

## 7.3. Инверторы тока

### 7.3.1. Однофазный инвертор тока на полностью управляемых ключах

Принципиальное различие между схемами инверторов тока и напряжения было кратко рассмотрено в § 7.1. Отметим дуальный характер этих схем: фазные токи одного типа инвертора подобны фазным напряжениям другого. Это свойство указанных типов инверторов позволяет более ясно понять электромагнитные процессы, протекающие в этих схемах, их характеристики и методы управления выходным напряжением. На рис. 7.16, *а* приведена схема однофазного транзисторного инвертора тока, работающего на емкостную нагрузку.

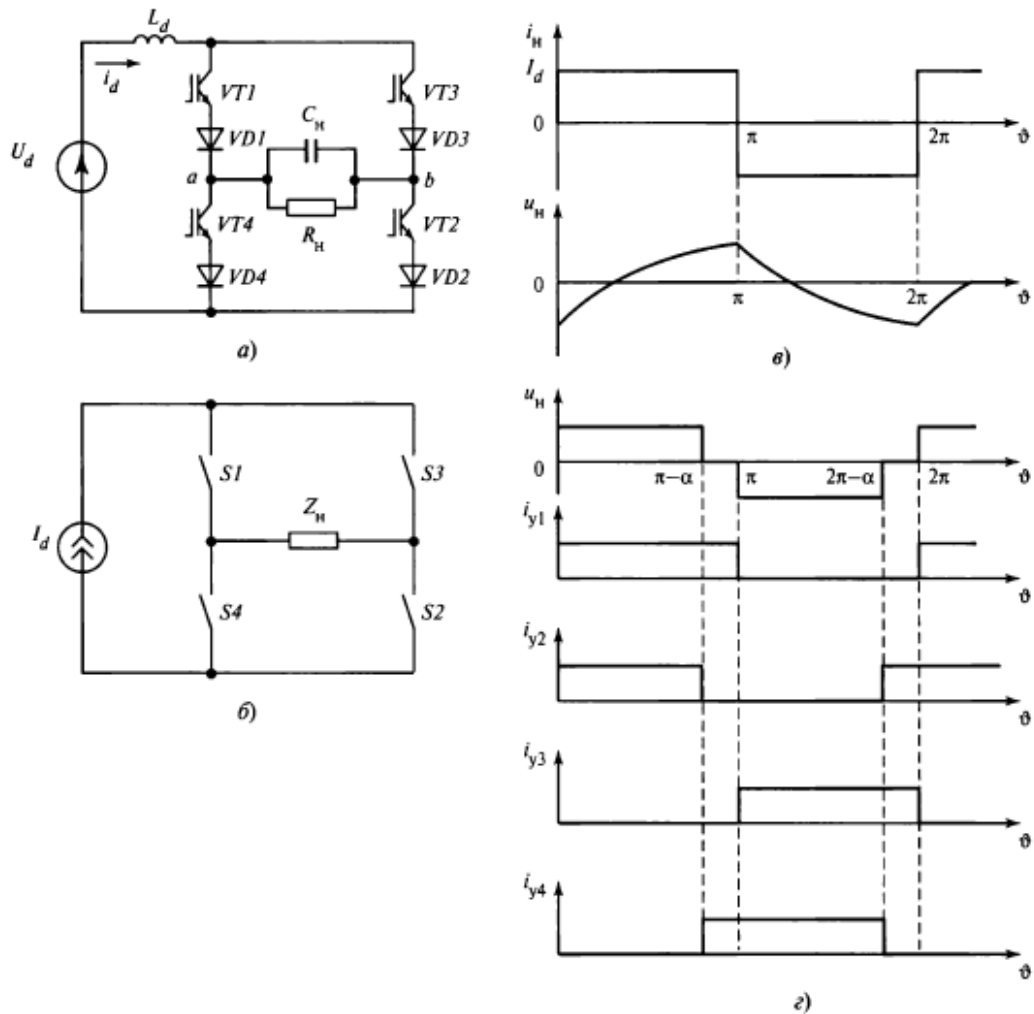


Рис. 7.16. Однофазный инвертор тока на транзисторах:

*а* — диаграммы тока и напряжения нагрузки; *б* — схема замещения; *в* — диаграммы тока нагрузки и импульсов управления при формировании нулевой паузы тока; *г* — диаграммы напряжения и тока

Внешними отличительными признаками схем инвертора тока (рис. 7.16, *а*) и транзисторного инвертора напряжения являются наличие реактора  $L_d$  в цепи постоянного тока, последовательное соединение транзисторов и диодов и параллельное соединение диодов с транзисторами.

