

10.3. Источники вторичного электропитания

Источники вторичного электропитания (ИВЭП) – это преобразователи электрической энергии, получающие её от источников первичного напряжения – сетей переменного или постоянного тока, гальванических элементов, солнечных батарей. Эти устройства преобразуют подводимую энергию по роду тока, значениям тока и напряжения, при необходимости регулируя или стабилизируя их. Общепринято ИВЭП называть источниками питания.

10.3.1. Полупроводниковые выпрямители

Полупроводниковым выпрямителем называют статическое электронное устройство, предназначенное для преобразования энергии переменного тока в энергию постоянного тока [3, 5, 11].

На базе полупроводниковых выпрямителей построены схемы питания промышленной, транспортной и бытовой аппаратуры, радиоэлектронной и микропроцессорной техники. Мощные полупроводниковые выпрямители применяются в электроприводе для питания двигателей постоянного тока и цепей возбуждения синхронных машин.

Полупроводниковые выпрямители классифицируют по следующим признакам:

1) по мощности: маломощные – до 600 Вт, средней мощности – до 100 кВт и большой мощности – более 100 кВт;

2) по использованию полупериодов переменного напряжения: *однополупериодные* и *двухполупериодные*;

3) по количеству используемых фаз: *однофазные*, *двухфазные* и *трёхфазные*;

4) по схеме выпрямления – *мостовые*, *с умножением напряжения*, *трансформаторные*, *бестрансформаторные* и др.;

5) по управляемости – *неуправляемые* и *управляемые*.

Под *схемой выпрямления* понимают схему соединения обмоток трансформатора и порядок присоединения диодов к вторичным обмоткам трансформатора.

Однотактные (однополупериодные) схемы – это схемы, у которых ток протекает по вторичным обмоткам трансформатора один раз за период (полупериод или его часть). В *двухполупериодных* схемах задействуются оба полупериода переменного тока.

Неуправляемые выпрямители построены на неуправляемых силовых электронных ключах – диодах, а управляемые выпрямители – на управляемых силовых электронных ключах – тиристорах.

Классическая структура полупроводникового выпрямителя состоит из трансформатора напряжения $ТН$, диодного блока $ДБ$, сглаживающего фильтра $СФ$ и стабилизатора напряжения $СН$ (рис. 10.20) [3].

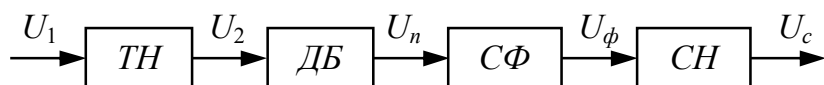


Рис. 10.20. Структурная схема полупроводникового выпрямителя

$ТН$ (обычно понижающий) служит для согласования входного и выходного напряжения выпрямителя и электрического разделения отдельных цепей выпрямителя (т.е. разделяет питающую сеть и сеть нагрузки). Диоды составляют $ДБ$, преобразующий переменное напряжение U_2 (рис. 10.21, *а*) в пульсирующее U_n (рис. 10.21, *б*), т.е. напряжение постоянной полярности, но переменной величины. $СФ$ представляет собой различное сочетание активных и реактивных элементов и уменьшает пульсацию выпрямляемого напряжения. $СН$ служит для стабилизации сглаженного напряжения U_ϕ при колебаниях напряжения питающей сети или при изменении тока нагрузки. Стабилизированное напряжение U_c подводится к нагрузке. Иногда трансформатор или фильтр в полупроводниковом выпрямителе могут отсутствовать.

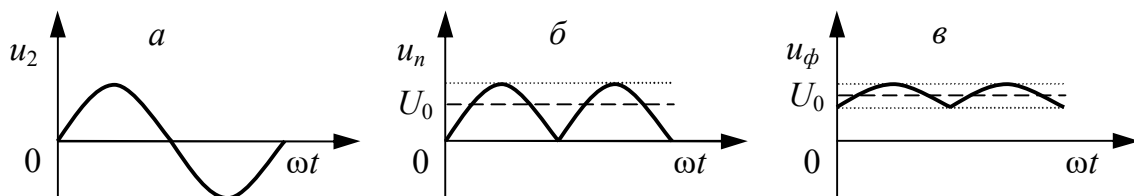


Рис. 10.21. Диаграммы напряжений при выпрямлении:
а – до $ДБ$; *б* – после $ДБ$ до $СФ$; *в* – после $СФ$

Пульсирующее (U_n – до $СФ$) и сглаженное (U_ϕ – после $СФ$) (рис. 10.21, *б* и *в*) напряжения, как и любую периодическую несинусоидальную функцию, можно разложить в ряд Фурье, т.е. представить в виде суммы постоянной составляющей и суммы переменных гармонических составляющих. Первый член разложения в ряд Фурье – постоянная составляющая U_0 – среднее значение выпрямленного напряжения, а сумма последующих членов – переменных гармонических составляющих – называется напряжением пульсаций $\sim U_n$.

Величина пульсаций оценивается *коэффициентом пульсаций* K_n , равным отношению амплитуды напряжения пульсаций $\sim U_{n\max}$ к постоянной составляющей выпрямленного напряжения U_0 :

$$K_n = \frac{\sim U_{n\max}}{U_0}. \quad (10.17)$$

На практике для вычисления амплитуды пульсаций сглаженного напряжения U_ϕ из-за сложности формы пользуются его наибольшим $u_\phi(t)_{\max}$ и наименьшим $u_\phi(t)_{\min}$ мгновенными значениями (рис. 10.22):

$$\sim U_{n\max} = \frac{u_\phi(t)_{\max} - u_\phi(t)_{\min}}{2}. \quad (10.18)$$

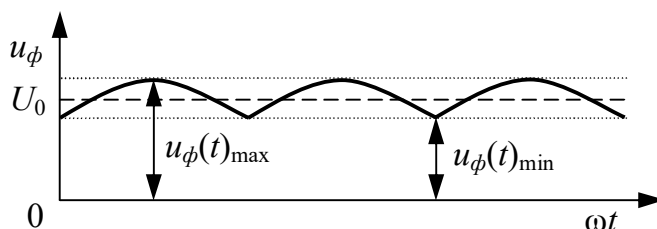


Рис. 10.22. Определение амплитуды пульсаций

Основные параметры выпрямительных схем [3]:

- постоянная составляющая выпрямленного напряжения U_0 ;
- постоянная составляющая выпрямленного тока I_0 ;
- пульсность схемы p ;
- амплитуда пульсаций $\sim U_{n\max}$;
- коэффициент пульсаций K_n ;
- коэффициент сглаживания пульсаций q .

Для оценки качества работы сглаживающего фильтра вводится коэффициент сглаживания пульсаций q , равный отношению коэффициента пульсаций схемы без фильтра к коэффициенту пульсаций схемы с фильтром:

$$q = \frac{K_n}{K_{n\phi}}. \quad (10.19)$$

В тех случаях, когда требуются большие величины q , применяются многосвязные фильтры, которые представляют собой ряд простых фильтров, соединённых последовательно. В данном случае суммарный коэффициент сглаживания пульсаций

$$q = q_1 \cdot q_2 \cdot \dots \cdot q_n = \prod_{i=1}^n q_i. \quad (10.20)$$

Выбор схемы выпрямления зависит от требований, предъявляемых к выпрямительному устройству, и возможности реализации той или иной выпрямительной схемы.

Однофазная однополупериодная схема состоит из одного полупроводникового диода, включенного последовательно с нагрузкой (рис. 10.23, а) [3, 11].

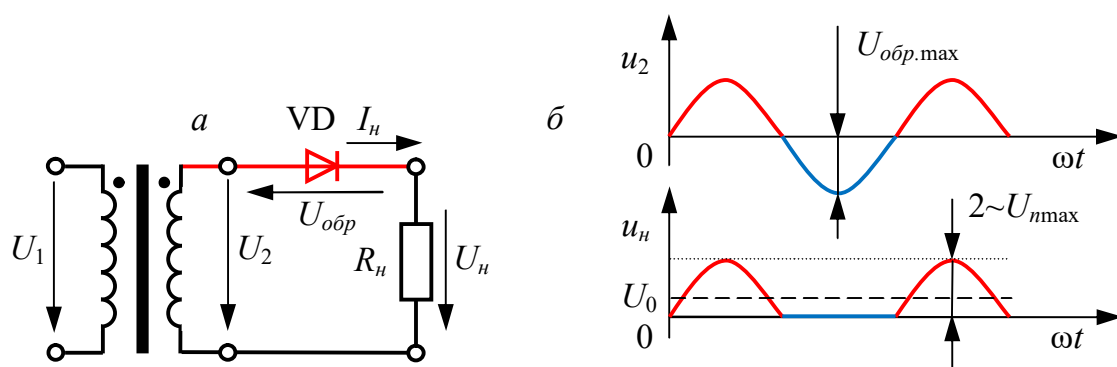


Рис. 10.23. Однофазная однополупериодная схема выпрямления:
а – принципиальная схема; б – диаграммы напряжений

Ток через диод VD и сопротивление нагрузки R_n протекает только в течение одной половины периода, когда к диоду приложено напряжение U_2 в прямом направлении. В связи с малым прямым сопротивлением прямое падение напряжения на диоде очень мало и практически всё напряжение U_2 прилагается к нагрузке $U_n = U_2$ (рис. 10.23, б). При обратном направлении напряжения U_2 в течение второй половины периода (от π до 2π) диод закрыт. В этом случае напряжение U_2 является для диода обратным $U_{обр}$, а на нагрузке $U_n = 0$. Таким образом, на выходе выпрямительной схемы образуются импульсы, создающие напряжение U_n и ток I_n , пульсирующие с частотой питающего напряжения U_1 .

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения U_0 равна среднему за период значению выпрямленного напряжения:

$$U_0 = \frac{\sqrt{2} \cdot U_2}{\pi} \approx 0,45 \cdot U_2. \quad (10.21)$$

Постоянная составляющая тока нагрузки равна среднему току диода:

$$I_0 = I_{vd1} = \frac{0,45 \cdot U_2}{R_n}. \quad (10.22)$$

Недостатком данного выпрямителя является большое значение коэффициента пульсаций:

$$K_n = \frac{\sim U_{n\max}}{U_0} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_2}{2} \frac{\pi}{\sqrt{2} \cdot U_2} = \frac{\pi}{2} \approx 1,57. \quad (10.23)$$

Кроме этого, мощность трансформатора у такого выпрямителя используется не полностью. Однополупериодные выпрямители на промышленной частоте 50 Гц применяются редко и лишь при небольшой мощности нагрузки. Однако схема однополупериодного выпрямления нашла очень широкое распространение в импульсных блоках питания с частотой переменного напряжения свыше 10 кГц, применяющихся в современной бытовой и промышленной аппаратуре. Объясняется это тем, что при более высоких частотах пульсаций выпрямленного напряжения для получения требуемых характеристик (K_n и U_0) необходимы сглаживающие фильтры с меньшими значениями ёмкости (индуктивности).

