

Министерство образования Республики Беларусь  
БЕЛОРУССКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

---

Кафедра «Электропривод и автоматизация  
промышленных установок и технологических комплексов»

Н.М. Улащик

## **СИЛОВАЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА**

**Конспект лекций**  
для студентов специальности 1-53 01 05  
«Автоматизированные электроприводы»

**В 2 частях**

**Часть 2**

*Учебное электронное издание*

М и н с к 2 0 1 0

УДК 621.314(075.8)

**Составитель:**

*Н.М. Улащик*

**Рецензенты:**

*В.П. Беляев*, доцент кафедры «Полиграфическое оборудование и системы обработки информации» БГТУ, кандидат технических наук;

*Е.М. Сацкевич*, старший преподаватель кафедры «Электротехника и электроника» БНТУ

Конспект лекций предназначен для студентов дневной и заочной форм обучения, изучающих дисциплину «Силовая преобразовательная техника». В нем приведены сведения о принципе действия и основных расчетных соотношениях различных видов полупроводниковых преобразователей электрической энергии (ППЭЭ) при их работе на активную и активно-индуктивную нагрузки.

Во второй части пособия приведены сведения о принципе действия и расчетных соотношениях силовой части автономных инверторов напряжения с естественной и искусственной коммутацией, инверторов тока, резонансных инверторов, сведения о непосредственных преобразователях частоты и двухзвенных преобразователях частоты.

Белорусский национальный технический университет  
пр-т Независимости, 65, г. Минск, Республика Беларусь  
Тел.(017) 293-91-97 факс (017) 292-91-37  
Регистрационный № БНТУ/ФИТР46 – 9.2010

© БНТУ, 2010

© Улащик Н.М., 2010

## СОДЕРЖАНИЕ

34. Классификация автономных инверторов.....	5
35. Принцип действия однофазного инвертора с нулевой точкой трансформатора	9
36. Принцип действия однофазного полумостового инвертора напряжения .....	14
37. Принцип действия однофазного мостового инвертора напряжения .....	17
38. Трехфазные инверторы напряжения .....	19
39. Принцип действия трехфазного мостового АИН при формировании кривой выходного напряжения и $\lambda = 180^\circ$ . Нагрузка активная, соединение звезда .....	21
40. Принцип действия трехфазного АИН с углом проводимости $\lambda = 180^\circ$ . Нагрузка активно-индуктивная, $(0^\circ < \varphi < 60^\circ)$ , соединение звезда.....	30
41. Принцип действия трехфазного АИН с углом проводимости $\lambda = 180^\circ$ . Нагрузка активно-индуктивная, $(60^\circ < \varphi < 120^\circ)$ , соединение звезда.....	32
42. Принцип действия трехфазного АИН с углом проводимости $\lambda = 120^\circ$ . Нагрузка активная и активно-индуктивная, $(\varphi > 60^\circ)$ , соединение звезда.....	35
43. Принцип действия трехфазного АИН с углом проводимости $\lambda = 120^\circ$ . Нагрузка активно-индуктивная, $0^\circ < \varphi < 60^\circ$ , соединение звезда.....	41
44. Принцип действия трехфазного мостового АИН с углом проводимости $\lambda = 150^\circ$ при формировании кривой выходного напряжения. Нагрузка активная, соединение звезда.....	43
45. Принцип действия однофазного инвертора с нулевой точкой трансформатора с одноступенчатой межвентильной коммутацией.....	50
46. Принцип действия однофазного мостового инвертора с одноступенчатой коммутацией .....	54
47. Принцип действия трехфазного мостового инвертора напряжения с двухступенчатой пофазной коммутацией.....	56

48. Принцип действия однофазного мостового инвертора с многократной коммутацией с использованием программного способа.....	59
49. Принцип действия однофазного мостового инвертора с многократной коммутацией путем широтно-импульсной модуляции.....	64
50. Принцип действия однофазного мостового инвертора с многократной коммутацией в замкнутой импульсной системе .....	66
51. Принцип действия однофазного автономного инвертора тока с нулевой точкой трансформатора. Однофазный и трехфазный мостовые АИТ.....	68
52. Принцип действия параллельного резонансного инвертора .....	77
53. Принцип действия двухзвенного преобразователя частоты.....	81
54. Принцип действия непосредственного преобразователя частоты (НПЧ).....	86
Литература .....	91

## 34. КЛАССИФИКАЦИЯ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ

Автономный инвертор – это устройство, преобразующее постоянное напряжение на входе в переменное напряжение с постоянной или регулируемой частотой и работающее на автономную нагрузку.

Автономные инверторы могут быть выполнены по схемам, приведенным на рис. 34.1 – 34.4.