Принимая допущение об идеальной сглаженности тока  $i_d$  в цепи инвертора тока, считаем индуктивное сопротивление реактора  $X = \omega L_d$ , где  $\omega$  — частота выходного напряжения. Эта частота определяется частотой генератора импульсов системы управления инвертора. Подобные допущения принимались в гл. 5 при рассмотрении схем выпрямителей и ведомых сетью (зависимых) инверторов в установившихся режимах работы, когда в реакторе устанавливался постоянный ток  $I_d$ , значение которого не изменялось при периодических коммутациях ключей схемы инвертора, т.е. пульсация тока  $i_d$  была равна нулю. В этом случае можно считать, что на стороне постоянного тока включен источник тока  $I_d$  (рис. 7.16, *б*). Диоды, последовательно включенные с транзисторами, блокируют появление на транзисторах обратного напряжения, которое они не выдерживают. В результате в инверторе тока ключи  $S$  проводят только однонаправленный ток. В схемах инвертора напряжения диоды включены параллельно и встречно по отношению к транзисторам, что обеспечивает двунаправленную проводимость ключей для возврата энергии, накапливаемой в индуктивностях нагрузки, в источник напряжения  $U_d$ . При этом исключается появление обратного напряжения опасного значения.

Рассмотрим с учетом сделанных допущений и пояснений схему инвертора тока. Предположим, что на интервале  $0—\pi$  включены ключи  $S1$  и  $S2$ , состоящие из последовательно соединенных транзистора и диода. При этом ток нагрузки  $i_n = I_d$  направлен от узла  $a$  к узлу  $b$  (рис. 7.16, *в*). В момент времени  $\vartheta = \pi$  импульсы управления транзисторов  $i_{y1}$  и  $i_{y2}$  транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  становятся равными нулю, а  $i_{y3}$ ,  $i_{y4}$  поступают на транзисторы  $VT3$  и  $VT4$ . Ключи  $S1$  и  $S2$  выключаются, а  $S3$  и  $S4$  включаются. При этом ток нагрузки  $i_n$  изменяет направление, становится равным  $i_n = -I_d$  и поступает от узла  $b$  к узлу  $a$  цепи нагрузки. Далее через половину периода  $\frac{T}{2} = \pi$  ключи  $S1$ ,  $S2$  снова включаются и проводят ток  $I_d$ , а ключи  $S3$ ,  $S4$  выключаются. Затем эти процессы периодически повторяются и в нагрузку поступает переменный ток прямоугольной формы. Этот ток создает напряжение на нагрузке, которое зависит от ее параметров. Мгновенные значения этого напряжения определяются из дифференциальных уравнений, связывающих ток и напряжение на нагрузке через ее параметры. В данном случае — это  $C_n$  и  $R_n$ . Эти уравнения будут подобны уравнениям (7.4), если учесть дуальность схем, т.е. одинаковые законы изменения напряжения и тока нагрузки инверторов, выполненных по схемам рис. 7.3, *а* и рис. 7.16, *а*:

$$\omega C_n \frac{du_n}{d\vartheta} + \frac{u_n}{R_n} \pm I_d = 0, \quad (7.24)$$

где знак «плюс» соответствует интервалу  $\vartheta < \pi$ , а знак «минус» — интервалу  $\vartheta > \pi$ .

В общем виде решение уравнения (7.24) можно записать в форме

$$U_n = \pm I_d R_n + A e^{-\frac{9}{\omega \tau}}, \quad (7.25)$$

где  $\tau = C_n R_n$ .

Постоянная интегрирования определяется из условия непрерывности напряжения на конденсаторе  $C_n$  в моменты коммутации ключей. С учетом значения постоянной интегрирования окончательно решение уравнения имеет вид

$$u_n = \pm I_d R_n \left( 1 - \frac{2e^{-\frac{9}{\omega \tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right). \quad (7.26)$$

Приведенные зависимости свидетельствуют о полной дуальности рассматриваемых схем на рис. 7.3, а и 7.16, а. В то же время необходимость в конденсаторе  $C_n$  в схеме инвертора тока неочевидна, так как транзисторы являются полностью управляемыми электронными ключами. Поэтому при активной нагрузке и приведенном алгоритме управления можно обойтись без подключения конденсатора  $C_n$ , при этом функционирование схемы, на выходе которой формируются ток и напряжение прямоугольной формы, не изменится.

