровную прямую линию.

В реальности линия постоянного тока после выпрямителя не является прямой, а носит некий колебательный характер, т. е. на самой линии постоянного тока присутствуют колебания большего или меньшего размаха, которые и есть эти самые пульсации.

Так вот коэффициент пульсаций и есть отношение размаха колебаний линии постоянного тока (напряжения) к постоянной составляющей тока (напряжения) - среднему значению выпрямленного тока (напряжения).

## 15.4. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Как показано на временных диаграммах (рис. 15.3, 15.5, 15.7), на выходе выпрямителей получается пульсирующее напряжение. Напряжение такой формы можно представить в виде суммы постоянного и переменного синусоидального напряжения, которое изменяется с частотой, кратной частоте напряжения питающей сети. Чем меньше амплитуда переменной составляющей выпрямленного напряжения  $U_m$ , тем ближе оно по форме к постоянному.

Для количественной оценки формы выпрямленного напряжения (для оценки качества выпрямления) вводят коэффициент пульсаций  $p$ :

$$p = \frac{U_m}{U_0}, \quad (15.17)$$

где  $U_0$  — постоянная составляющая, или среднее значение выпрямленного напряжения.

Чему равен коэффициент пульсаций постоянного напряжения? — а) нулю; б) больше нуля.

Для однофазной однополупериодной схемы  $p = 1,57$ . Это значит, что амплитуда переменной составляющей выпрямленного напряжения в 1,57 раза больше постоянной составляющей. Частота переменной составляющей равна частоте напряжения сети, так как выпрямленное напряжение имеет одну пульсацию за период. Однофазная мостовая схема обеспечивает лучшую форму выпрямленного напряжения. Для нее  $p = 0,67$ , а частота переменной составляющей равна удвоенной частоте сети.

286

**Коэффициент пульсаций**

Если представить осциллограмму идеального постоянного тока без пульсаций, то мы увидим ровную прямую линию.

В реальности линия постоянного тока после выпрямителя не является прямой, а носит некий колебательный характер, т. е. на самой линии постоянного тока присутствуют колебания большего или меньшего размаха, которые и есть эти самые пульсации.

Так вот коэффициент пульсаций и есть отношение размаха колебаний линии постоянного тока (напряжения) к постоянной составляющей тока (напряжения) - среднему значению выпрямленного тока (напряжения).

Чему равен коэффициент пульсаций трехфазной однотактной схемы? — в) меньше 0,67; г) больше 0,67.

Трехфазные схемы имеют коэффициент пульсаций меньше, чем однофазные (сравните рис. 15.5 и 15.7). Для однотактной схемы  $p = 0,25$  и для мостовой  $p = 0,057$ . Частота переменной составляющей в этих схемах соответственно в 3 и 6 раз больше частоты сети.

Условия работы потребителей, питающихся от выпрямителя, зависят от формы выпрямленного напряжения. У некоторых из них из-за повышенных пульсаций снижается экономичность, увеличиваются потери, а у многих нарушается режим работы. Например, для нормальной работы большинства электронных приборов требуется, чтобы коэффициент пульсаций был не более  $10^{-2}$  —  $10^{-6}$ .

Ни одна из рассмотренных схем выпрямления не обеспечивает такого коэффициента пульсаций. Поэтому большинство выпрямителей работает со сглаживающими фильтрами, которые применяются для уменьшения переменной составляющей выпрямленного напряжения. Основным параметром сглаживающего фильтра — коэффициент сглаживания  $S$ :

$$S = p_1/p_2, \quad (15.18)$$

где  $p_1$  — коэффициент пульсаций схемы без фильтра;  $p_2$  — коэффициент пульсаций на выходе сглаживающего фильтра.

На основе каких элементов электрической цепи целесообразно строить фильтры: д) активных сопротивлений? е) емкостей и индуктивностей?

Чтобы уменьшить коэффициент пульсаций на выходе фильтр должен снизить амплитуду переменной составляющей выпрямленного напряжения, не изменяя постоянной составляющей. Поэтому фильтры строятся на основе реактивных элементов электрической цепи — емкостей и индуктивностей, сопротивление которых зависит от частоты.