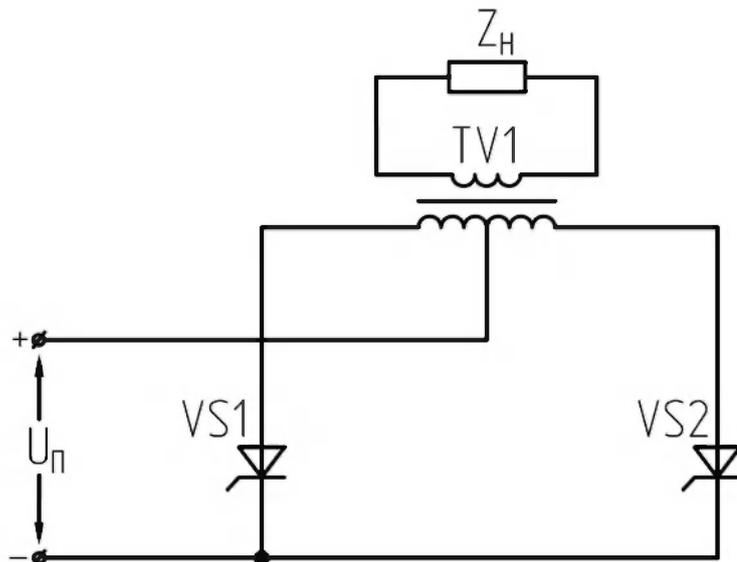


Рис 34.1. Однофазный инвертор с нулевым выводом трансформатора

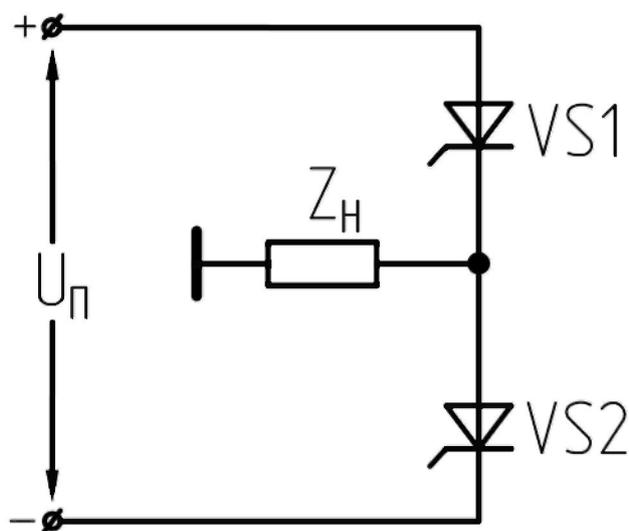


Рис. 34.2. Однофазный полумостовой инвертор с нулевым выводом источника питания

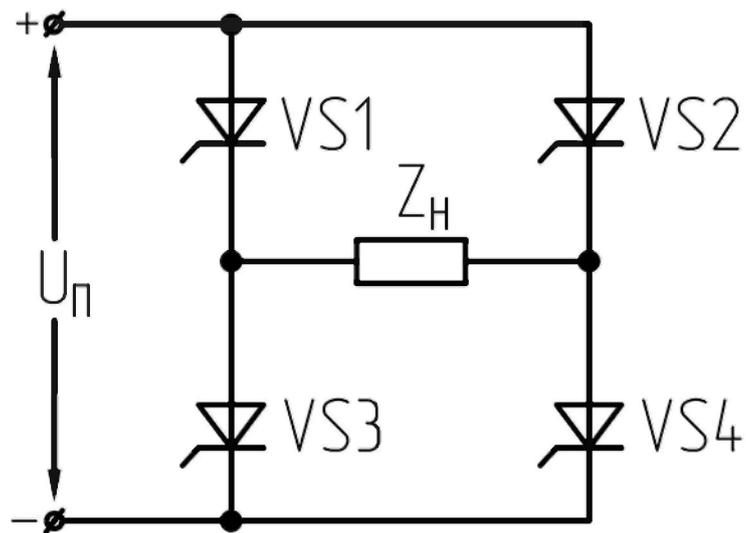


Рис. 34.3. Однофазный мостовой инвертор

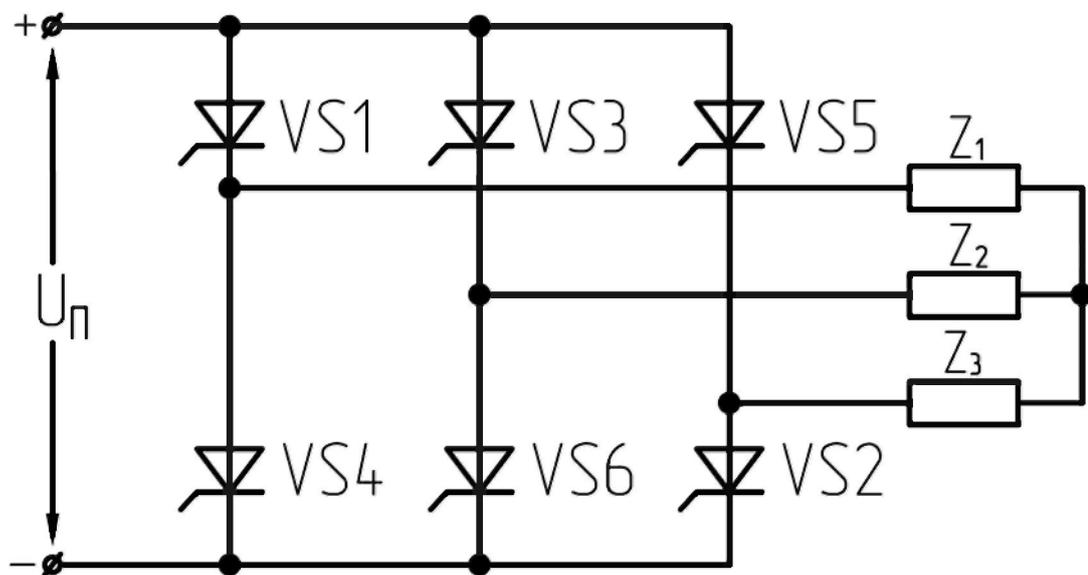


Рис. 34.4. Трехфазный мостовой инвертор

В зависимости от типа ключей, применяемых в инверторах, они могут выполняться на полностью управляемых ключах (транзисторы и запираемые тиристоры) и на обычных тиристорах. В случае, если инвертор выполняется на обычных тиристорах, в схеме инвертора необходимо предусмотреть устройства принудительной коммутации (УПК).

В зависимости от особенностей протекания электромагнитных процессов автономные инверторы можно разделить на три основных вида:

- инверторы напряжения;
- инверторы тока;
- инверторы резонансные.

Для инвертора напряжения характерно то, что они формируют в нагрузке форму напряжения, а форма и фаза тока зависит от характера нагрузки. Источники питания инвертора напряжения работает в режиме источника ЭДС. Если инвертор напряжения питается от выпрямителя, то на его входе ставится конденсатор достаточно большой емкости для обеспечения проводимости постоянного напряжения в обратном направлении. Это необходимо, когда в составе нагрузки имеются реактивные элементы. Конденсатор выполняет также функции фильтра высших гармонических тока, так как по нему протекает разность между выходным и постоянным в пределах полупериода входным током.