Двухфазная двухполупериодная схема с выводом от средней точки, предложенная советским ученым В. Ф. Миткевичем, имеет два диода, включенных встречно. Необходимым элементом данной схемы выпрямления является трансформатор с двумя одинаковыми вторичными обмотками (рис. 10.24, а). Выпрямитель со средней точкой является двухфазным, так как вторичная обмотка трансформатора со средней точкой создает два вторичных напряжения U_{21} и U_{22} , равных по величине, но противоположных по направлению относительно нагрузки R_n . Двухфазный переменный ток выпрямляется двумя однополупериодными выпрямителями, включенными параллельно и работающими на одну общую нагрузку. Во время одного полупериода ток в нагрузку проходит с одной половины вторичной обмотки через диод VD1, в другом полупериоде – с другой половины обмотки, через диод VD2 (рис. 10.24, б). Таким образом, на выходе выпрямительной схемы образуются положительные импульсы, пульсирующие с частотой, в два раза большей частоты напряжения U_1 [3, 11].

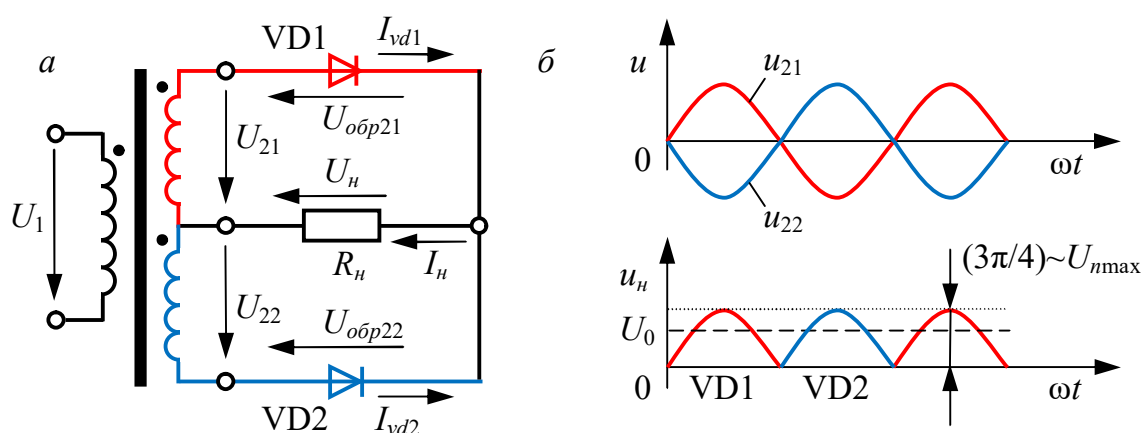


Рис. 10.24. Двухфазная двухполупериодная схема с выводом от средней точки:
а – принципиальная схема; б – диаграммы напряжений

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения U_0 при равенстве вторичных напряжений ($U_{21} = U_{22}$) равна среднему за период значению выпрямленного напряжения:

$$U_0 = \frac{2\sqrt{2} \cdot U_{21}}{\pi} \approx 0,9 \cdot U_{21}. \quad (10.24)$$

Постоянная составляющая тока нагрузки

$$I_0 = \frac{0,9 \cdot U_2}{R_n}. \quad (10.25)$$

Поскольку ток нагрузки I_n протекает через диоды поочередно, средний ток через каждый диод составит

$$I_{vd1} = \frac{I_0}{2} = \frac{0,45 \cdot U_2}{R_n}. \quad (10.26)$$

Обратное напряжение прикладывается к закрытому диоду, когда проводит ток другой диод, поэтому к закрытому диоду в этой схеме максимально прикладывается двойное амплитудное напряжение вторичной обмотки:

$$U_{обр. \max} = 2\sqrt{2} \cdot U_{21} = \pi U_0. \quad (10.27)$$

Значение коэффициента пульсаций с учётом амплитуды первой гармоники напряжения пульсаций

$$K_n = \frac{\sim U_{n \max}}{U_0} = \frac{4\sqrt{2} \cdot U_{21}}{3\pi} \frac{\pi}{2\sqrt{2} \cdot U_{21}} = \frac{2}{3} \approx 0,667. \quad (10.28)$$

Из-за сложности конструкции питающего трансформатора данная схема не нашла широкого применения в современном приборостроении. Однако её применение оправдано, когда амплитуда выпрямляемого напряжения сопоставима с падением напряжения на диоде (т. е. выпрямители на напряжение порядка нескольких вольт), поскольку обладает в этих условиях значительно лучшим КПД по сравнению с нижеописанной мостовой схемой.

Однофазная двухполупериодная мостовая схема, предложенная немецким физиком Л. Гретцем, имеет четыре диода, включенных мостом (рис. 10.25, а). Данная трансформаторная схема не требует трансформатора специальной конструкции и имеет такое же качество выпрямления напряжения, как и предыдущая схема, что даёт ей бесспорное преимущество среди двухполупериодных схем и делает её наиболее распространенной [3, 11].

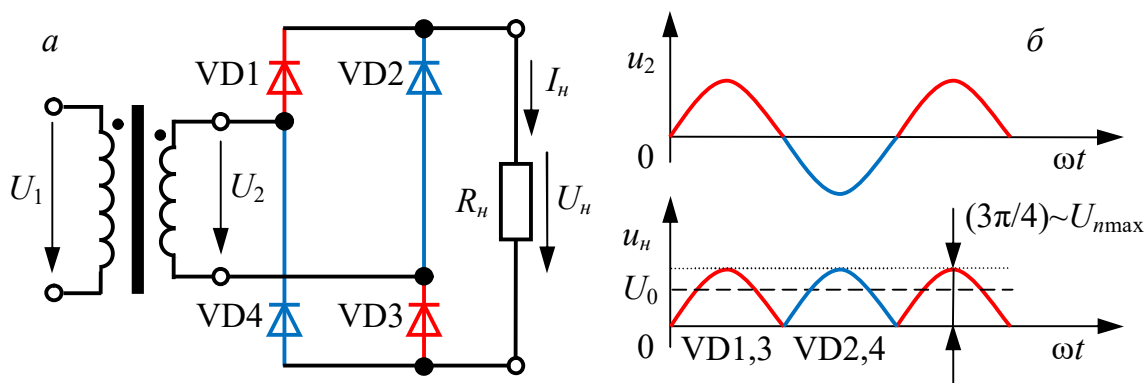


Рис. 10.25. Однофазная двухполупериодная мостовая схема:
 а – принципиальная схема; б – диаграммы напряжений

В мостовой выпрямительной схеме диоды работают попарно через полпериода. Соответствующая пара диодов открыта, когда к каждому из них приложено напряжение в прямом направлении. В это время другая пара диодов закрыта и к ней прикладывается обратное напряжение. Например, во время положительного полупериода напряжения U_2 открыты диоды VD1 и VD3, проводя ток к нагрузке R_n , а пара VD2 и VD4 закрыта. При обратной полярности напряжения U_2 (во время отрицательного полупериода) диоды VD1 и VD3 закрыты, а пара VD2 и VD4 проводит ток к нагрузке в том же самом направлении (рис. 10.25, б). Таким образом, на выходе выпрямительной схемы образуются положительные импульсы, пульсирующие с частотой, в два раза большей частоты напряжения U_2 .

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения U_0 такая же, как у схемы выпрямителя с выводом от средней точки:

$$U_0 = \frac{2\sqrt{2} \cdot U_2}{\pi} \approx 0,9 \cdot U_2. \quad (10.29)$$

Постоянная составляющая тока нагрузки

$$I_0 = \frac{0,9 \cdot U_2}{R_n}. \quad (10.30)$$

Ток нагрузки I_n распределяется поровну между парами диодов, и ток каждого диода I_{vdi} определяется так же, как и в схеме выпрямителя с выводом от средней точки, согласно формуле (10.26).

Обратное напряжение прикладывается одновременно к двум непроводящим диодам на интервале проводимости двух других диодов и его максимальное значение определяется амплитудным значением напряжения U_2 :

$$U_{обр. \max} = \sqrt{2} \cdot U_2 = \frac{\pi}{2} U_0. \quad (10.31)$$

Значение коэффициента пульсаций с учётом амплитуды первой гармоники напряжения пульсаций

$$K_n = \frac{\sim U_{n \max}}{U_0} = \frac{4\sqrt{2} \cdot U_2}{3\pi} \frac{\pi}{2\sqrt{2} \cdot U_2} = \frac{2}{3} \approx 0,667. \quad (10.32)$$

Достоинства данной схемы по сравнению со схемой выпрямителя с выводом от средней точки – меньшее обратное напряжение на диодах в 2 раза, меньшие габариты трансформатора, выше коэффициент использования трансформатора. Недостаток – удвоенное количество диодов и падение напряжения на них.

Мощные выпрямители обычно выполняются по многофазным схемам, преимуществом которых являются равномерная загрузка фаз питающей сети и малые значения коэффициента пульсаций. Одними из самых распространённых выпрямительных схем такого рода являются трёхфазная нулевая схема В. Ф. Миткевича на трёх диодах и трёхфазная схема А. Н. Ларионова на шести диодах.

Трёхфазная нулевая схема В. Ф. Миткевича строится на трёхфазном трансформаторе со вторичными обмотками, соединёнными звездой с выведенной нейтральной точкой, и трёх диодах (рис. 10.26, а) и является четвертьмостовой параллельной. Свободные начала а, б, с каждой из фаз вторичной обмотки присоединяются к анодам диодов VD1, VD2 и VD3. Катоды диодов соединяются в общий узел и служат положительным полюсом для цепи нагрузки, а нейтраль вторичной обмотки (соединенные концы x, y, z) – отрицательным полюсом [3].

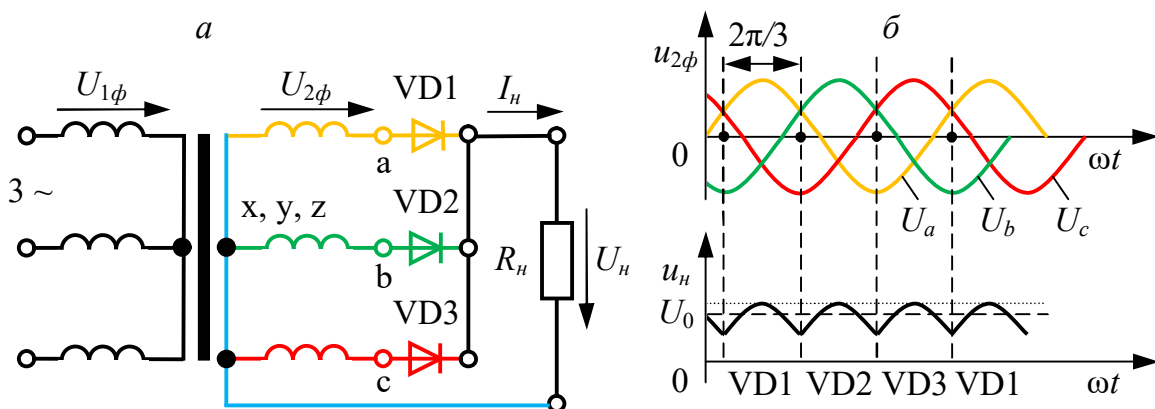


Рис. 10.26. Трёхфазная нулевая схема Миткевича:
а – принципиальная схема; б – диаграммы напряжений

В трёхфазной нулевой схеме с нейтральной точкой ток нагрузки создаётся под действием фазных напряжений вторичной обмотки трансформатора $U_{2\phi}$. За период напряжения питания через каждую вторичную обмотку однократно протекает однополярный ток, при этом интервал проводимости каждого диода составляет $2\pi/3$ (120°) (см. рис. 10.26, б). Открытый диод подключает напряжение соответствующей фазы к нагрузке. В результате в нагрузке действует однополярное пульсирующее напряжение U_n , представляющее собой участки фазных напряжений вторичных обмоток и содержащее трёхкратные пульсации за период. При чисто активной нагрузке выпрямленное напряжение и ток имеют одинаковую форму.