Простой емкостный фильтр представляет собой конденсатор, включенный параллельно нагрузке (рис. 15.9). Его работа поясняется временной диаграммой на рис. 15.10. При включении схемы под напряжение в течение первой четверти периода  $(0 - \frac{1}{4}T)$  конденсатор заряжается до напряжения  $U_{2m}$ . После этого напряжение  $u_2$  становится меньше, чем напряжение на конденсаторе  $C_f$ . Вентиль  $VD$  закрывается, а конденсатор разряжается на

287



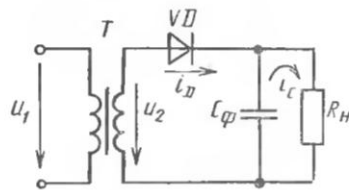


Рис. 15.9

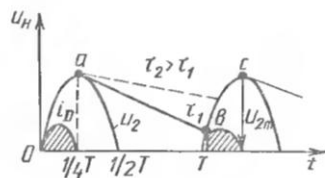


Рис. 15.10

нагрузку, поддерживая в ней ток. По мере разрядки напряжение на конденсаторе уменьшается. Постоянная времени этого процесса  $\tau = R_n C_\phi$ . При  $t = T$  потенциал на аноде  $VD$  начинает нарастать. В момент времени, соответствующий точке  $b$ , диод открывается и конденсатор подзаряжается опять до  $U_{2m}$ . Затем процесс повторяется. Напряжение на нагрузке меняется по кривой  $abc$ .

Как уменьшить пульсации напряжения на нагрузке:  
ж) увеличить  $C_\phi$ ? з) уменьшить  $C_\phi$ ?

При  $\tau > 10T$  коэффициент сглаживания такого фильтра

$$S = 2\pi f_1 m R_n C_\phi \cdot 10^{-6},$$

где  $m$  — число пульсаций выпрямленного напряжения за период: для однофазной однополупериодной схемы  $m = 1$ , для однофазной мостовой  $m = 2$ ;  $C_\phi$  — емкость конденсатора, мкФ;  $R_n$  — сопротивление нагрузки, Ом.

Емкостный фильтр целесообразно применять в мало-мощных схемах при большом  $R_n$ .

В мощных выпрямителях при малом значении  $R_n$  применяют простые индуктивные фильтры. Схема включения индуктивного фильтра показана на рис. 15.11.

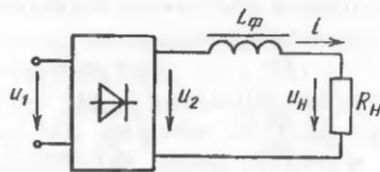


Рис. 15.11

Он представляет собой дроссель, т. е. катушку на магнитопроводе. Сопротивление дросселя  $x = 2\pi f L_\phi$ . Поэтому дроссель не оказывает сопротивление постоянной составляющей тока, но для переменной составляющей падение напряжения на нем пропорционально  $x$ . При  $x \gg R_n$  переменная составляющая напряжения практически пол-

ностью теряется на дросселе, на нагрузке  $R_n$  будет только постоянная составляющая. Для индуктивного фильтра

$$S = \frac{2\pi f_1 m L_\phi}{R_n},$$

где  $L_\phi$  — индуктивность дросселя, Гн.

В какой схеме выпрямления коэффициент сглаживания индуктивного фильтра больше: и) трехфазной? к) однофазной?

Для получения больших коэффициентов сглаживания и уменьшения емкости  $C_\phi$  и индуктивности  $L_\phi$  часто применяют сложные фильтры. На рис. 15.12 показаны схемы

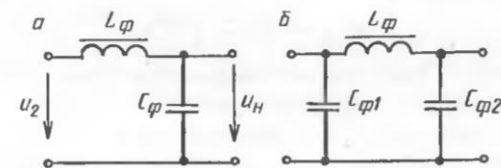


Рис. 15.12

Г-образного (а) и П-образного (б) фильтров. При малом токе нагрузки индуктивность часто заменяют активным сопротивлением, что позволяет уменьшить массу и габариты фильтра, но ухудшает его другие показатели. С этой же целью часто применяют транзисторные сглаживающие фильтры.

Ответы: а, в, е, ж, и.

? 1. Почему на выходе выпрямителя получается пульсирующее напряжение? 2. Какая из изученных схем имеет наименьший коэффициент пульсаций? 3. Почему в основу сглаживающих фильтров положены реактивные элементы электрической цепи? 4. Поясните на временной диаграмме работу емкостного фильтра с однофазным мостовым выпрямителем. 5. Проанализируйте работу индуктивного фильтра, используя правило Ленца.

## 15.5. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

Стабилизатором называют устройство, предназначенное для автоматического поддержания напряжения на нагрузке при изменении напряжения питающей сети и тока нагрузки.

На входные клеммы стабилизатора подается напряжение выпрямителя, а к выходным — подключается нагрузка.