Для инверторов тока характерно то, что они формируют в нагрузке форму тока, а форма и фаза напряжения зависит от типа нагрузки. При этом источник постоянного тока работает в режиме источника тока, для чего во входной цепи включают реактор с большой индуктивностью. Кроме того, реактор выполняет функции фильтра высших гармонических напряжения, т.к. к нему в любой момент времени прикладывается разность между неизменным напряжением источника питания и пульсирующим напряжением на входе инвертора.

В резонансных инверторах нагрузка, имеющая, как правило, значительное реактивное сопротивление, образует с другими реактивными элементами электрической схемы инвертора колебательный контур с резонансом напряжения. Они могут питаться либо от источника ЭДС, либо от источника тока.

Инверторы, питающиеся от источника ЭДС, называются инверторами с открытым входом, а инверторы, питающиеся от источника тока – с закрытым входом.

Кривая выходного напряжения однофазных и многофазных *инверторов напряжения* может формироваться несколькими способами:

1) из одного импульса на каждом полупериоде выходной частоты  $f$ , т.е. частота коммутации вентиля равна выходной частоте ( $f_k = f$ );

2) из нескольких импульсов одинаковой длительности на каждом полупериоде выходной частоты, т.е. частота коммутации вентиля инвертора кратна выходной частоте ( $f_k = m_k f$ ,  $m_k = 2, 3, \dots$ , где  $m_k$  – число коммутаций на полупериоде). Этот способ формирования выходного напряжения инвертора – широтно-импульсное регулирование;

3) из нескольких неодинаковых по длительности импульсов на каждом полупериоде выходной частоты ( $f_k > f$ ), причём длительность этих импульсов задаётся либо программой работы СУ (например, исходя из требуемого гармонического состава выходного напряжения), либо изменяется (моделируется) по определенному закону, задаваемому генератором модулирующего сигнала в СУ. Этот способ формирования выходного напряжения инвертора – широтно-импульсная модуляция.

Резонансные инверторы имеют синусоидальную форму напряжения и тока в нагрузке.

### 35. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО ИНВЕРТОРА С НУЛЕВОЙ ТОЧКОЙ ТРАНСФОРМАТОРА

Принципиальная электрическая схема однофазного инвертора с нулевой точкой трансформатора представлена на рис.35.1, а временные диаграммы его работы на активную нагрузку – на рис.35.2.

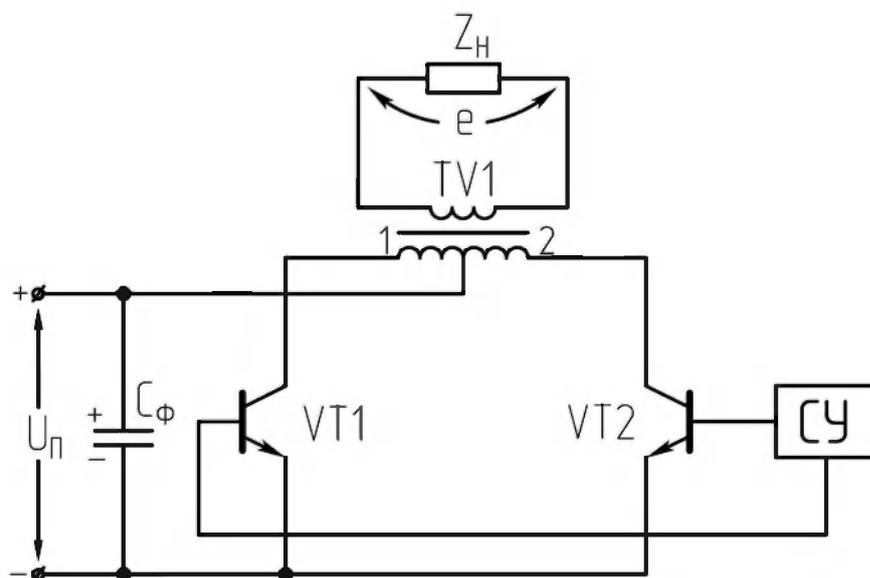


Рис. 35.1. Схема однофазного инвертора с нулевой точкой трансформатора

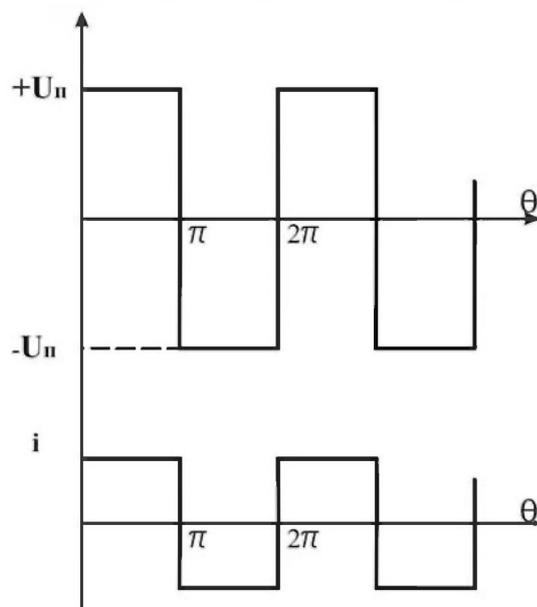


Рис. 35.2. Временные диаграммы работы на активную нагрузку

Для того, чтобы получить желаемое изменение во времени выходных параметров, то есть получить переменное напряжение и переменный ток,

необходимо периодически подключать с переменной полярностью источник питания постоянного тока к выходу инвертора.

При рассмотрении процессов, протекающих в инверторе, примем допущения, что все идеально, то есть  $\Delta U_B = 0$ ,  $I_{\text{рассеяния}} = 0$ .

В схеме поочередно работают транзисторы  $VT1$  и  $VT2$ . Длительность включенного состояния каждого из транзисторов равна полупериоду выходного напряжения и задается системой управления ключами инвертора. Для исключения постоянной составляющей в выходном напряжении длительности открытого состояния каждого из транзисторов должны быть строго одинаковыми.