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения U_0 равна среднему за период значению выпрямленного напряжения трёхфазного напряжения:

$$U_0 = \frac{3\sqrt{3}\sqrt{2} \cdot U_{2\phi}}{2\pi} \approx 1,17 \cdot U_{2\phi}. \quad (10.33)$$

Постоянная составляющая тока нагрузки

$$I_0 = \frac{1,17 \cdot U_{2\phi}}{R_n}. \quad (10.34)$$

Поскольку ток нагрузки I_n протекает через диоды поочередно, средний ток через каждый диод составит треть тока нагрузки:

$$I_{vd1} = \frac{I_0}{3} = \frac{0,39 \cdot U_{2\phi}}{R_n}. \quad (10.35)$$

Обратное напряжение прикладывается к закрытому диоду, равно линейному напряжению вторичной обмотки трансформатора, так как анод закрытого диода присоединён к одному началу фаз напрямую, а к другому началу – через соседний открытый диод. Поэтому к закрытому диоду в этой схеме максимально прикладывается амплитудное линейное напряжение вторичной обмотки:

$$U_{обр. \max} = \sqrt{3}\sqrt{2} \cdot U_{2\phi} = \frac{2\pi}{3} U_0. \quad (10.36)$$

Значение коэффициента пульсаций с учётом амплитуды первой гармоники напряжения пульсаций

$$K_n = \frac{\sim U_{n \max}}{U_0} = 0,25. \quad (10.37)$$

Достоинства трёхфазной нулевой схемы: малое число диодов и соответственно малое падение напряжения на них, поэтому она может быть использована для выпрямления низких напряжений при повышенных мощностях (свыше 500 Вт); высокая частота пульсаций выпрямленного напряжения – три частоты питающей сети, что в некоторых случаях позволяет использовать эту схему без фильтра.

Недостатки схемы: значительное обратное напряжение на диодах, вынужденное подмагничивание трансформатора из-за постоянной составляющей токов вторичных обмоток. Во избежание насыщения приходится увеличивать сечение магнитопровода, что приводит к завышению массогабаритных показателей трансформатора и всей выпрямительной установки.

Трёхфазная мостовая схема А. Н. Ларионова содержит выпрямительный мост из шести диодов, в котором последовательно соединены две трёхфазные группы (рис. 10.27, а). В нижней катодной группе диоды VD2, VD4, VD6 соединены катодами, а в верхней анодной группе диоды VD1, VD3, VD5. Нагрузка подключается между точками соединения катодов и анодов диодов. Схема допускает соединение первичных и вторичных обмоток трансформатора звездой или треугольником, так как вывод нейтральной точки не требуется [3, 11].

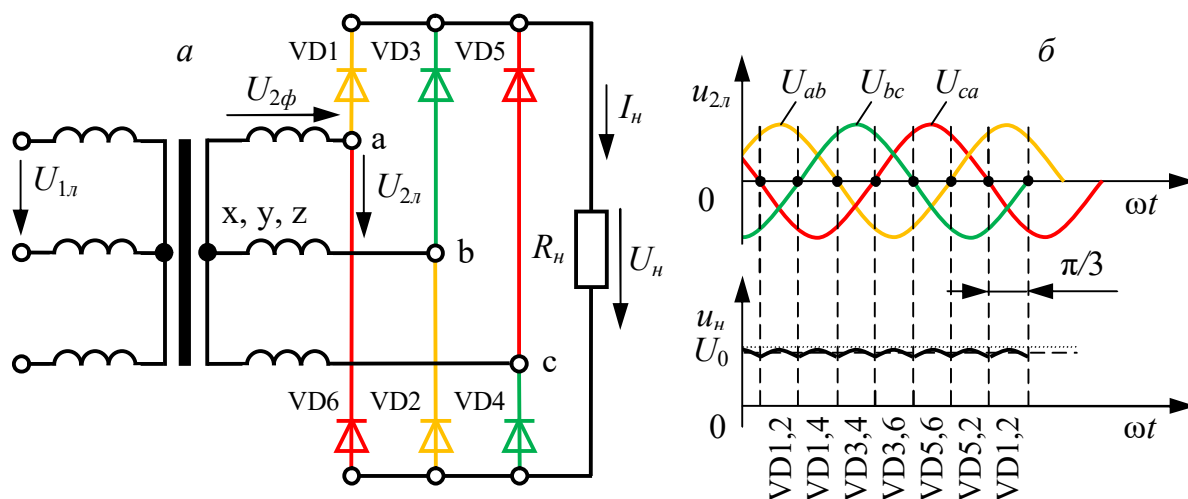


Рис. 10.27. Трёхфазная мостовая схема Ларионова:
а – принципиальная схема; б – диаграммы напряжений

В трёхфазной нулевой схеме с нейтральной точкой ток нагрузки создаётся под действием фазных напряжений вторичной обмотки трансформатора $U_{2\phi}$, а в мостовой схеме – под действием линейных напряжений $U_{2л}$. В любой момент времени ток проводят два диода, на

анодах которых в данный момент времени будет максимальный положительный потенциал, а на катодах – максимальный отрицательный потенциал. Иными словами, в проводящем состоянии будут находиться те два накрест лежащих диода выпрямительного моста, между которыми действует в проводящем направлении наибольшее линейное напряжение $U_{2л}$ (рис. 10.27, б).

За период напряжения питания происходит шесть переключений диодов и схема работает в шесть тактов, в связи с чем её часто называют *шестипульсной*. Поэтому выпрямленное напряжение имеет шестикратные пульсации, хотя период проводимости каждого диода такой же, как в схеме с нейтральной точкой, т.е. $2\pi/3$ (120°). Среднее значение тока диода соответственно составляет $I_{vd} = I_n/3$. При этом интервал совместной работы двух диодов равен $\pi/3$ (60°).

Кривая тока вторичной обмотки трансформатора определяется токами двух диодов, подключенных к данной фазе. Один из диодов входит в анодную группу, а другой – в катодную. Вторичный ток является переменным с паузой между импульсами длительностью $\pi/3$ (60°), когда оба диода данной фазы закрыты. Постоянная составляющая во вторичном токе отсутствует, поэтому подмагничивания магнитопровода трансформатора в мостовой схеме не создается.

Постоянная составляющая напряжения U_0 данной схемы будет в два раза больше, чем у трёхфазной схемы с нейтральной точкой:

$$U_0 = \frac{6\sqrt{2} \cdot U_{2л}}{2\pi} = \frac{6\sqrt{2}\sqrt{3} \cdot U_{2ф}}{2\pi} \approx 1,35 \cdot U_{2л} \approx 2,34 \cdot U_{2ф}. \quad (10.38)$$

Постоянная составляющая тока нагрузки

$$I_0 = \frac{1,35 \cdot U_{2л}}{R_n} = \frac{2,34 \cdot U_{2ф}}{R_n}. \quad (10.39)$$

Максимальное обратное напряжение диода данной схемы, как и в трёхфазной схеме с нейтральной точкой, равно амплитуде линейного вторичного напряжения:

$$U_{обр. \max} = \sqrt{2} \cdot U_{2л} = \frac{2\pi}{6} U_0. \quad (10.40)$$

При равных значениях постоянной составляющей напряжения нагрузки U_0 в данной схеме по сравнению с трёхфазной схемой с нейтральной точкой обратное напряжение на диоде получается в два раза меньше, что более предпочтительно.

Трёхфазный мостовой выпрямитель Ларионова работает с высокой частотой пульсации выпрямленного напряжения ($f_n = 6f_1$), поэтому коэффициент пульсаций имеет очень малое значение:

$$K_n = \frac{\sim U_{n\max}}{U_0} = 0,057, \quad (10.41)$$

что в некоторых случаях позволяет использовать эту схему без сглаживающего фильтра.

Сглаживающие фильтры

Наличие пульсаций выпрямленного напряжения ухудшает работу потребителей, питаемых от выпрямителей. Например, при питании двигателей постоянного тока пульсирующим напряжением ухудшаются условия коммутации тока и увеличиваются потери в двигателе. При питании радиоаппаратуры пульсации напряжения резко ухудшают работу устройств, создавая на выходе усилителей фон, т.е. дополнительные колебания выходного напряжения низкой частоты. Поэтому полупроводниковые выпрямители обычно снабжаются сглаживающими фильтрами, снижающими коэффициент пульсаций до допустимого значения. Эффективность фильтра оценивается коэффициентом сглаживания пульсаций q [3, 11, 14].

Все *СФ* можно разделить на *пассивные*, состоящие из реактивных устройств, которые имеют индуктивность и ёмкость, и *активные*, представляющие собой сложные электронные схемы на транзисторах. Пассивные сглаживающие фильтры можно разделить на *одноэлементные* и *комбинированные* (*Г*-образные, *П*-образные, *Т*-образные, резонансные и т.д.).

Одноэлементными являются *ёмкостный фильтр*, состоящий из конденсатора, включенного параллельно нагрузке (рис. 10.28, *а*), и *индуктивный фильтр*, представляющий последовательно соединенный с нагрузкой электрический дроссель – катушка индуктивности с сердечником (рис. 10.29, *а*).

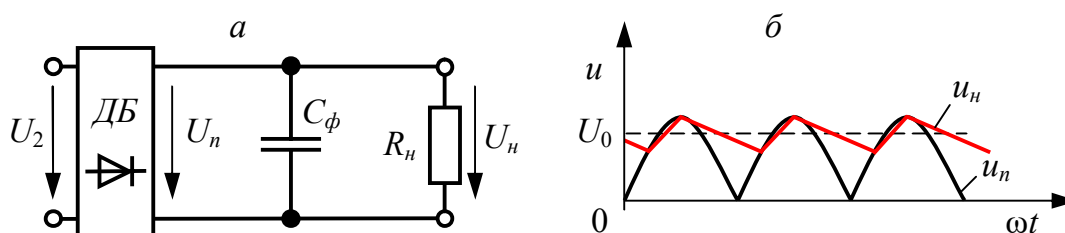


Рис. 10.28. Ёмкостный пассивный фильтр:
а – схема включения; *б* – диаграммы напряжений

Действие конденсатора как элемента фильтра заключается в том, что в интервалы времени от 0 до $\pi/2$ и от π до $3\pi/2$ когда пульсирующее напряжение U_n на выходе диодного блока ДБ нарастает, конденсатор заряжается. При спаде пульсирующего напряжения (от $\pi/2$ до π и от $3\pi/2$ до 2π) конденсатор, отдавая накопленную энергию, разряжается через нагрузку. Ток разряда конденсатора по направлению совпадает с током нагрузки и тем самым компенсирует уменьшение тока нагрузки, вызванное спадом пульсирующего напряжения (рис. 10.28, б). Чем больше ёмкость конденсатора C_ϕ , тем больше время разряда и тем меньше пульсации на нагрузке R_n .

Применение такого фильтра ограничивается током нагрузки, так как при больших токах время разряда конденсатора сильно сокращается и эффективность сглаживания заметно снижается.

Коэффициент сглаживания пульсаций q ёмкостного фильтра по первой гармонике пульсирующего напряжения

$$q = \frac{K_n}{K_{n\phi}} = K_n \frac{p\omega_1 C_\phi R_n}{2}, \quad (10.42)$$

где p – пульсность схемы выпрямления, определяемая числом пульсаций в кривой пульсирующего напряжения за период выпрямляемого; ω_1 – угловая частота питающего напряжения.