При осуществлении широтно-импульсного регулирования выходного напряжения или импульсной модуляции при активной нагрузке подключать конденсатор также нет необходимости. Но для того, чтобы коммутировать источник тока, следует изменить алгоритм управления ключами. Например, нулевые паузы в выходном напряжении в схеме инвертора напряжения (см. рис. 7.3, а) осуществляются переводом в проводящее состояние только двух ключей, шунтирующих нагрузку. При этом другая пара ключей выключена и закороченная нагрузка отключена от источника постоянного тока инвертора. Подробная реализация этого алгоритма представлена на рис. 7.4. При этом активно-индуктивная нагрузка шунтирована ключами инвертора и энергия, накопленная в индуктивности, не создает перенапряжений.

В инверторе тока такой алгоритм управления невозможен даже при активной нагрузке. Поскольку в цепи постоянного тока включен реактор большой индуктивности, разрыв этой цепи недопустим по условиям правил коммутации цепей с индуктивностью. В этом случае задача создания нулевой паузы в токе нагрузки может быть решена переводом в проводящее состояние ключей одного плеча, например  $VT1$ ,  $VT4$  или  $VT2$ ,  $VT3$ , при размыкании ключей другого плеча. Постоянный ток будет шунтирован этими ключами и протекать в них, минуя цепь нагрузки. На рис. 7.16, з приведена диаграмма выходного тока  $i_n$ , длительность полуволн которого менее половины периода  $\pi$ , полученных при реализации алгоритма формирования импульсов управления  $i_{y1}—i_{y4}$ . Из диаграммы формирования нулевой паузы тока видно, что ее длительность, равная углу  $\alpha$ , может изменяться

системой управления. Регулирование тока нагрузки обеспечивается изменением величины фазового сдвига между импульсами управления, поступающими на транзисторы противоположных плеч моста ( $VT1$ ,  $VT2$  и  $VT3$ ,  $VT4$ ).

Нулевые паузы тока образуются, когда проводят ток транзисторы одного плеча ( $VT1$ ,  $VT4$  или  $VT2$ ,  $VT3$ ), которые шунтируют источник тока  $I_d$ .

Рассмотренный алгоритм управления позволяет работать не только на активную нагрузку без подключения на выходе конденсатора, но и на активно-индуктивную нагрузку. Однако на интервалах коммутации ключей энергия, запасенная в индуктивностях нагрузки, вызывает перенапряжения со стороны цепей нагрузки. Для ограничения этих перенапряжений на выходе инвертора подключают конденсаторы, поглощающие энергию индуктивностей. Поскольку нагрузка, как правило, носит активно-индуктивный характер, такие конденсаторы входят в состав инвертора. Емкость конденсаторов определяется параметрами нагрузки, на которую рассчитан инвертор.

Из характера процессов инвертора тока, работающего на емкостную нагрузку, видно, что в качестве ключей силовой схемы могут быть использованы обычные тиристоры. Емкостной характер нагрузки позволяет осуществлять их принудительную коммутацию за счет энергии, накопленной в конденсаторе. В этом случае емкость выходного конденсатора должна во всех режимах обеспечить полную компенсацию индуктивной составляющей нагрузки. В рассматриваемом варианте тиристорные ключи являются некоторым аналогом полностью управляемых ключей, так как их выключение осуществляется принудительно под воздействием емкостной нагрузки. Эти свойства рассматриваемой схемы были положены в основу первых автономных инверторов, в которых в качестве ключей использовались ртутные вентили, условия выключения которых аналогичны условиям работы тиристоров. Конденсаторы в таких инверторах обычно входят в состав их схемы и могут быть подключены к нагрузке не только параллельно, но и последовательно (последовательный инвертор) или параллельно-последовательно (параллельно-последовательный инвертор).

### 7.3.2. Автономный инвертор тока на обычных тиристорах

**Параллельный инвертор тока.** Рассмотрим более подробно однофазный инвертор на обычных, не полностью управляемых, тиристорах с параллельно включенными конденсаторами (рис. 7.17, *а*). Будем считать, что напряжение на нагрузке, благодаря включению на выходе фильтров высших гармоник, синусоидальное.

Предположим, что на интервале от 0 до  $\pi$  тиристоры  $VS1$  и  $VS2$  находятся в проводящем состоянии. В момент времени  $\theta = \pi$  на тиристоры  $VS3$  и  $VS4$  поступают импульсы управления от системы управления инвертором. При этом напряжение на нагрузке (точка  $m$  на рис. 7.17, *б*) равно  $U_m \sin \beta$ , где  $\beta$  — угол сдвига между синусоидами первых гармоник выходного напряжения  $U_{n1}$  и выходного тока  $I_{n1}$  инвертора. Для тиристоров  $VS3$  и  $VS4$  выходное напряжение является пря-