При включении  $VT1(\theta = 0)$  к первой полуобмотке трансформатора прикладывается постоянное напряжение  $U_{\text{п}}$ , которое трансформируется во вторичную обмотку трансформатора. Если коэффициент трансформации  $k_{\text{тр}}$  считать равным единице, то на нагрузке  $Z_{\text{н}}$  имеем напряжение  $-U_{\text{п}}$ . При отрывании  $VT1$  во второй полуобмотке трансформатора по закону взаимной индукции наводится ЭДС, равная напряжению питания  $U_{\text{п}}$  (в идеале). Поэтому к закрытому транзистору  $VT2$  прикладывается в прямом направлении напряжение  $U_{\text{кз}} = 2U_{\text{п}}$  (рис. 35.3). При активной нагрузке форма тока не искажается, он повторяет форму напряжения и ток равен  $i = \frac{U_{\text{п}}}{R}$ .

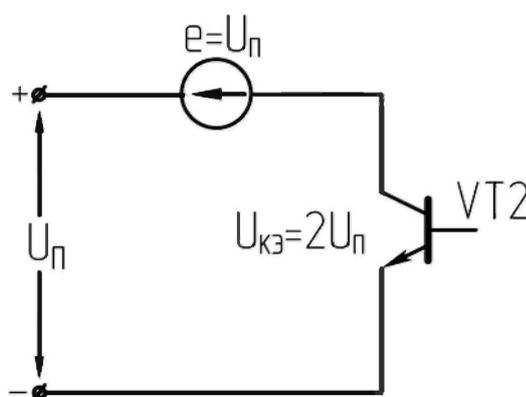


Рис. 35.3. Схема замещения инвертора на интервале  $0 < \theta < \pi$

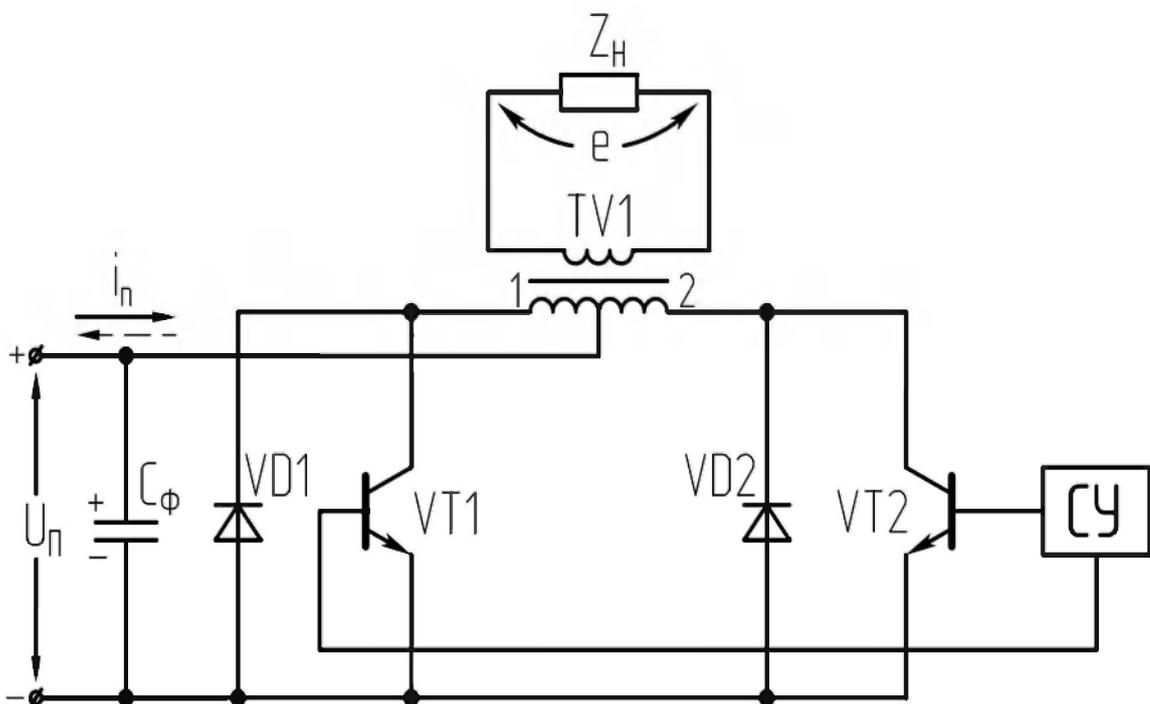
В момент времени  $\theta = \pi$  транзистор  $VT1$  закрывается, а транзистор  $VT2$  отрывается. В результате протекания тока по второй полуобмотке

трансформатора в нагрузке трансформируется ЭДС, равная  $-U_{II}$ . В это время к закрытому транзистору  $VT1$  прикладывается напряжение  $U_{KЭ} = 2U_{II}$ , а ток в нагрузке равен  $i = -\frac{U_{II}}{R}$ .

Недостатки схемы: высокое напряжение на вентилях ( $2U_{II}$ ), а также необходимость использования трансформатора.

### *Работа схемы на активно-индуктивную нагрузку*

При активно-индуктивной нагрузке в схему инвертора вводятся обратные диоды ( $VD1$  и  $VD2$ ) или диоды возвратного тока (рис. 35.4). При этом порядок коммутации ключей  $VT1$  и  $VT2$  остается таким же, как и при активной нагрузке.



**Рис. 35.4. Схема однофазного инвертора с нулевой точкой трансформатора при работе на R-L нагрузку**

Временные диаграммы работы инвертора на R-L нагрузку показаны на рис. 35.5.