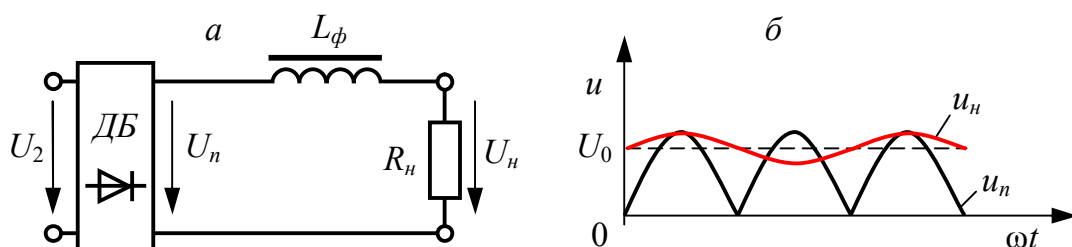


Рис. 10.29. Индуктивный пассивный фильтр:
а – схема включения; б – диаграммы напряжений

Сглаживающее действие дросселя основано на том, что его индуктивное сопротивление X_L для основной гармоники переменной составляющей выпрямленного тока во много раз больше активного сопротивления самого дросселя R_{dr} и нагрузки R_n . Поэтому основная часть переменной составляющей выпрямленного тока уменьшается дросселем (рис. 10.29, б), а по постоянной составляющей сопротивление дросселя незначительно. Следовательно, напряжение нагрузки U_n будет определяться в основном постоянной составляющей U_0 .

Коэффициент сглаживания пульсаций q индуктивного фильтра по первой гармонике пульсирующего напряжения

$$q = \frac{K_n}{K_{n\phi}} = \sqrt{1 + \left(\frac{p\omega_1 L_\phi}{R_{dr} + R_n} \right)^2}. \quad (10.43)$$

Недостатками выпрямителей с таким фильтром являются высокая стоимость и большие масса и габариты дросселей, а также излучение фильтром электромагнитных помех.

Анализ формул (10.42) и (10.43) показывает, что сглаживающее действие ёмкостного фильтра при увеличении сопротивления нагрузки увеличивается, а индуктивного уменьшается, поэтому ёмкостной фильтр выгоднее применить при малых, а индуктивный при больших токах нагрузки.

Лучшими сглаживающими свойствами обладают комбинированные сглаживающие фильтры Γ -образные и Π -образные, в которых процесс сглаживания осуществляется одновременно как дросселем, так и конденсаторами.

Наиболее широко используют Γ -образный индуктивно-ёмкостной фильтр (рис. 10.30, *а*). Для сглаживания пульсаций таким LC -фильтром необходимо, чтобы ёмкостное сопротивление конденсатора для низшей частоты пульсации было много меньше сопротивления нагрузки, а также много меньше индуктивного сопротивления дросселя для первой гармоники. При выполнении этих условий, пренебрегая активным сопротивлением дросселя, коэффициент сглаживания пульсаций q Γ -образного LC -фильтра

$$q = (p\omega_1)^2 L_\phi C_\phi - 1. \quad (10.44)$$

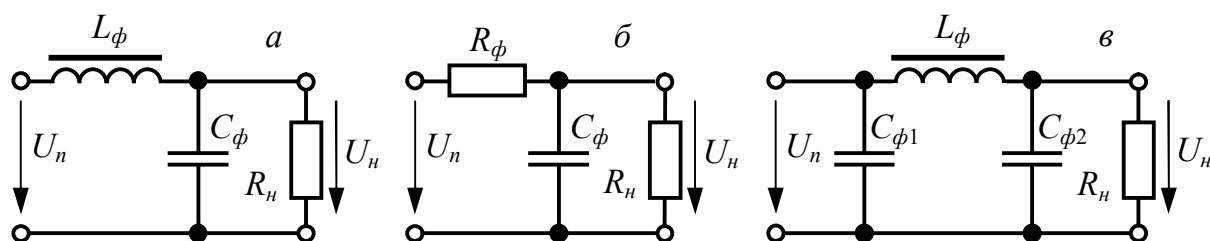


Рис. 10.30. Комбинированные сглаживающие фильтры:
а – Γ -образный LC -фильтр; *б* – Γ -образный RC -фильтр; *в* – Π -образный LC -фильтр

В выпрямителях малой мощности в некоторых случаях применяют Γ -образный фильтр, в состав которого входят активное сопро-

тивление и ёмкость (рис. 10.30, б). В таком RC -фильтре относительно велико падение напряжения и потери энергии на резисторе R_ϕ , но габариты и стоимость такого фильтра меньше, чем индуктивно-ёмкостного. Коэффициент сглаживания пульсаций q Γ -образного RC -фильтра

$$q = p\omega_1 C_\phi R_\phi \frac{R_n}{R_n + R_\phi}. \quad (10.45)$$

Π -образный индуктивно-ёмкостной фильтр (рис. 10.30, в) можно представить в виде двухзвенного, состоящего из ёмкостного фильтра с ёмкостью $C_{\phi 1}$ и Γ -образного индуктивно-ёмкостного фильтра с параметрами L_ϕ и $C_{\phi 2}$. Тогда коэффициент сглаживания Π -образного LC -фильтра, согласно формуле (10.20), будет равен произведению коэффициентов сглаживания двух последовательно соединённых фильтров

$$q = \left(K_n \frac{p\omega_1 C_{\phi 1} R_n}{2} \right) \left((p\omega_1)^2 L_\phi C_{\phi 2} - 1 \right). \quad (10.46)$$

Данному типу фильтров также присущи все недостатки ёмкостных и индуктивных фильтров.

От недостатков индуктивных фильтров свободны активные электронные сглаживающие фильтры, построенные по принципу Γ - или Π -образных фильтров. Для снижения массы, габаритов и электромагнитного излучения в данных фильтрах в качестве дросселя применяется биполярный транзистор VT (рис. 10.31) [14].

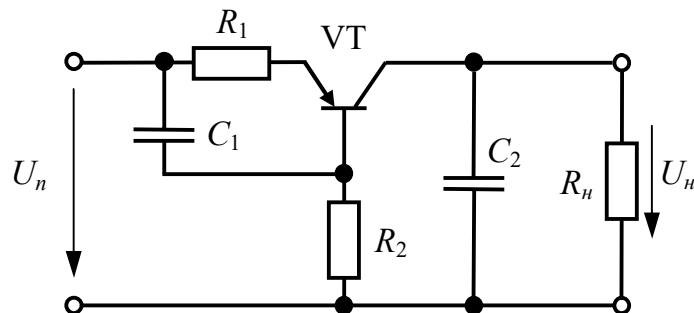


Рис. 10.31. Электронный сглаживающий Γ -образный фильтр

Нагрузка включена в цепь коллектора, ток которого практически не зависит от напряжения на коллекторе и определяется в основном током эмиттера. Принцип действия фильтра основан на том, что для переменной составляющей пульсирующего тока транзистор представляет сравнительно большое сопротивление, а для постоянного то-

ка его сопротивление намного меньше. Цепочка R_1C_1 обеспечивает постоянство тока эмиттера за счёт отрицательной обратной связи с базой по току. Сопротивлением R_2 устанавливается режим транзистора по постоянному току. При поддержании постоянным тока эмиттера любое изменение напряжения на входе и выходе схемы приведёт лишь к перемещению рабочей точки на характеристике, не вызывая при этом изменения тока коллектора. Таким образом, при наличии на входе фильтра пульсирующего напряжения U_n напряжение на его выходе U_n будет практически постоянным при любой нагрузке R_n .

Применение транзисторных фильтров целесообразно при значительных токах нагрузки и малом значении выпрямленного напряжения. Транзистор выбирается так, чтобы ток нагрузки фильтра был не менее, чем в 2 раза меньше максимального допустимого тока коллектора. Наибольшее напряжение между коллектором и эмиттером, которое может возникнуть в момент включения выпрямителя, не должно превышать максимально допустимого напряжения на коллекторе.

Стабилизаторы напряжения

Коэффициент сглаживания пульсаций фильтра иногда ограничен ёмкостью конденсаторов и габаритами дросселей, что приводит к недопустимой амплитуде пульсаций на выходе фильтра. Кроме того, выходное напряжение выпрямительных схем сильно зависит от колебаний напряжения сети и изменения нагрузки. Для уменьшения влияния этих факторов обычно используют стабилизаторы напряжения.

Стабилизатор напряжения (*СН*) – это электронное устройство, поддерживающее напряжение на нагрузке неизменной величины с определённой точностью [14].

В *СН* выходное напряжение поддерживается равным или пропорциональным стабильному опорному напряжению, создаваемому специальным источником опорного напряжения (ИОН). Стабилизаторы такого типа, называемые *компенсационными*, содержат регулирующий элемент (биполярный или полевой транзистор), включаемый последовательно или параллельно нагрузке. Регулирующий элемент может работать в активном (непрерывном) режиме, в этом случае стабилизатор называется *линейным*, или в ключевом режиме, в этом случае стабилизатор называется *импульсным*.

ИОН обычно строят на специальных электронных устройствах – *стабилитронах* или двух- и трехвыводных *стабилитронных интегральных микросхемах*. Так как стабильность ИОН определяет качество компенсационных стабилизаторов, то к стабилитронам применяются особые требования по качеству характеристик.

Простейшим последовательным стабилизатором (рис. 10.32, а) напряжения является эмиттерный повторитель, база транзистора которого подключена к источнику опорного напряжения. В схеме опорное напряжение получается с помощью параметрического стабилизатора на стабилитроне VD и резисторе R_{on} . В данной схеме транзистор VT *n-p-n* типа с общей базой совмещает в себе функции сравнивающего и линейного регулирующих элементов [14].

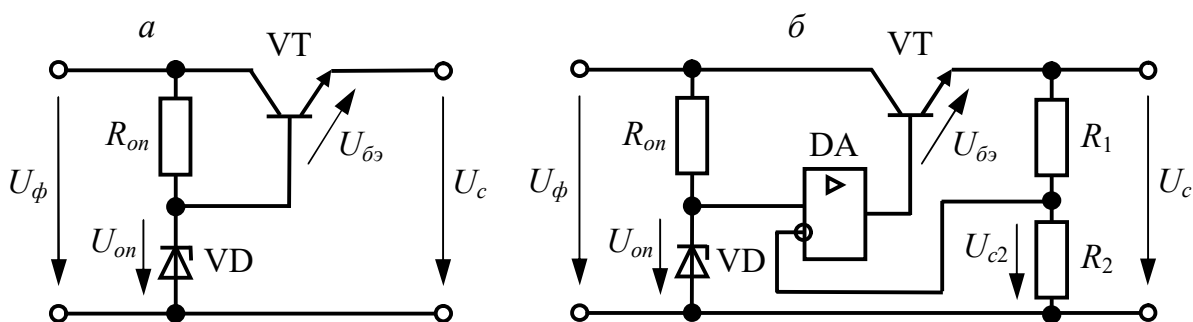


Рис. 10.32. Простейшие компенсационные стабилизаторы напряжения

За счёт отрицательной обратной связи по напряжению выходное напряжение стабилизатора устанавливается равным величине $U_c = U_{on} - U_{бэ}$. При уменьшении входного напряжения в первый момент выходное напряжение также будет уменьшаться, управляющее напряжение транзистора $U_{бэ} = U_{on} - U_c$ увеличивается, транзистор приоткрывается, сопротивление между коллектором и эмиттером уменьшается, а выходное напряжение увеличивается, компенсируя изменение входного сигнала. Для улучшения параметров схемы дополнительно включают усилитель сигнала рассогласования DA (рис. 10.32, б).