Основным параметром, характеризующим стабилизатор, является коэффициент стабилизации:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}/U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}}/U_{\text{вых}}},$$

где  $U_{\text{вх}}$  и  $\Delta U_{\text{вх}}$  — соответственно входное напряжение стабилизатора и его изменение;  $U_{\text{вых}}$  и  $\Delta U_{\text{вых}}$  — соответственно выходное напряжение (напряжение на нагрузке) и его изменение.

При изменяющемся токе нагрузки  $I_{\text{н}}$  его влияние на выходное напряжение стабилизатора оценивается выходным сопротивлением:

$$R_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вых}}/\Delta I_{\text{н}}.$$

Различают два типа стабилизаторов напряжения: параметрические и компенсационные.

В параметрических стабилизаторах используются элементы с нелинейной вольт-амперной характеристикой. Такими элементами могут быть полупроводниковые стабилитроны, у которых при больших изменениях тока напряжение изменяется мало (см. § 12.3).

Простейшая схема параметрического стабилизатора приведена на рис. 15.13. В нормальном режиме при некотором  $U_{\text{вх}}$  напряжение на стабилитроне  $VD$  и нагрузке  $R_{\text{н}}$ :

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - (I_{\text{ст}} + I_{\text{н}})R_{\text{б}}.$$

При увеличении  $U_{\text{вх}}$  резко возрастает ток через стабилитрон  $I_{\text{ст}}$ , увеличивается падение напряжения на балластном резисторе  $R_{\text{б}}$ , что компенсирует увеличение входного напряжения, и напряжение на нагрузке меняется мало. При снижении  $U_{\text{вх}}$  ток  $I_{\text{ст}}$  быстро уменьшается, уменьшается падение напряжения на  $R_{\text{б}}$ . Напряжение  $U_{\text{вых}}$  поддерживается на прежнем уровне. Таким образом, осуществляется стабилизация. Коэффициент стабилизации для этого типа стабилизаторов составляет 20—50.

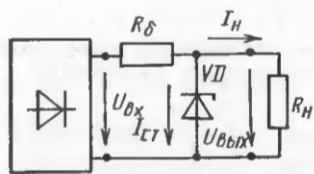


Рис. 15.13

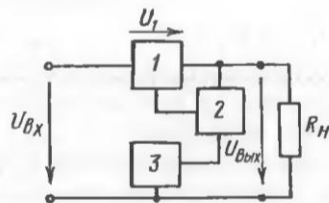


Рис. 15.14

Компенсационные стабилизаторы имеют больший коэффициент стабилизации, чем параметрические. Они могут выполняться на любые выходные токи. Принцип их работы основан на автоматическом регулировании выходного напряжения. Структурная схема такого стабилизатора приведена на рис. 15.14. Она состоит из регулирующего элемента 1, управляющего элемента 2 и источника эталонного или опорного напряжения 3. Напряжение на нагрузке

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - U_1,$$

где  $U_1$  — падение напряжения на регулирующем элементе 1.

Управляющий элемент 2 сравнивает выходное напряжение или его часть с эталонным напряжением; от результатов этого сравнения зависит сигнал, который вырабатывается этим элементом. От величины управляющего сигнала зависит падение напряжения  $U_1$ .

Если выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  стало меньше заданного, то при его сравнении с опорным вырабатывается сигнал, уменьшающий  $U_1$  и приводящий  $U_{\text{вых}}$  к исходному значению. Наоборот, при увеличении  $U_{\text{вых}}$  управляющее устройство вырабатывает сигнал, увеличивающий  $U_1$ .

В настоящее время широкое распространение получили компенсационные стабилизаторы в виде интегральных микросхем. К ним относятся, например, микросхемы К142ЕН. Они выпускаются на выходные напряжения 3—12; 12—30 В и токи от 0,15 до 3 А. При необходимости увеличить  $I_{\text{вых}}$  можно использовать в качестве регулирующего элемента мощные транзисторы, включаемые совместно с микросхемой.

Схема включения микросхемы К142ЕН1 показана на рис. 15.15. Максимальное входное напряжение составляет 20 В. С помощью резисторов  $R_2$ ,  $R_3$  можно регулировать стабилизированное выходное напряжение от 3 до 12 В.

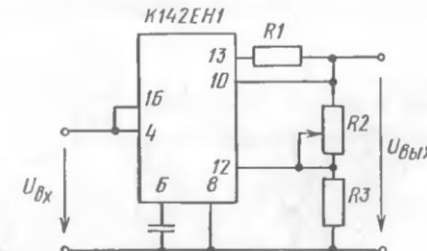


Рис. 15.15