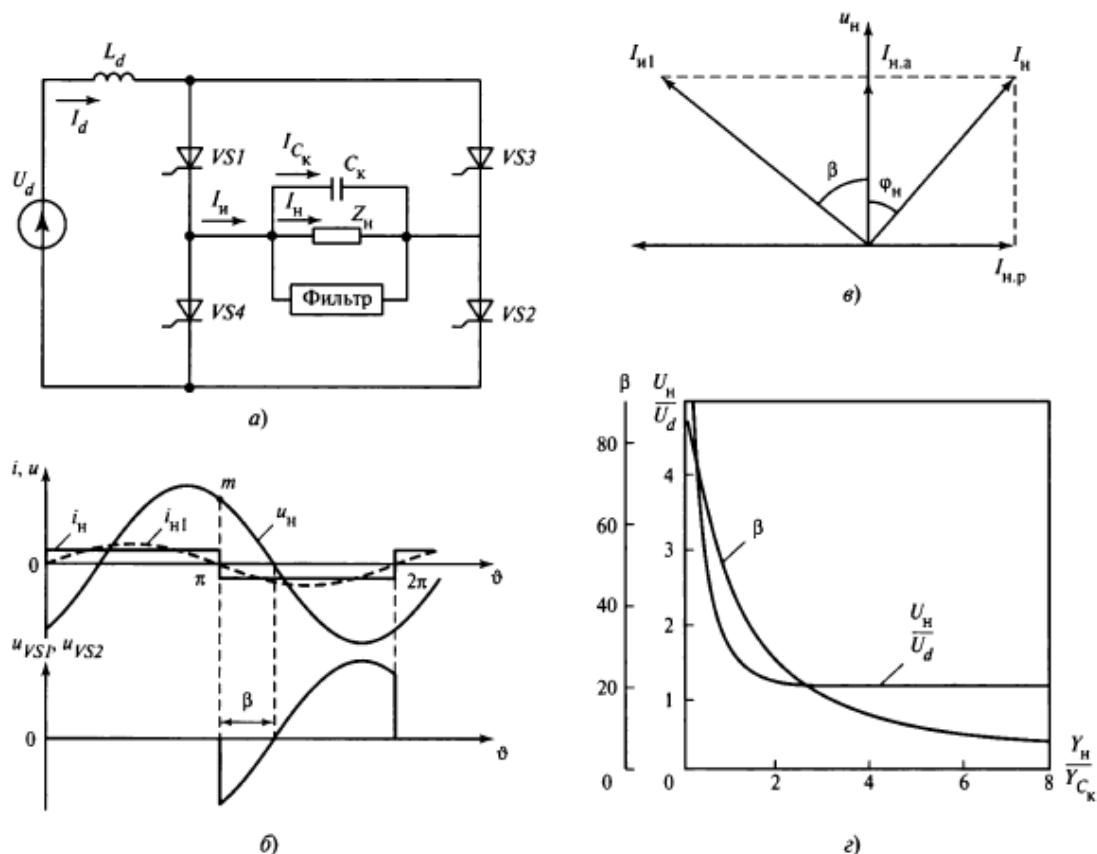


Рис. 7.17. Параллельный инвертор тока:

*a* — схема; *б* — диаграммы тока и напряжения на элементах схемы; *в* — векторная диаграмма первых гармоник напряжения и тока на выходе инвертора; *г* — зависимость выходного напряжения и угла  $\beta$  от нагрузки

мым. Тиристоры включаются и цепь нагрузки оказывается замкнутой накоротко через все открытые тиристоры схемы. В результате этого возникает разряд коммутирующего конденсатора  $C_k$ . Разрядный ток распределяется по двум контурам. В одном контуре он направлен навстречу току в тиристоре  $VS1$ , а в другом — навстречу току в тиристоре  $VS2$ . Когда токи этих тиристоров станут равными нулю, они выключатся, т.е. завершится процесс коммутации тиристоров. Поскольку в контурах разряда конденсаторов отсутствуют индуктивности, этот процесс можно считать мгновенным ( $\gamma = 0$ ).