В настоящее время СН выпускаются в виде интегральных микросхем (ИМС). Наиболее известная серия отечественных ИМС компенсационных линейных стабилизаторов – серия КР142ЕН. В эту серию входят СН с фиксированным выходным напряжением (нерегулируемые), с регулируемым выходным напряжением и с нерегулируемым двухполярным выходным напряжением.

Нерегулируемые СН серии КР142ЕН имеют три внешних вывода (вход, выход и общий) и настроены на определённое фиксированное напряжение. Схема включения (рис. 10.33, а) содержит входной $C_{вх}$ и выходной $C_{вых}$ конденсаторы, улучшающие переходные процессы и удерживающие полное выходное сопротивление на низком уровне при высоких частотах. ИМС стабилизаторов выпускаются в пластмассовых и металлических корпусах, как и транзисторы (рис. 10.33, б).

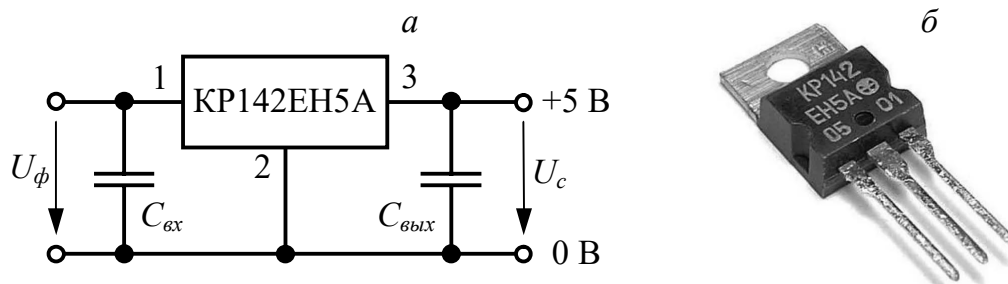


Рис. 10.33. Компенсационный линейный стабилизатор серии KP142EN5A:
а – схема включения; б – внешний вид

Основной недостаток линейных *СН* – малый КПД схемы, который зависит от соотношения входного и выходного напряжений, поэтому невыгодно применение линейных *СН* в случае большой разницы входного и выходного напряжений. Для большинства линейных стабилизаторов значение КПД не превышает 50%, однако известны схемные решения, увеличивающие КПД до 90%.

Импульсные *СН* обладают по сравнению с линейными рядом преимуществ. КПД их несравненно выше, так как благодаря использованию ключевого режима работы регулирующего транзистора средняя рассеиваемая на нём мощность оказывается значительно ниже, чем в линейном стабилизаторе. Малые тепловые потери позволяют во многих случаях отказаться от применения теплоотводов или существенно уменьшить их габариты. Кроме того, наряду с обычным режимом понижения входного напряжения, импульсные ИСН могут работать в режиме его повышения и инвертирования.

Рассмотрим импульсный *СН*, в котором используется высокочастотный импульсный трансформатор. Принцип работы такого стабилизатора-преобразователя, получившего название *обратноходового*, рассмотрим по упрощенной схеме (рис. 10.34) [14].

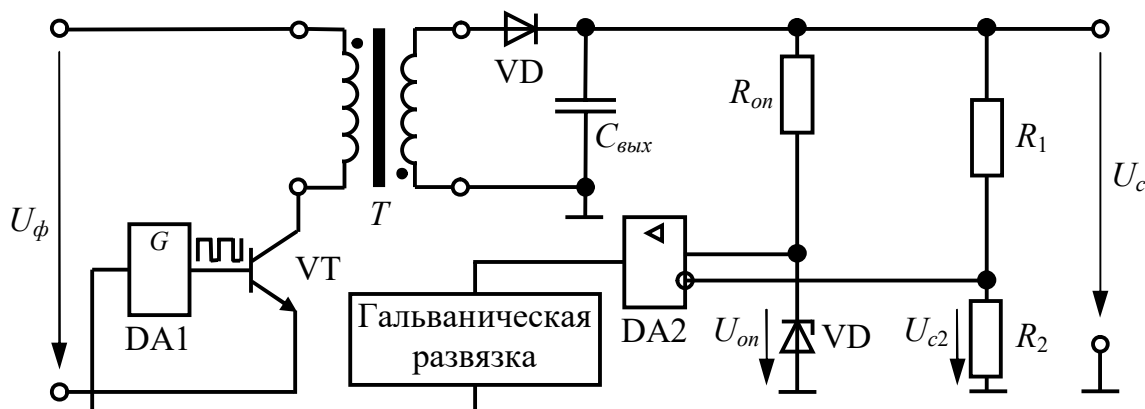


Рис. 10.34. Обратноходовой импульсный стабилизатор напряжения

Обмотки трансформатора фазированы таким образом, что когда ключевой транзистор VT находится в состоянии насыщения и через первичную коллекторную обмотку течёт линейно нарастающий ток, полярность напряжения на диоде VD обратная, и ток через вторичную обмотку не идёт. Происходит накопление энергии в трансформаторе. Трансформатор T в этой схеме фактически является дросселем со вторичной обмоткой и в отличие от обычного трансформатора накапливает в себе существенную энергию. Когда транзистор VT переходит в состояние отсечки, полярность напряжения на вторичной обмотке изменяется, открывается диод VD, и через нагрузку начинает течь ток, который поддерживается зарядом конденсатора $C_{вых}$.

Если выходная нагрузка увеличивается, необходимо увеличить длительность включенного состояния регулирующего ключевого транзистора VT, во время которого ток первичной обмотки достигнет более высокого значения, что создаст в результате больший ток во вторичной обмотке. Наоборот, при уменьшении нагрузки длительность включенного состояния транзистора VT сокращается, и ток первичной обмотки уменьшает своё значение. Таким образом, стабилизатор регулирует выходное напряжение посредством изменения времени включенного состояния транзистора VT. Генерирование управляющих транзистором импульсов реализуется за счёт широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Сигнал для управления модулятором может сниматься либо с выходной обмотки через цепь гальванической развязки, либо с дополнительной вторичной обмотки импульсного трансформатора. Если выходное напряжение U_c сравнить с опорным напряжением $U_{он}$, а полученной разностью управлять модулятором, получается замкнутая петля обратной связи, а схема автоматически будет сохранять постоянное значение выходного напряжения.

Достоинство таких стабилизаторов – гальваническая развязка между источником входного напряжения и нагрузкой. Также импульсный трансформатор может иметь несколько вторичных обмоток с соответствующим образом включенными диодами, и таким образом становится возможным получение двух и более (в том числе разнополярных) выходных напряжений.

Недостаток импульсных стабилизаторов по сравнению с линейными – несимметричность тока, протекающего через первичную обмотку трансформатора, вследствие чего появляется подмагничивание сердечника постоянной составляющей тока, что требует увеличения его габаритов. Для устранения подмагничивания сердечника трансформатор должен выполняться с воздушным зазором.

10.3.2. Управляемые выпрямители

В большинстве практических случаев выпрямители средней и большой мощности должны позволять плавно регулировать постоянную составляющую выпрямленного напряжения U_0 . Это обусловливается необходимостью стабилизации тока нагрузки, а также изменением напряжения при управлении частотой вращения двигателей постоянного тока, при зарядке аккумуляторных батарей и т.п.

Регулирование выпрямленного напряжения базируется на использовании в выпрямительных схемах управляемых силовых электронных ключей – триодных тиристоров (рис. 10.35, а), поэтому такие выпрямители называют *управляемыми* [3, 5, 11].

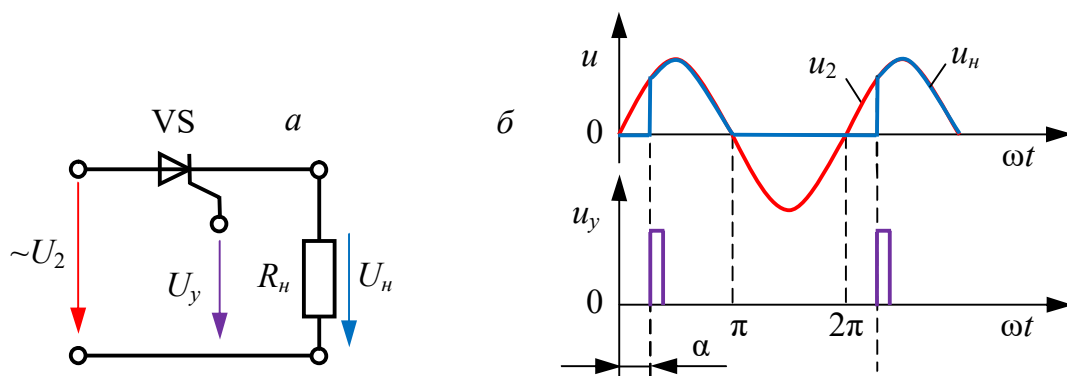


Рис. 10.35. Управление тиристором:
а – схема включения; б – диаграммы напряжений

Триодные тиристоры позволяют изменять момент их перехода из закрытого состояния в открытое под действием управляющего напряжения U_y . Так как управляющий электрод после открытия тиристора перестаёт оказывать влияние на его работу, то в цепь управляющего электрода обычно подаётся короткий импульс длительностью около 10 мкс. При наличии прямого напряжения между анодом и катодом и при подаче импульса U_y в цепь управления тиристор открывается и будет открыт до тех пор, пока напряжение U_2 не станет равным нулю или не изменит свою полярность на противоположную.

Открытие тиристоров в управляемых схемах выпрямления при непрерывном токе нагрузки происходит 1 раз в каждый положительный полупериод анодного напряжения. Ток управления составляет не более 1 – 2% от тока основной цепи.

Фазовый угол α , являющийся начальной фазой переднего фронта управляющего импульса, называется *углом отпирания тиристора*

(рис. 10.35, б). При изменении угла отпирания α изменяется среднее значение тока, протекающего через сопротивление нагрузки R_n , а следовательно, и постоянная составляющая выпрямленного напряжения U_0 . Таким образом, изменяя угол отпирания α от 0 до π , можно регулировать напряжение на нагрузке от максимальной величины до нуля.

Для формирования управляющих тиристором импульсов управляемые выпрямители должны иметь *систему импульсно-фазового управления* (СИФУ), которая должна выполнять следующие задачи:

- 1) создавать синхронизированную с напряжением питающей сети систему импульсов управления, каждый из которых способен включить любой тиристор, применяемый в выпрямительной схеме;
- 2) позволять сдвигать по фазе импульсы управления относительно анодного напряжения тиристоров.

Для управления тиристорами применяют различные системы, требования к которым определяются спецификой схем преобразовательных установок и общими свойствами тиристоров.

Однофазные управляемые выпрямители выполняются по схеме с выводом от средней точки трансформатора и мостовой схеме.

Схема управляемого выпрямителя с выводом от средней точки изображена на рис. 10.16, а. Она отличается от схемы неуправляемого выпрямителя (см. рис. 10.24, а) тем, что диоды VD1 и VD2 заменены тиристорами VS1 и VS2.