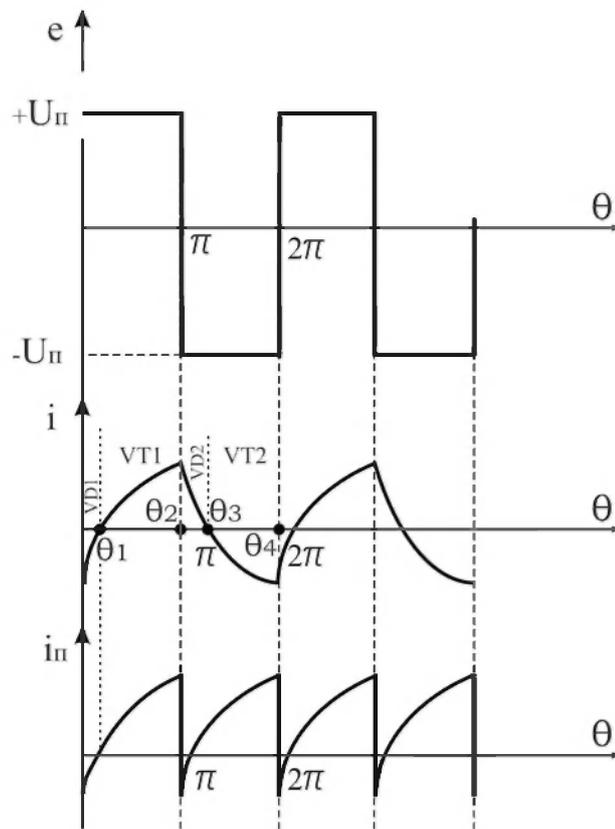


Рис. 35.5. Временные диаграммы работы инвертора на R-L нагрузку

При подаче открывающего импульса на  $VT1$  (момент времени  $\theta = 0$ ) он открывается лишь в момент времени  $\theta = \theta_1$  из-за наличия индуктивности в цепи нагрузки, при этом ток в нагрузке изменяется по аperiodическому закону. Для интервала  $\theta_1 < \theta < \theta_2$  можно записать следующее выражение:  $U_n = L \frac{di}{dt} + iR$ .

В момент времени  $\theta_2 = \pi$  подается открывающий импульс на  $VT2$ , но из-за действия ЭДС самоиндукции откроется  $VD2$ , а  $VT2$  останется пока закрытым. Вследствие открытого состояния диода  $VD2$  ток в цепи источника питания  $i_n$  меняет свой знак и энергия, накопленная в поле индуктивности, по цепи:

2-я полуобмотка –  $+C_\phi - C_\phi - VD2$  возвращается в источник питания. Для интервала времени  $\theta_2 < \theta < \theta_3$  можно записать выражение:  $U_n - L \frac{di}{dt} = iR$ .

При  $\theta = \theta_3$  ток в нагрузке становится равным нулю, диод  $VD2$  закрывается и открывается транзистор  $VT2$  и ко второй полуобмотке трансформатора прикладывается напряжение  $U_n$ . При этом ток в цепи источника питания меняет

свое направление. К закрытому транзистору  $VT1$  в прямом, а к диоду  $VD1$  в обратном направлении прикладывается напряжение  $2U_{II}$ .

Если в схеме инвертора не установить диоды, то произойдет пробой коллектор-эмиттерного перехода транзистора из-за резкого скачка ЭДС самоиндукции (ток в цепи с индуктивностью  $L$  резко не изменится).

Кривая тока нагрузки формируется из участков, на которых проводит ток либо один из диодов, либо один из транзисторов.

Действующее значение напряжения на нагрузке (ЭДС) равно  $U = U_{II}$ .

## 36. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО ПОЛУМОСТОВОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

Принципиальная электрическая схема однофазного полумостового инвертора (или инвертора со средней точкой источника питания) представлена на рис. 36.1, а временные диаграммы его работы на активно-индуктивную нагрузку – на рис. 36.2.

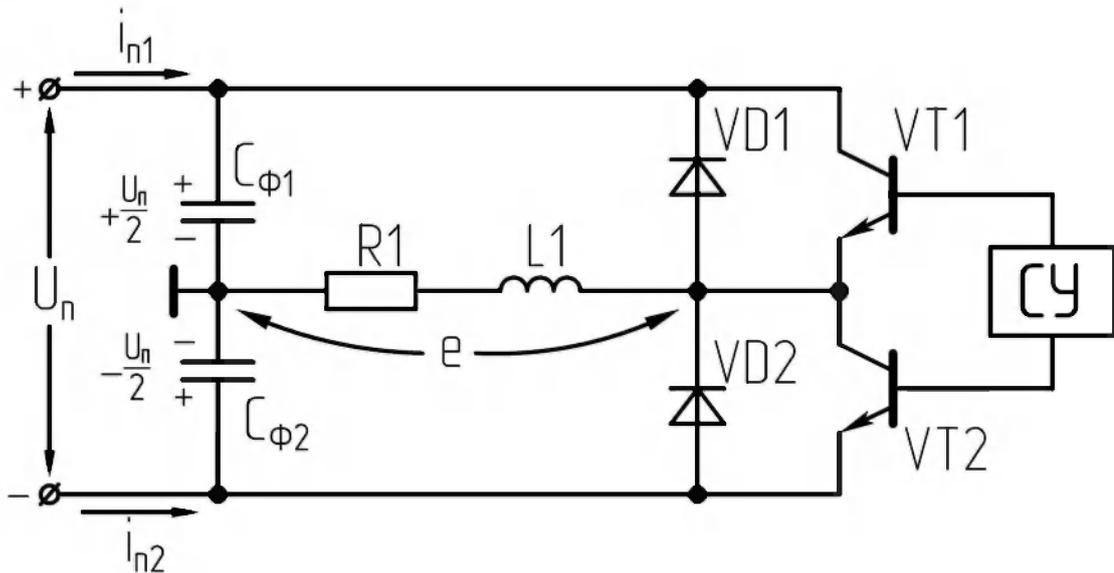


Рис. 36.1. Силовая схема однофазного полумостового инвертора

Для работы данной схемы необходимо иметь источник питания со средней точкой, которая образуется за счет включения на входе инвертора двух емкостей  $C_{\phi 1}$  и  $C_{\phi 2}$ . Транзисторы в данной схеме работают попарно в противофазе с одинаковой длительностью закрытого и открытого состояния.

При активной нагрузке ток и напряжение имеют одну и ту же форму (прямоугольных двухполярных импульсов). К нагрузке на каждом полупериоде прикладывается напряжение  $\pm \frac{U_n}{2}$ .