После выключения тиристоров  $VS1$  и  $VS2$  ток проходит в тиристорах  $VS3$  и  $VS4$ , вследствие чего направление тока нагрузки изменяется скачком. Напряжение  $u_n$  в момент коммутации не изменяется из-за наличия в схеме конденсатора  $C_k$ . К тиристорам  $VS1$  и  $VS2$  скачком прикладывается обратное напряжение, и они

восстанавливают запирающие свойства. Для коммутации необходимо, чтобы выполнялось условие

$$\beta \geq \omega t_{\text{выкл}}, \quad (7.27)$$

где  $\omega$  — угловая частота выходного напряжения;  $t_{\text{выкл}}$  — время выключения тиристоров. В противном случае после прохождения напряжения  $u_n$  через нуль произойдет повторное включение тиристоров  $VS1$  и  $VS2$ , так как на них будет подано прямое напряжение раньше, чем они успеют восстановить запирающую способность. В результате этого возникнет аварийный режим, когда во включенном состоянии будут находиться одновременно все тиристоры. Для обеспечения условия (7.27) необходимо, чтобы нагрузка, включая  $C_k$ , имела емкостной характер и ток  $I_n$  опережал напряжение  $U_n$ .

Так как индуктивность сглаживающего реактора принята достаточно большой ( $\omega L_d = \infty$ ), ток  $I_d$  в инверторе идеально сглажен и импульсы выходного тока  $i_n$  имеют прямоугольную форму (рис. 7.17, б). Однако при анализе методом «основной» гармоники учитывается только первая гармоника этого тока (на рис. 7.17, б показана штриховой линией). Высшие гармоники этого тока полагаются отфильтрованными конденсатором  $C_k$  и фильтром на выходе инвертора в соответствии с принятым допущением о синусоидальности выходного напряжения. Первая гармоника инvertируемого тока  $I_{n1}$  распределяется между конденсатором  $C_k$  (составляющая тока конденсатора  $I_{Ck1}$ ) и нагрузкой (составляющая тока инвертора  $I_{n1}$ ).

На рис. 7.17, в представлена векторная диаграмма первых гармоник напряжения  $U_{n1}$  и тока  $I_{n1}$  на выходе инвертора при активно-индуктивной нагрузке  $I_n$ , из которой видно, что угол  $\beta$  имеет положительное значение при условии, что емкостной ток  $I_{Ck1}$  больше реактивной составляющей тока нагрузки  $I_n$ . Активная составляющая тока нагрузки показана на диаграмме рис. 7.17, в.

Используя известные в электротехнике соотношения и векторную диаграмму на рис. 7.17, в, угол  $\beta$  можно выразить следующим образом:

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{Y_C}{Y_n \cos \varphi_n} - \operatorname{tg} \varphi_n, \quad (7.28)$$

где  $Y_C = \omega C_k$  — модуль проводимости конденсатора  $C_k$  на частоте основной гармоники  $\omega_1$ ;  $Y_n$  — модуль проводимости нагрузки на частоте основной гармоники;  $\varphi_n$  — угол сдвига фаз между напряжением и током.

Напряжение на нагрузке и необходимую емкость  $C_k$  удобно представить в виде функций параметров нагрузки, полученных из баланса активной и реактивной мощности:

$$\left. \begin{aligned} P_n &= U_d I_d = U_n I_n \cos \varphi_n; \\ Q_n &= P_n \operatorname{tg} \varphi_n; \\ Q_n &= Q_C - Q_n = U_n^2 \omega C_k - P_n \operatorname{tg} \varphi_n, \end{aligned} \right\} \quad (7.29)$$

где  $P_n$  — активная мощность нагрузки;  $Q_C$  — реактивная мощность конденсатора;  $Q_n$  — реактивная мощность нагрузки;  $Q_n$  — реактивная мощность, потребляемая инвертором.

Из соотношений (7.29) видно, что реактивная мощность, потребляемая инвертором, равна разности мощностей конденсатора  $C_k$  и реактивной (индуктивной) мощности нагрузки. Иначе говоря, рассматриваемый тип инвертора работает при условии полной компенсации индуктивной составляющей нагрузки. Поэтому конденсатор  $C_k$  в схемах подобного типа инверторов называют иногда компенсирующим.

Так как в рассматриваемом случае учитывается только первая (основная) гармоника выходного напряжения, то действующее значение напряжения можно выразить соотношением, используемым при анализе инверторов, ведомых сетью:

$$U_n = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{U_d}{\cos \beta}. \quad (7.30)$$

Учитывая (7.28), соотношение (7.30) можно записать в следующем виде:

$$U_n = \frac{\pi U_d}{2\sqrt{2}} \sqrt{1 + \left( \frac{\omega C_k}{Y_n \cos \varphi_n} - \operatorname{tg} \varphi_n \right)^2} \quad (7.31)$$

Зависимость (7.31) является внешней характеристикой инвертора, только в качестве переменного параметра в ней фигурирует не ток, а проводимость нагрузки  $Y_n$ .