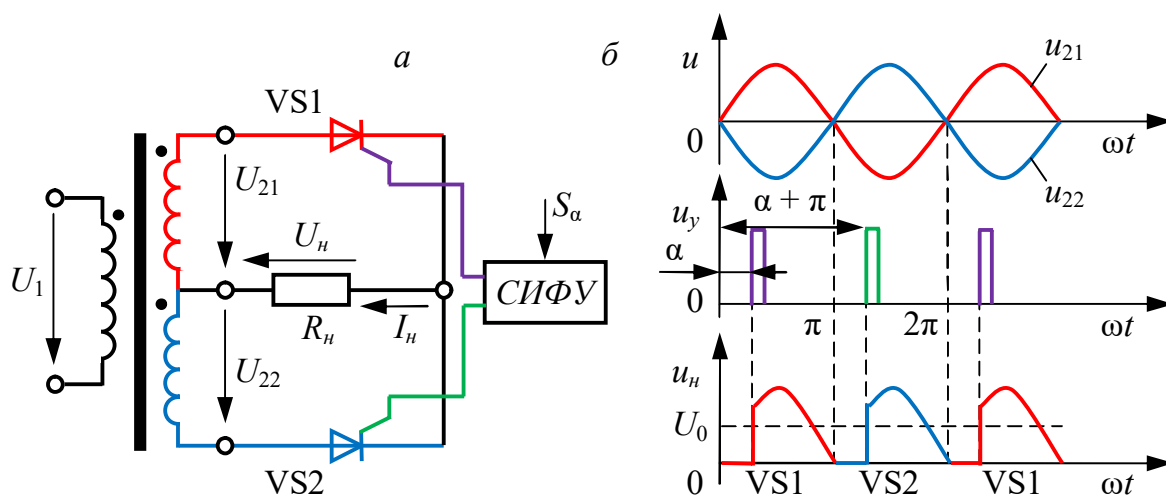


Рис. 10.36. Схема управляемого выпрямителя с выводом от средней точки:
а – принципиальная схема; б – диаграммы напряжений

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения U_0 будет тем больше, чем меньше угол отпирания тиристора α . Если пренебречь падением напряжения на тиристоре, то зависимость $U_0(\alpha)$ для

схемы управляемого выпрямителя с выводом от средней точки определяется выражением

$$U_0 = \frac{2\sqrt{2} \cdot U_{21}}{\pi} \frac{(1 + \cos \alpha)}{2} \approx 0,45 \cdot U_{21} (1 + \cos \alpha). \quad (10.47)$$

Следовательно, рабочий режим неуправляемого выпрямителя является предельным, к которому приближается управляемый выпрямитель при угле управления $\alpha = 0$. Зависимость напряжения U_0 от угла α для конкретного типа выпрямительной схемы называется *регулирующей характеристикой* управляемого выпрямителя.

Мостовая схема управляемого выпрямителя представлена на рис. 10.37, а. Она отличается от схемы неуправляемого выпрямителя (см. рис. 10.25, а) тем, что диоды VD1 и VD2 заменены тиристорами VS1 и VS2, а диоды VD3 и VD4 выполняют свои обычные функции.

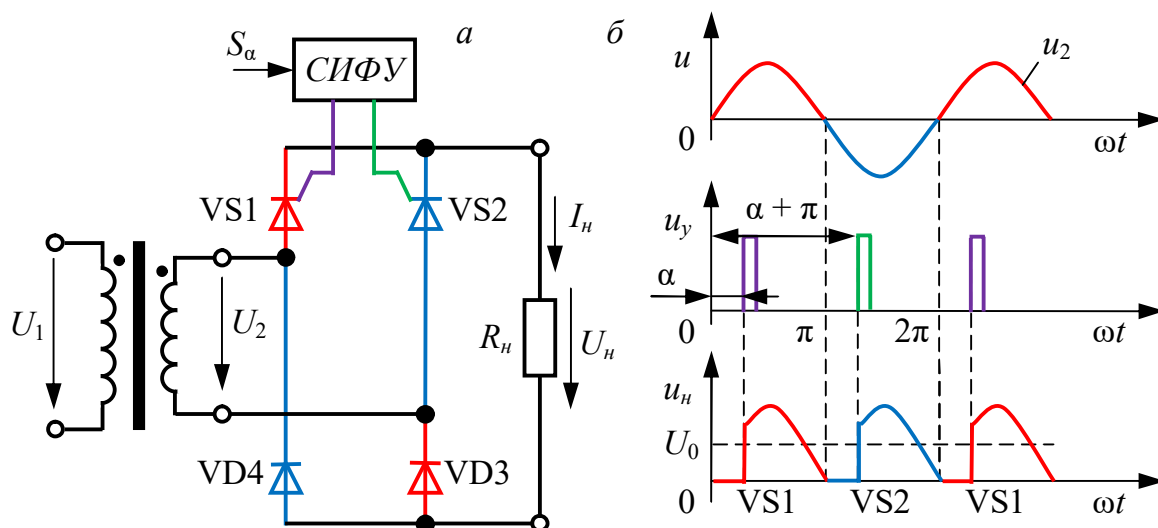


Рис. 10.37. Схема управляемого мостового выпрямителя:
а – принципиальная схема; б – диаграммы напряжений

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения U_0 определяется так же, как у схемы управляемого выпрямителя с выводом от средней точки:

$$U_0 = \frac{2\sqrt{2} \cdot U_2}{\pi} \frac{(1 + \cos \alpha)}{2} \approx 0,45 \cdot U_2 (1 + \cos \alpha). \quad (10.48)$$

Мостовая схема управляемого выпрямителя из-за присущих её неуправляемому аналогу преимуществ более распространена, чем схема управляемого выпрямителя с выводом от средней точки.

10.3.3. Регуляторы переменного тока

Тиристор идеально подходит для регулирования мощности переменного напряжения во всём, кроме одного: он является однополупериодным устройством, а это означает, что даже при полной проводимости используется только половина мощности. Можно включить параллельно два тиристора навстречу друг другу, чтобы обеспечить двухполупериодный режим работы, однако для этого требуется подавать импульсы запуска на управляющие электроды от двух изолированных, но синхронных источников.

На практике для регулирования мощности переменного напряжения используется двунаправленный тиристор, или *симистор*. Как можно видеть на рис. 10.38, *а*, симистор можно рассматривать как два встречно-параллельных тиристора, выполненных в одном монокристалле кремния, с управлением от единственного источника сигнала. Симистор является настолько гибким устройством, что его можно переключать в проводящее состояние как положительным, так и отрицательным импульсом независимо от мгновенной полярности источника переменного напряжения. Обычно для переключения симистора, рассчитанного на ток до 25 А, достаточен пусковой ток 20 мА; одним из простейших примеров его применения является «твердотельное реле», в котором небольшой пусковой ток используется для управления большим током нагрузки [3, 5, 11].

Управление симистором осуществляется следующим образом: в момент времени, соответствующий фазовому сдвигу $\alpha = \omega t$, импульс управляющего напряжения U_y поступает на управляющий электрод симистора (рис. 10.38, *б*). Симистор открывается и в течение времени $(\pi - \alpha)/\omega$ через сопротивление нагрузки R_n протекает ток в прямом направлении. Управляющий импульс U_y повторяется в следующую половину периода, и симистор пропускает ток через сопротивление нагрузки R_n в обратном направлении с момента времени, соответствующего углу отпирания $\pi + \alpha$, до момента, соответствующего фазовому углу 2π , [т.е. в течение времени $(2\pi - (\pi + \alpha))/\omega$].

Таким образом, ток и, следовательно, напряжение на сопротивлении нагрузки R_n являются переменными и имеют форму усеченных полувольт синусоиды. Действующее значение этого напряжения U_n зависит от угла отпирания α :

$$U_n = U \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}. \quad (10.49)$$

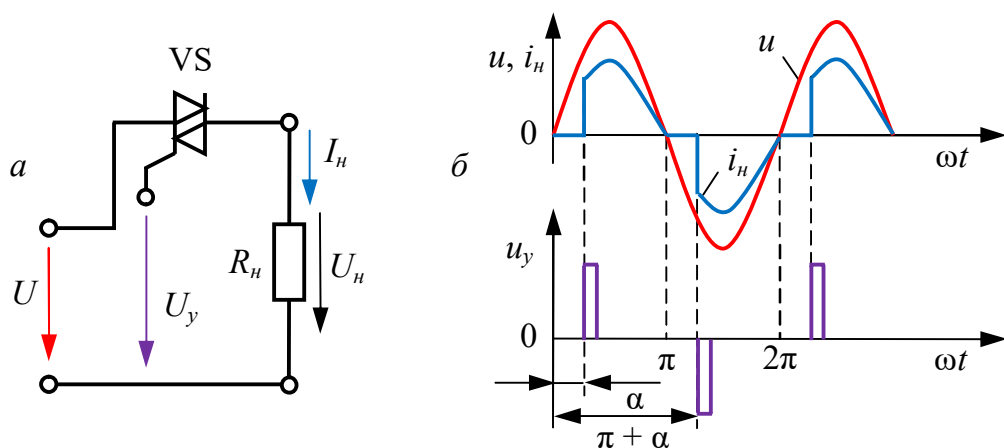


Рис. 10.38. Регулирование переменного тока:
 a – электрическая схема на симисторе; b – диаграммы тока и напряжения

На рис. 10.39 показана схема простейшего регулятора переменного тока. Временное положение управляющих импульсов устанавливается R_2C_2 -цепочкой; реостатом R_2 меняют угол отпирания симистора VS2, а резистор R_1 просто ограничивает ток в управляющей цепи регулятора. Сами импульсы формируются симметричным двунаправленным динистром VS1 с низким напряжением включения. В начале положительного полупериода переменного напряжения U конденсатор C_2 начинает заряжаться через сопротивление $(R_1 + R_2)$, от величины которого зависит скорость заряда. Когда напряжение на конденсаторе C_2 достигнет уровня включения динистора VS1, мгновенный импульс разряда конденсатора поступает на симистор VS2 через динистор VS1. Сопротивление симистора VS2 становится очень мало и он пропускает ток до конца полупериода напряжения U . Входной L_1C_1 -фильтр подавляет помехи регулятора, а введение дополнительной R_3C_3 -цепочки позволяет достигать бо́льших углов отпирания симистора VS2, что актуально для маломощной нагрузки [14].

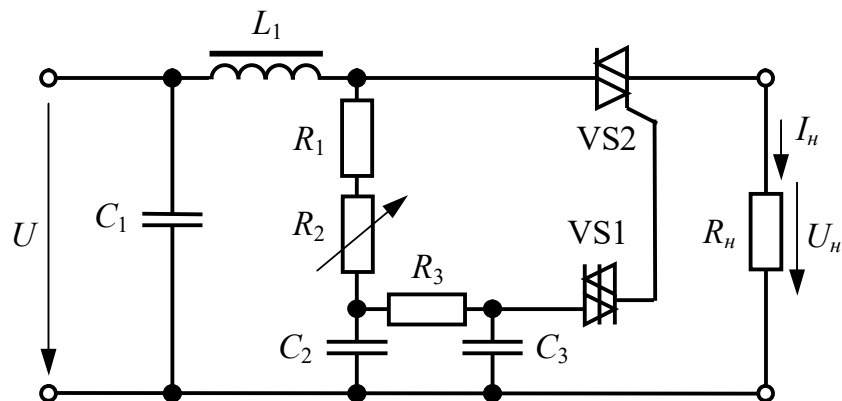


Рис. 10.39. Схема простейшего регулятора переменного тока

10.3.4. Инверторы

Для преобразования постоянного тока в переменный применяют специальные электронные силовые устройства, называемые *инверторами*. Чаще всего инвертор преобразует постоянное напряжение в переменное с постоянными или регулируемыми значениями амплитуды и частоты. Инвертор представляет собой генератор периодически изменяющегося напряжения, при этом форма напряжения может быть синусоидальной, приближенной к синусоидальной или импульсной.