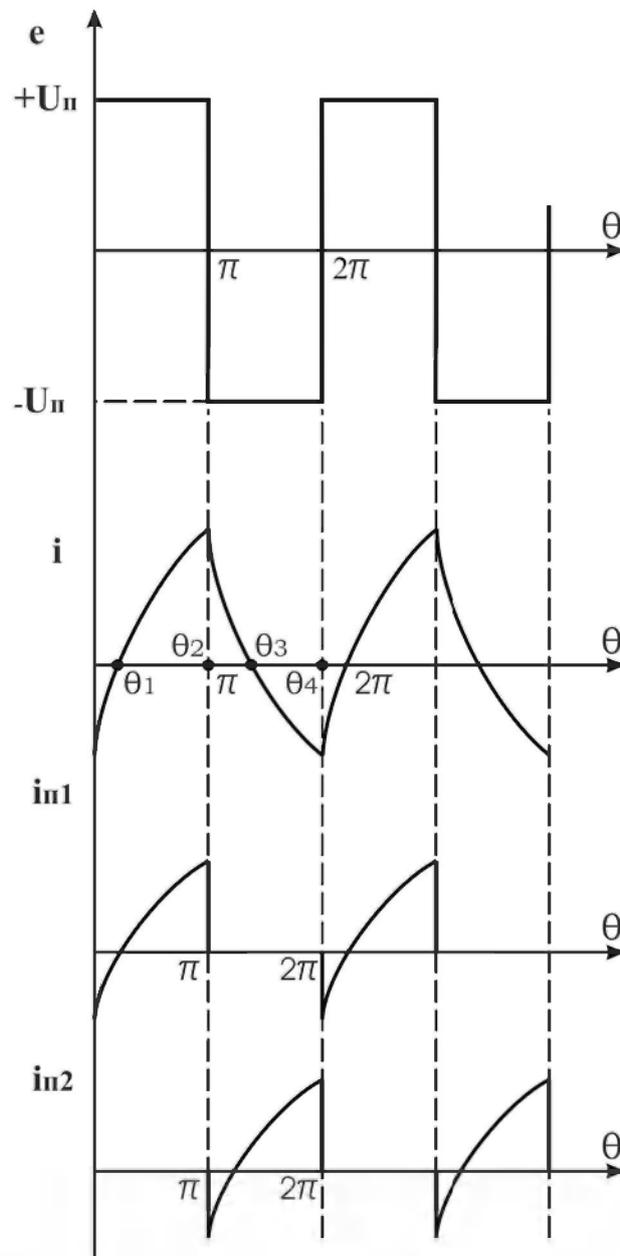


Рис. 36.2. Временные диаграммы работы схемы на  $R-L$  нагрузку

При наличии индуктивности в цепи нагрузки форма тока становится апериодической. В момент времени  $\theta_1$  открывается транзистор  $VT1$  и ток нагрузки протекает от источника питания по цепи  $+U_n \quad VT1 \quad RL$  ноль источника питания. При этом к нагрузке прикладывается напряжение  $\frac{U_n}{2}$ , а к транзистору  $VT2$  в прямом и диоду  $VD2$  в обратном направлении напряжение  $U_n$ . В момент времени  $\theta_2$  транзистор  $VT1$  закрывается и должен открыться транзистор  $VT2$ , но из-за действия э.д.с. самоиндукции изменившей свой знак и стремящейся поддержать ток в цепи нагрузки откроется диод  $VD2$  и ток продолжает протекать

в том же направлении  $VD2 - RL -$  ноль источника питания  $- +C_{\phi 2} - -U_{II} - VD2$ . При этом ток в цепи нагрузки уменьшается, а ток в цепи источника питания  $i_{I 2}$  поменял свой знак, то есть на интервале  $\theta_2 < \theta < \theta_3$  ток по нагрузке протекает под действием ЭДС самоиндукции и происходит возврат энергии в  $C_{\phi 2}$ .

В момент времени  $\theta_3$  ток в нагрузке становится равным нулю, диод  $VD2$  закрывается, открывается транзистор  $VT2$  и ток начинает протекать по цепи  $VT2 - -U_{II} - C_{\phi 2} -$  ноль источника питания  $- RL - VT2$ .

Действующее значение ЭДС в нагрузке равно  $e = U = \frac{U_{II}}{2}$ .

Недостатки схемы: необходимость источника питания со средней точкой (двух емкостей) и к ключам прикладывается двойное напряжение.

## 37. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

Принципиальная электрическая схема однофазного мостового инвертора представлена на рис. 37.1, а временные диаграммы его работы на активно-индуктивную нагрузку – на рис. 37.2.