Необходимая емкость  $C_k$  как функция параметров нагрузки в соответствии с (7.29) и (7.31) может быть вычислена по формуле

$$C_k = \frac{P_n (\operatorname{tg} \beta + \operatorname{tg} \varphi_n)}{\omega U_n^2}. \quad (7.32)$$

Согласно (7.28) и (7.31) угол  $\beta$  и выходное напряжение являются функциями параметров нагрузки и емкости конденсатора  $C_k$ . На рис. 7.17, *г* представлена графическая интерпретация этих зависимостей, из которых видно, что внешняя характеристика параллельного инвертора имеет круто падающий характер. При увеличении нагрузки (т.е. с увеличением проводимости  $Y_n$ ) значение угла  $\beta$  уменьшается.

Режим работы тиристорov характеризуется следующими соотношениями.

1. Максимальные значения прямого и обратного напряжения на тиристорах:

$$\left. \begin{aligned} U_{F \max} &= \sqrt{2} U_n; \\ U_{R \max} &= \sqrt{2} U_n \sin \beta. \end{aligned} \right\} \quad (7.33)$$

2. Максимальное  $I_{\max}$ , среднее  $I_{TAV}$  и действующее  $I_{RMS}$  значения тока тиристор-  
торов:

$$\left. \begin{aligned} I_{\max} &= I_d = \frac{P_d}{U_d}; \\ I_{TAV} &= \frac{I_d}{2} = \frac{P_d}{2U_d}; \\ I_{TRMS} &= \frac{I_d}{\sqrt{2}} = \frac{P_d}{\sqrt{2} U_d}. \end{aligned} \right\} \quad (7.34)$$

Если на выходе инвертора установлен трансформатор, то при расчетах необходимо учитывать коэффициент трансформации, связывающий напряжение на выходе инвертора и напряжение на нагрузке.

**Инвертор тока с «отсекающими» диодами.** В рассмотренных схемах коммутирующие конденсаторы обеспечивают емкостной характер нагрузки на стороне переменного тока. Значение емкости конденсаторов можно уменьшить включением в схему «отсекающих» диодов (рис. 7.18).

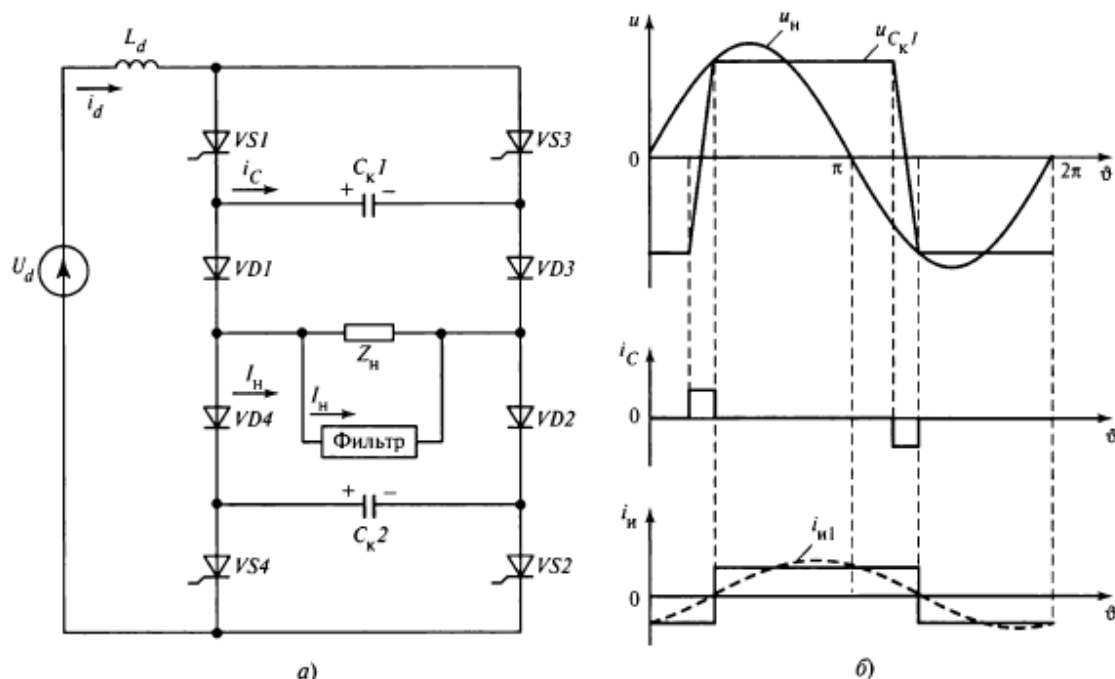


Рис. 7.18. Инвертор тока с «отсекающими» диодами:  
а — схема; б — диаграммы напряжения и тока на элементах схемы