Если инвертор работает на нагрузку, не имеющую другого источника питания, он называется *автономным инвертором* (АИ). АИ применяются в качестве самостоятельных устройств для питания потребителей переменным током от аккумуляторных батарей или других источников постоянного тока, для электропривода с частотным регулированием, систем бесперебойного электроснабжения, например в составе источников бесперебойного питания.

Однофазные АИ напряжения подразделяются на две группы [14]:

- с чистым синусом на выходе;
- с модифицированной синусоидой.

Для подавляющего большинства бытовых приборов допустимо использовать переменное напряжение с упрощённой формой сигнала. Синусоида важна для приборов, содержащих электродвигатели и трансформаторы, и некоторых телекоммуникационных, измерительных, лабораторных приборов, медицинской аппаратуры, а также профессиональной аудиоаппаратуры.

Трёхфазные АИ обычно используются для создания трёхфазного тока для электродвигателей, например для питания трёхфазного асинхронного двигателя. Такие инверторы входят в состав преобразователей частоты, позволяющих генерировать трёхфазную систему напряжений с частотой более 50 Гц.

В основе функционирования АИ лежит управляемая коммутация силовых электронных ключей, создающих систему импульсов постоянного напряжения на нагрузке. В АИ коммутация осуществляется благодаря применению полностью управляемых тиристоров или транзисторов. При этом частота напряжения на выходе АИ определяется частотой управления электронными ключами, а величина напряжения – параметрами нагрузки и системой управления с помощью ШИМ. Частота модуляции при этом должна быть хотя бы на порядок выше, чем наибольшая частота выходного напряжения.

По схемной реализации однофазные АИ можно разделить на:

- АИ тока;
- АИ напряжения;
- резонансные АИ.

Инверторами тока называются автономные преобразователи, которые связаны с источником питания через сглаживающий дроссель, обеспечивающий малые изменения тока, и в которых силовые электронные ключи обеспечивают чередующуюся полярность импульсов тока на нагрузке [14].

На входе АИ тока действует источник тока, образованный источником постоянного напряжения с ЭДС E_0 и дросселем с большой индуктивностью L_0 (рис. 10.40, а). Форма тока I_n на выходе вентильной группы прямоугольная, а форма напряжения U_n определяется характером нагрузки Z_n . Нагрузка может быть только активной или активно-ёмкостной, так как при активно-индуктивной нагрузке ток не может мгновенно изменить направление. Рассмотрим работу схемы при активно-ёмкостной нагрузке. В момент t_1 начинают проводить тиристоры VS1 и VS3; в момент t_2 тиристоры VS1 и VS3 выключаются, а тиристоры VS2 и VS4 включаются (рис. 10.40, б). Ток через нагрузку I_n меняет направление. Под действием проходящего тока напряжение на нагрузке U_n из-за наличия ёмкостной составляющей изменяется по экспоненте. В результате смена полярности напряжения на нагрузке U_n во времени происходит позже, чем смена полярности тока I_n . Наличие такого фазового сдвига характерно для активно-ёмкостной нагрузки.

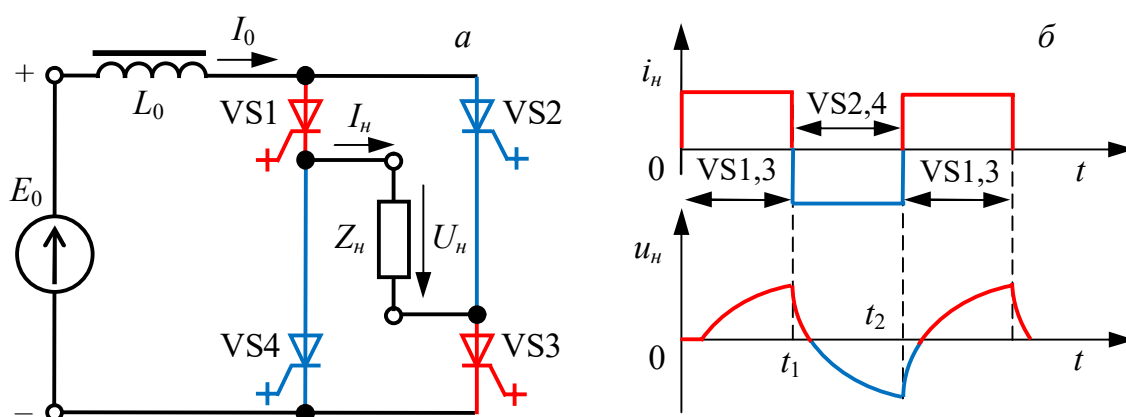


Рис. 10.40. Однофазный автономный инвертор тока:
а – принципиальная схема; б – диаграммы тока и напряжения

Инверторами напряжения называются автономные преобразователи, в которых переменное напряжение на нагрузке образуется в

результате её периодического подключения с помощью силовых электронных ключей к источнику питания, обеспечивая чередующуюся полярность импульсов напряжения на нагрузке.

На входе АИ напряжения действует источник постоянного напряжения с ЭДС E_0 и сглаживающим конденсатором C_0 (рис. 10.41, *а*). Напряжение U_n на выходе вентильной группы прямоугольное, а форма тока I_n определяется характером нагрузки Z_n . Напряжение на нагрузке переключается мгновенно, поэтому нагрузка может быть активной или активно-индуктивной. Рассмотрим работу схемы при активно-индуктивной нагрузке. В момент t_1 начинают проводить тиристоры VS1 и VS3. Под действием приложенного напряжения U_0 ток I_n нарастает по экспоненте (рис. 10.41, *б*). В момент t_2 тиристоры VS1 и VS3 выключаются, но ток I_n через нагрузку идёт в том же направлении через диоды VD2 и VD4 за счёт энергии, запасённой в индуктивности, и возвращается в источник питания. При этом напряжение на нагрузке U_n под действием собственной противоЭДС уже изменило знак, а ток постепенно спадает. Диоды VD1 – VD4 предназначены для возврата реактивной энергии в источник питания. В момент t_3 ток I_n равен нулю, включаются тиристоры VS2 и VS4, полярность напряжения при этом не меняется, а ток меняет направление. В момент t_4 тиристоры VS2 и VS4 выключаются, но ток I_n через нагрузку убывает в том же направлении через диоды VD1 и VD3, достигая нулевого значения в момент t_5 . Далее цикл повторяется. В результате смена полярности тока I_n во времени происходит позже, чем смена полярности напряжения на нагрузке U_n . Наличие такого фазового сдвига характерно для активно-индуктивной нагрузки.

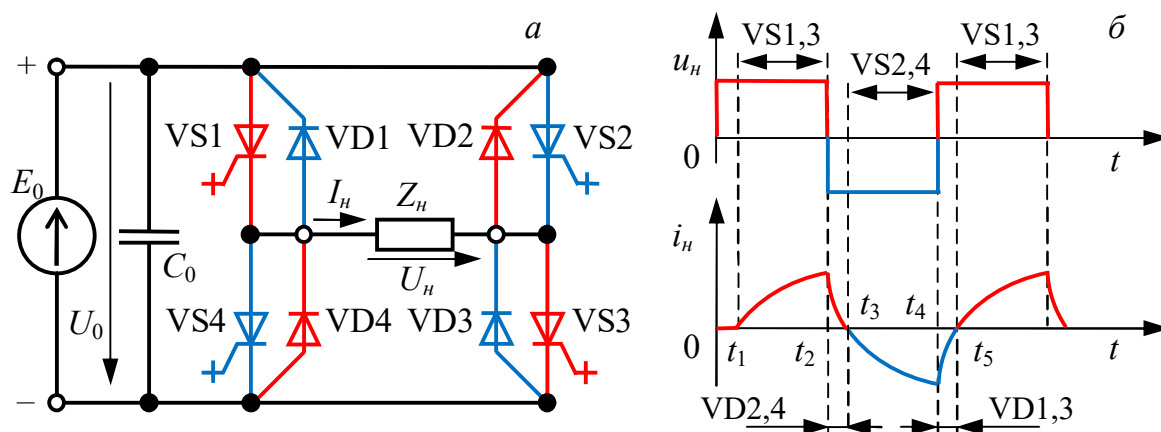


Рис. 10.41. Однофазный автономный инвертор напряжения:
а – принципиальная схема; *б* – диаграммы тока и напряжения

Для формирования переменного напряжения повышенной частоты (от 0,5 до 10 кГц) используются *резонансные инверторы*. Резонансные АИ применяют в высокочастотных электротермических установках, где они применяются для питания установок индукционного нагрева, а также в ультразвуковых установках.

Характер протекающих процессов в главных цепях ключевой схемы обуславливается колебательным процессом перезаряда конденсатора в цепи с источником питания и индуктивностью, специально введённой или имеющейся в составе нагрузки, в связи с чем ток в цепи нагрузки приближается по форме к синусоиде.

Схема мостового однофазного резонансного инвертора приведена на рис. 10.42, а. В цепь нагрузки последовательно подключен конденсатор C_0 , поэтому такой инвертор называется *последовательным*. Цепь $R_n L_0 C_0$ представляет собой последовательный колебательный контур с высокой добротностью, для чего в схеме резонансного АИ должно выполняться условие

$$R_n < 2\sqrt{L_0/C_0}. \quad (10.50)$$

Помимо формирования кривой тока нагрузки конденсаторы здесь осуществляют операцию запираания тиристоров, поэтому в резонансных АИ могут работать однооперационные (незапираемые) тиристоры.

При включении тиристоров VS1 и VS3 конденсатор C_0 начинает быстро забирать ток, а дроссель из-за большой индуктивности L_0 его медленно отдает. Проходит полуволна тока I_0 (рис. 10.42, б). По мере заряда конденсатора C_0 напряжение U_n на нем растёт, а ток I_n снижается. После перехода тока I_n через нуль тиристоры запираются. При включении тиристоров VS2 и VS4 напряжение источника и напряжение на конденсаторе C_0 действуют согласно, ток I_n проходит в противоположном направлении, конденсатор разряжается, VS2 и VS4 запираются при спаде тока до нуля. Напряжение U_n на нагрузочном резисторе R_n повторяет форму тока. Наибольшая мощность, выделяемая на нагрузке, и соответственно КПД резонансного АИ достигается при частоте управления тиристорами f_y , близкой к резонансной частоте колебательного контура

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_0 C_0}}. \quad (10.51)$$

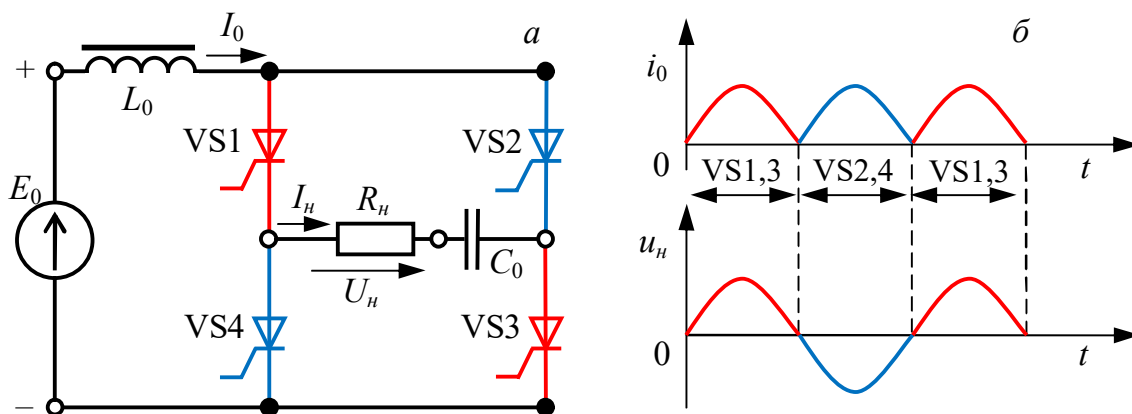


Рис. 10.42. Однофазный резонансный автономный инвертор:
 а – принципиальная схема; б – диаграммы тока и напряжения

Всегда должно соблюдаться неравенство $f_y < f_0$, так как в противном случае интервал времени отсутствия тока в цепи нагрузки будет меньше времени, необходимого для надёжного запираания тиристоров. При чрезмерном уменьшении частоты управления f_y мощность, отдаваемая в нагрузку, снижается, и интервалы протекания тока через контур чередуются с бестоковыми паузами (режим прерывистого тока).