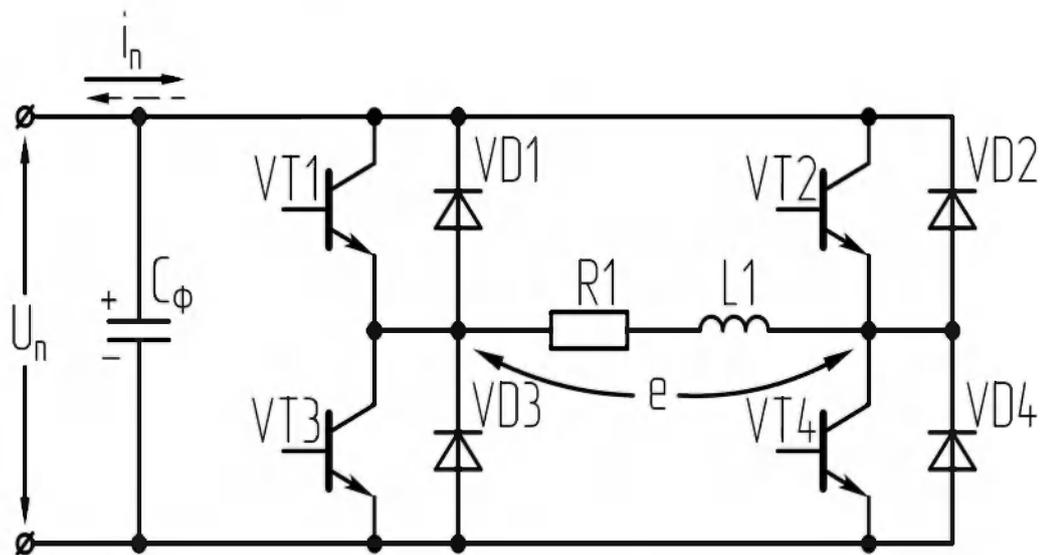


Рис. 37.1. Принципиальная схема однофазного мостового инвертора

В данной схеме транзисторы работают попарно в противофазе с одинаковой длительностью открытого и закрытого состояния: либо  $VT1, VT4$ , либо  $VT2, VT3$ . Если нагрузка активно-индуктивная, то в схему должен быть включен мост возвратных диодов  $VD1-VD4$ .

В момент времени  $\theta_1$  отрываются транзисторы  $VT1$  и  $VT4$  и ток начинает протекать по нагрузке по цепи  $+U_n \rightarrow VT1 \rightarrow RL \rightarrow VT4 \rightarrow -U_n$ . В момент времени  $\theta = \pi$  транзисторы  $VT1$  и  $VT4$  закрываются и подаются отрывающие импульсы на транзисторы  $VT2, VT3$ . Однако из-за действия ЭДС самоиндукции транзисторы  $VT2, VT3$  не отроются, а откроются диоды  $VD2, VD3$  и ток будет протекать по нагрузке в том же направлении до момента времени  $\theta_2$ , когда он станет равным нулю. При этом диоды  $VD2, VD3$  закрываются, а транзисторы  $VT2, VT3$  отрываются, и ток начинает протекать по нагрузке в противоположном направлении.

В данной схеме к закрытым транзисторам и диодам прикладывается напряжение  $U_{II}$ . Действующее значение напряжения на нагрузке  $U=U_{II}$ .

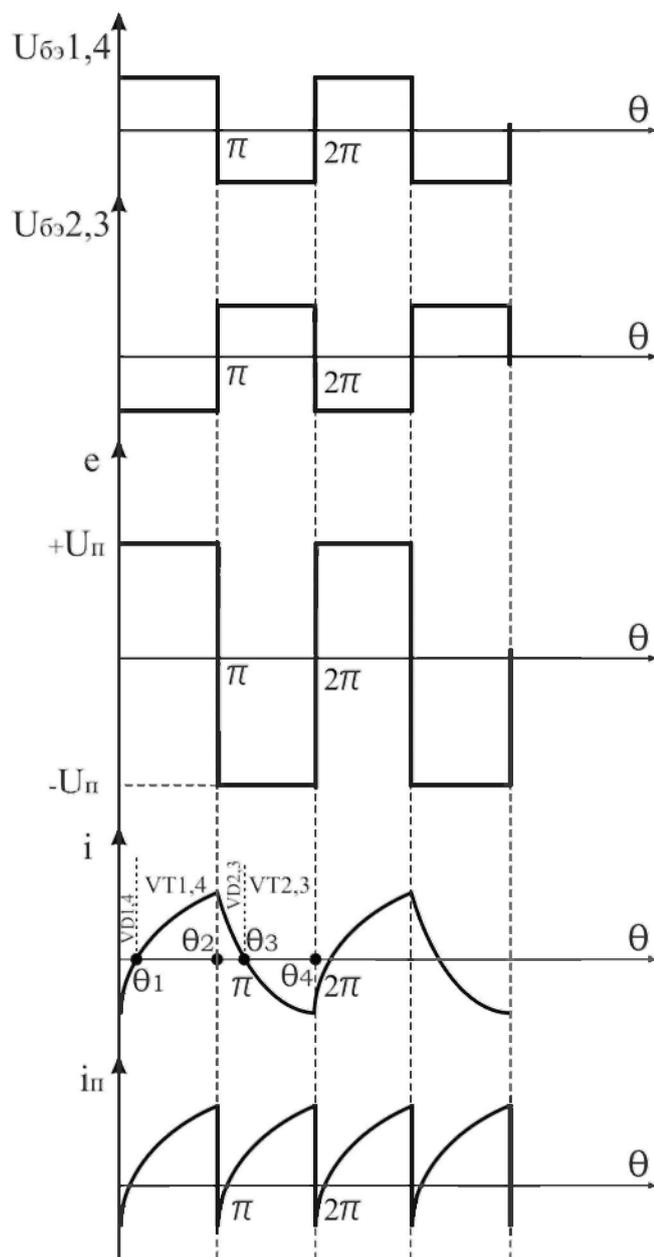


Рис. 37.2. Временные диаграммы работы схемы на  $R-L$  нагрузку

## 38. ТРЕХФАЗНЫЕ ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Для получения трехфазной симметричной системы напряжений применяются следующие схемы построения силовых цепей трехфазных инверторов напряжения:

1) трехфазная система состоит из трех однофазных инверторов с трансформаторным выходом (рис. 38.1). В качестве автономных инверторов используется любая из рассмотренных выше однофазных схем. Достоинство: легкость согласования напряжений источников питания и нагрузки. Недостаток: громоздкость.