Предположим, что в проводящем состоянии находятся тиристоры  $VS1$ ,  $VS2$  и диоды  $VD1$ ,  $VD2$ , конденсаторы заряжены с полярностью, указанной на рисунке. В этом случае ток протекает только через нагрузку, а конденсаторы, находясь в заряженном состоянии, «отсечены» от нагрузки диодами  $VD3$ ,  $VD4$ . При подаче импульсов управления на тиристоры  $VS3$ ,  $VS4$  под воздействием разрядного тока коммутирующих конденсаторов  $C_{к1}$  и  $C_{к2}$  происходит процесс коммутации. Тиристоры  $VS1$ ,  $VS2$  выключаются, и ток  $I_d$  протекает по цепи тиристор  $VS3$  — конденсатор  $C_{к1}$  — диод  $VD1$  — нагрузка  $Z_n$  — диод  $VD2$  — конденсатор  $C_{к2}$  — тиристор  $VS4$ . Ток  $I_d$  перезаряжает конденсаторы  $C_{к1}$ ,  $C_{к2}$ , и, когда напряжение на них изменит знак и достигнет значения равного выходному напряжению, диоды  $VD1$ ,  $VD2$  выключатся и ток будут проводить диоды  $VD3$ ,  $VD4$ . В этот момент времени ток в нагрузке изменится. Далее аналогичные процессы периодически повторяются. На рис. 7.18, б представлены диаграммы изменения напряжения и тока на коммутирующих конденсаторах.

Инверторы, выполненные на основе этой схемы, применяются для питания двигательной нагрузки, носящей индуктивный характер. При неучете коммутационных процессов действующее значение первой гармоники выходного напряжения будет равно

$$U_{н1} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{U_d}{\cos \varphi_n}, \quad (7.35)$$

где  $\varphi_n$  — угол сдвига между первыми гармониками выходного напряжения и инвертируемого тока.

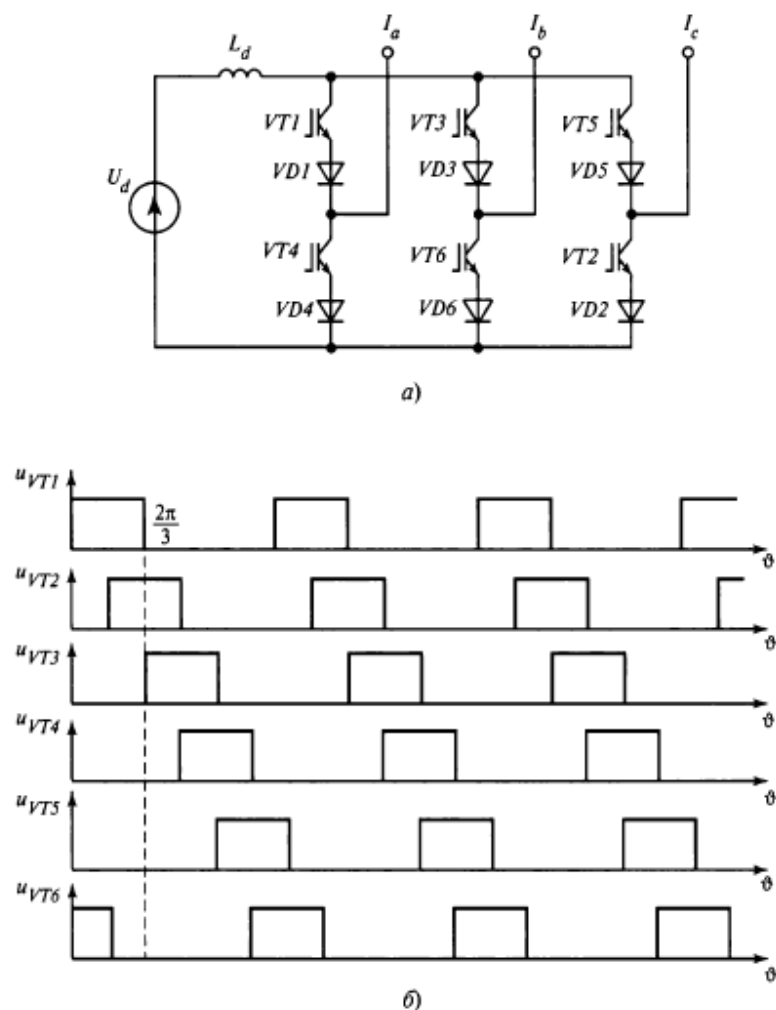
В рассматриваемой схеме конденсаторы участвуют только в коммутационных процессах. Поэтому их емкость определяется временем выключения тиристоров  $t_{\text{выкл}}$ , значением коммутируемого тока и напряжением на них  $U_C \approx \sqrt{2} U_n \sin \varphi_n$ :

$$C_{к1} = C_{к2} \geq \frac{I_d t_q}{2U_C}. \quad (7.36)$$

Время выключения тиристоров  $t_{\text{выкл}}$  будет соответствовать времени спада напряжения на конденсаторах до нуля при их перезаряде.