Схема резонансного АИ не работоспособна на холостом ходу, так как при $R_n \rightarrow \infty$ нарушается условие (10.50). В идеальном резонансном АИ при коротком замыкании напряжения на реактивных элементах стремятся к бесконечности, так как энергия непрерывно потребляется от источника питания, но нигде не рассеивается, а, следовательно, накапливается в реактивных элементах, что может привести к их разрушению.

Существует много схем трёхфазных АИ напряжения. Однако наибольшее применение в электроприводе переменного тока получила трёхфазная мостовая схема АИ на полностью управляемых силовых электронных ключах – транзисторах (рис. 10.43). Транзисторы могут использоваться биполярные или полевые для АИ небольшой мощности или же современные биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT-транзисторы). Последние сочетают в себе два транзистора в одной полупроводниковой структуре: биполярный (образующий силовой канал) и полевой (образующий канал управления). АИ на IGBT-транзисторах применяют при работе с высокими напряжениями (более 1000 В), высокой температурой (более 100 °С) и высокой выходной мощностью (более 5 кВт).

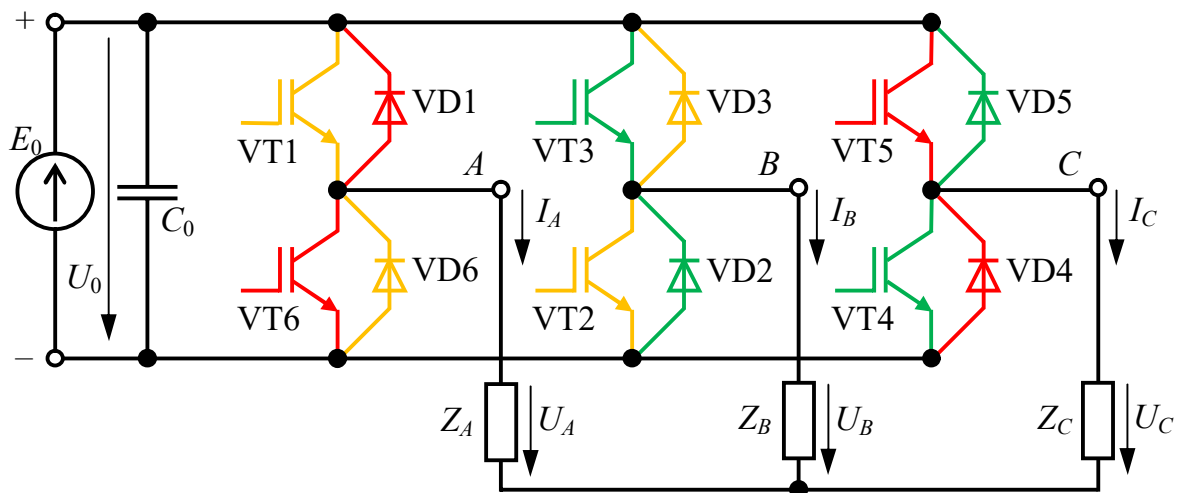


Рис. 10.43. Принципиальная схема трёхфазного мостового инвертора

Длительность переключения транзисторных ключей и, следовательно, частота выходного напряжения определяются системой управления. На интервале одного периода выходного напряжения транзисторы анодной VT1, VT3, VT5 и катодной VT2, VT4, VT6 групп могут переключаться однократно и многократно. В этой схеме управляемые вентили могут работать с длительностью открытого состояния 120° и 180° . При фазовом угле проводимости вентилей 180° обеспечивается непрерывная связь фаз нагрузки с источником питания и лучшая форма напряжений на выходе, независимая от параметров нагрузки. Это обусловило более широкое применение такого управления.

В схеме всегда одновременно открыты три транзистора разных фаз, что обеспечивает независимость формы выходного напряжения на нагрузке от её параметров. Из диаграммы токов и напряжений (рис. 10.44) видно, что возможны шесть независимых сочетаний их открытых и закрытых состояний.

Линейное напряжение прямоугольное величиной U_0 с паузой длительностью $1/6$ периода, т.е. $\pi/3$ (60°). При соединении симметричной нагрузки «звездой» к каждой фазе прикладывается напряжение двухступенчатой формы со значениями $U_0/3$ и $2U_0/3$.

Фазный ток при активно-индуктивной нагрузке, например статор АД, имеет кусочно-экспоненциальную форму. Форма тока ближе к синусоидальной, чем форма напряжения из-за сглаживающего действия индуктивной нагрузки. Обратные диоды VD1 – VD6 необходимы для того, чтобы энергия, запасённая в индуктивности, в виде индукционного тока возвращалась в источник питания.

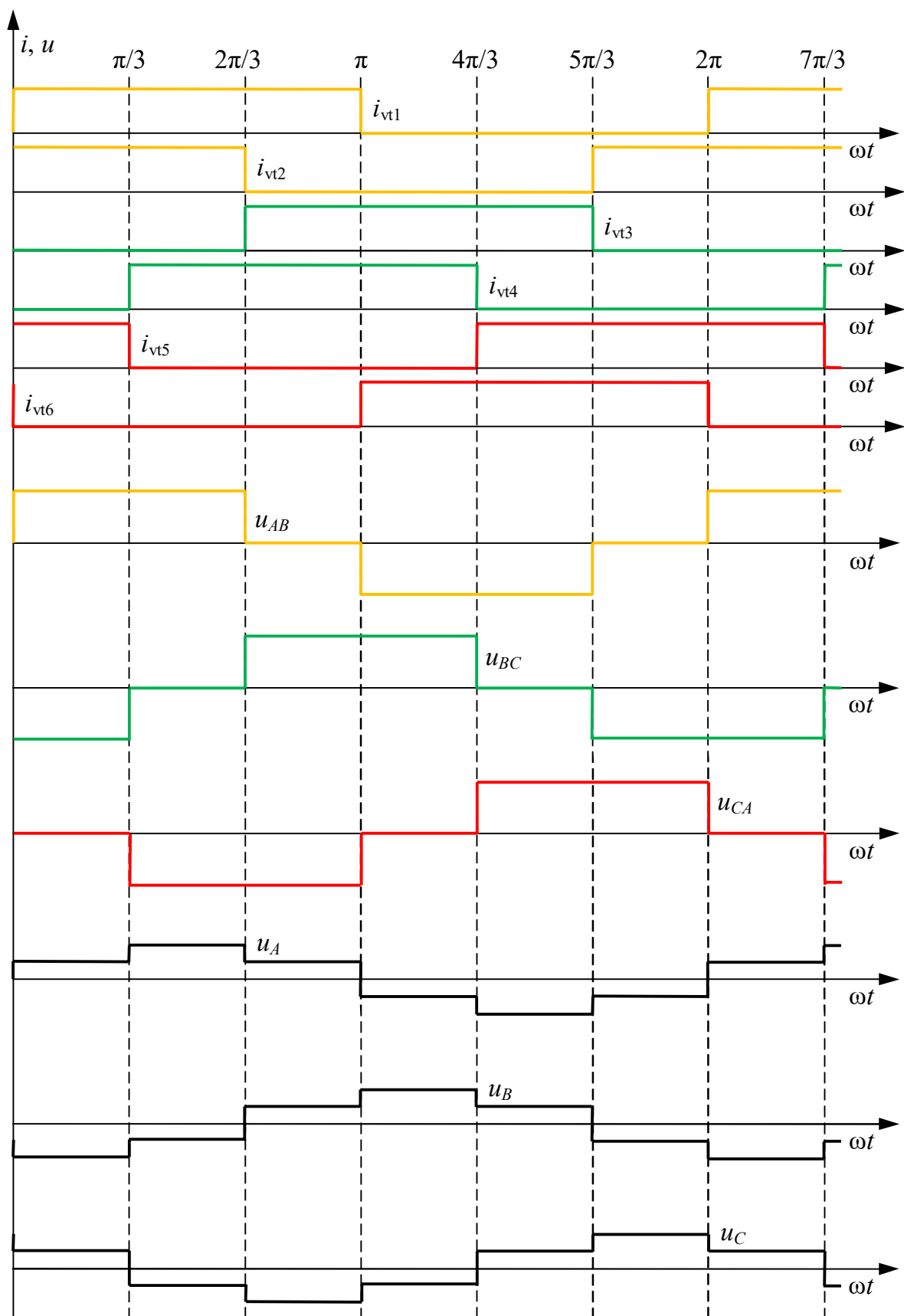


Рис. 10.44. Диаграммы токов и напряжений трёхфазного мостового инвертора

Контрольные вопросы и задания

1. Что называют источником вторичного электропитания?
2. Что называют полупроводниковым выпрямителем?
3. Какова область применения выпрямителей?
4. По каким признакам классифицируют выпрямители?
5. Какие основные узлы включает в себя выпрямитель?
6. Чем отличаются однополупериодные и двухполупериодные выпрямители?
7. Что представляет собой выпрямленное напряжение?
8. Назовите основные параметры выпрямительных схем.
9. Какие коэффициенты оценивают качество выпрямления?
10. Поясните устройство и принцип работы однофазного однополупериодного выпрямителя.
11. Поясните устройство и принцип работы двухполупериодной схемы выпрямителя с выводом от средней точки и мостовой схемы выпрямителя.
12. Поясните устройство и принцип работы трёхфазной нулевой и мостовой схемы выпрямителя.
13. Для чего нужен сглаживающий фильтр? Какие они бывают?
14. Что представляет собой пульсность схемы выпрямления?
15. Поясните устройство и принцип работы ёмкостного и индуктивного сглаживающих фильтров.
16. Чем активные электронные сглаживающие фильтры отличаются от пассивных?
17. Что представляет собой стабилизатор напряжения?
18. Какие основные элементы включает в себя стабилизатор напряжения?
19. Чем линейные стабилизаторы отличаются от импульсных?
20. Как строится источник опорного напряжения?
21. Чем управляемые выпрямители отличаются от неуправляемых?
22. Каким сигналом производится управление силовыми электронными ключами в управляемых выпрямителях?
23. Что называют углом отпирания тиристора?
24. Поясните принцип работы регуляторов переменного тока.
25. Что представляет собой инвертор?
26. Какова область применения инверторов?
27. Поясните устройство и принцип работы автономных инверторов тока и напряжения.
28. Каковы особенности работы резонансного инвертора?