### 7.3.3. Трехфазный инвертор тока

На рис. 7.19 представлены трехфазная схема инвертора тока на транзисторах и диаграммы импульсов управления. Поскольку нагрузка схемы активная, конденсаторы на выходе не подключаются. Как и в однофазной схеме, ключевые элементы выполнены на основе транзисторов с последовательно включенными диодами и обладают однонаправленной проводимостью. В каждый момент времени



**Рис. 7.19. Трехфазный инвертор тока:**  
 а — схема; б — диаграммы импульсов управления

при заданном алгоритме формирования импульсов в проводящем состоянии находятся два транзистора: один из группы с общим коллектором, а другой из группы с общим эмиттером (из разных плеч моста). Коммутация транзисторов происходит через интервал, равный  $\pi/3$ , так что в проводящем состоянии каждый транзистор находится в течение времени, соответствующем  $2\pi/3$ , при угловой частоте его импульсов управления  $\omega$ , формируемых системой управления. В результате на выходе инвертора в каждой фазе формируется система трехфазных токов прямо-

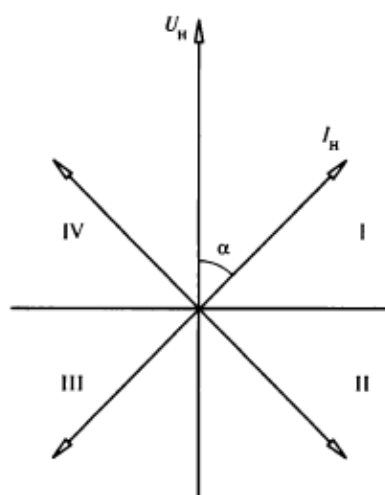


Рис. 7.20. Векторные диаграммы преобразователя постоянного/переменного тока, работающего в четырех квадрантах

угольной формы, длительность полуволны которых составляет  $2\pi/3$ .

Если нагрузка носит активно-индуктивный характер, то к выходу инвертора должны быть подключены конденсаторы (по схеме звезда или треугольник) для исключения перенапряжений на выходе инвертора. Очевидно, что в качестве полностью управляемых ключей могут быть использованы запираемые тиристоры. Из рис. 7.19 видно, что схема инвертора на полностью управляемых ключах идентична схеме преобразователя переменного/постоянного тока, выполненного на обычных тиристорах.

Различаются эти схемы управляемостью ключей. Если преобразователь на обычных тиристорах с сетевой коммутацией при подключении к сети переменного тока может работать только в двух квадрантах: I — выпрямительном и II — инверторном, то преобразователь на полностью управляемых ключах может работать в четырех квадрантах, что принципиально изменяет возможности потребления или генерации из сети реактивной мощности преобразователей переменного/постоянного тока. На рис. 7.20 представлена векторная диаграмма, иллюстрирующая работу однофазного преобразователя переменного/постоянного тока со свойствами источника тока. Эти свойства проявляются в результате применения полностью управляемых ключей в инверторах тока. Таким образом получают традиционную схему преобразователя, ведомого сетью, в которой обычные тиристоры заменены транзисторами с последовательно включенными диодами, блокирующими подачу обратного напряжения на транзисторах. Согласно этой диаграмме, в квадрантах I и II преобразователь работает в режиме выпрямления и инвертирования с потреблением реактивной мощности из сети, а в квадрантах III и IV — с генерацией реактивной мощности. В общем случае источник сети должен обеспечивать как генерацию реактивной мощности (функция конденсатора), так и ее потребление (функция реактора).

Применение полностью управляемых ключей позволяет реализовать работу в четырех квадрантах инверторов напряжения. Следует отметить, что как в однофазном инверторе тока, так и в трехфазном возможна импульсная модуляция тока за счет управляемых ключей, формирующих интервал с нулевым током (см. рис. 7.16, з). Это во многом объединяет возможности инверторов тока с инверторами напряжения.

Среди основных преимуществ инверторов тока следует отметить ограничение скорости тока индуктивностью реактора в аварийных режимах. С другой стороны, этот фактор отрицательно сказывается на быстродействии инверторов в динамических режимах, связанных с изменением нагрузки.