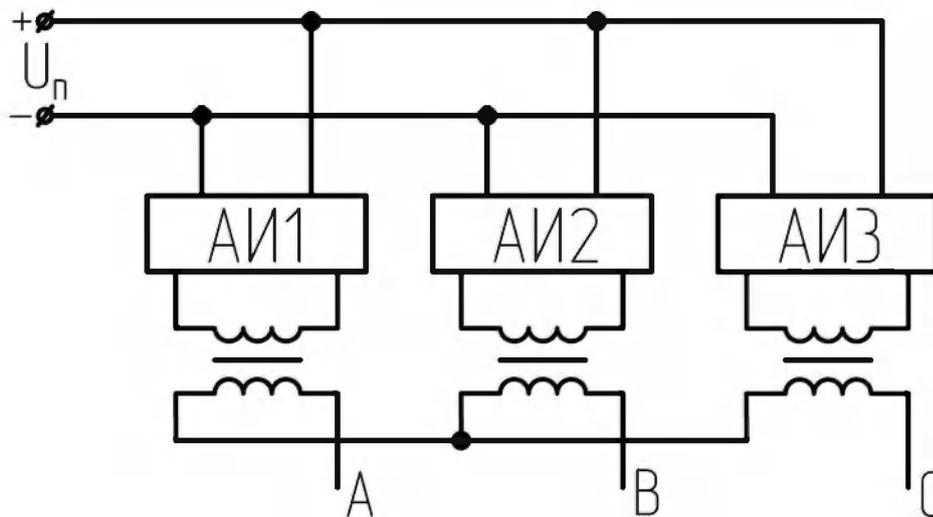
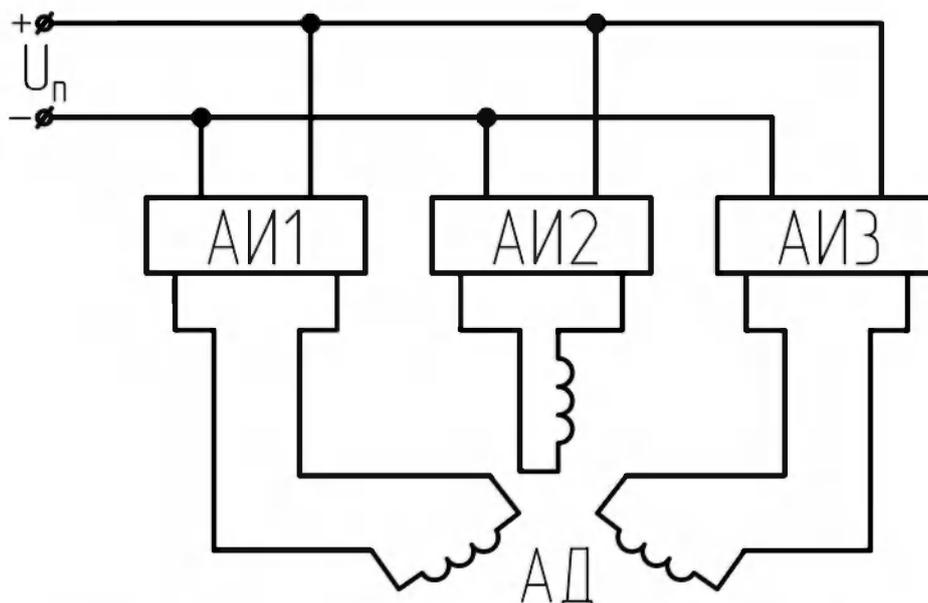


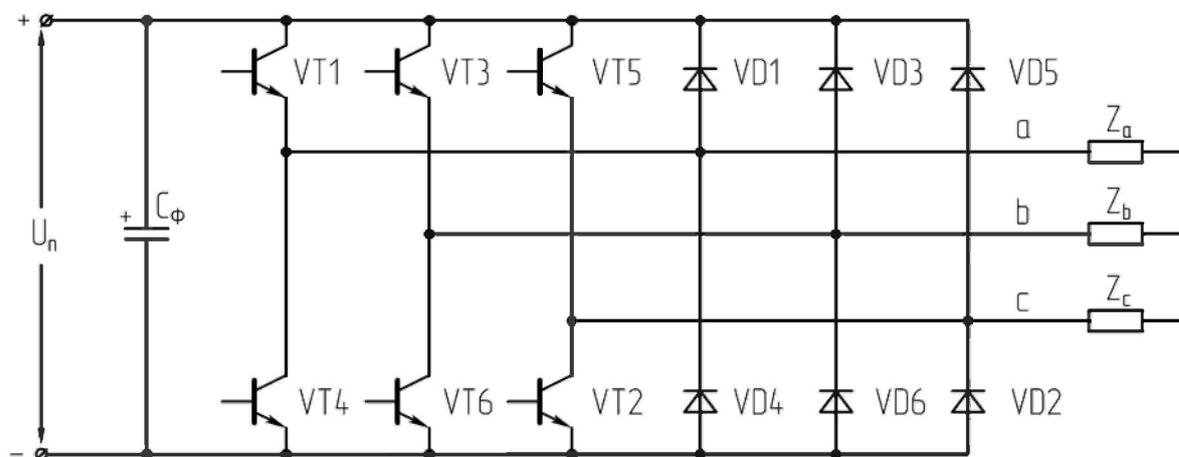
Рис. 38.1. Схема трехфазной системы, состоящей из трех однофазных инверторов с трансформаторным выходом

2) три однофазных автономных инвертора, работающих на 3 обмотки (рис. 38.2). При использовании этих двух систем построения трехфазных систем напряжений имеется общий источник питания  $U_{пит}$  и система управления вентилями инверторов, которые обеспечивают сдвиг фазы выходных напряжений на 120 эл. градусов.



**Рис. 38.2. Три однофазных автономных инвертора, работающих на 3 обмотки двигателя**

3) трехфазный мостовой автономный инвертор (рис. 38.3). В настоящее время эта схема получила наибольшее распространение. Здесь алгоритм переключения ключей определяется длительностью их открытого состояния. В трехфазных мостовых автономных инверторах длительность открытого состояния ключей инвертора  $\lambda$  может быть различной, но наибольшее распространение на практике получили инверторы с длительностью  $\lambda=180^\circ$ ,  $\lambda=120^\circ$ ,  $\lambda=150^\circ$ .



**Рис. 38.3. Схема трехфазного мостового автономного инвертора**

### 39. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРЕХФАЗНОГО МОСТОВОГО АИН ПРИ ФОРМИРОВАНИИ КРИВОЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ И $\lambda = 180^\circ$ . НАГРУЗКА АКТИВНАЯ, СОЕДИНЕНИЕ ЗВЕЗДА

Силовая схема трехфазного мостового АИН приведена на рис.39.1.

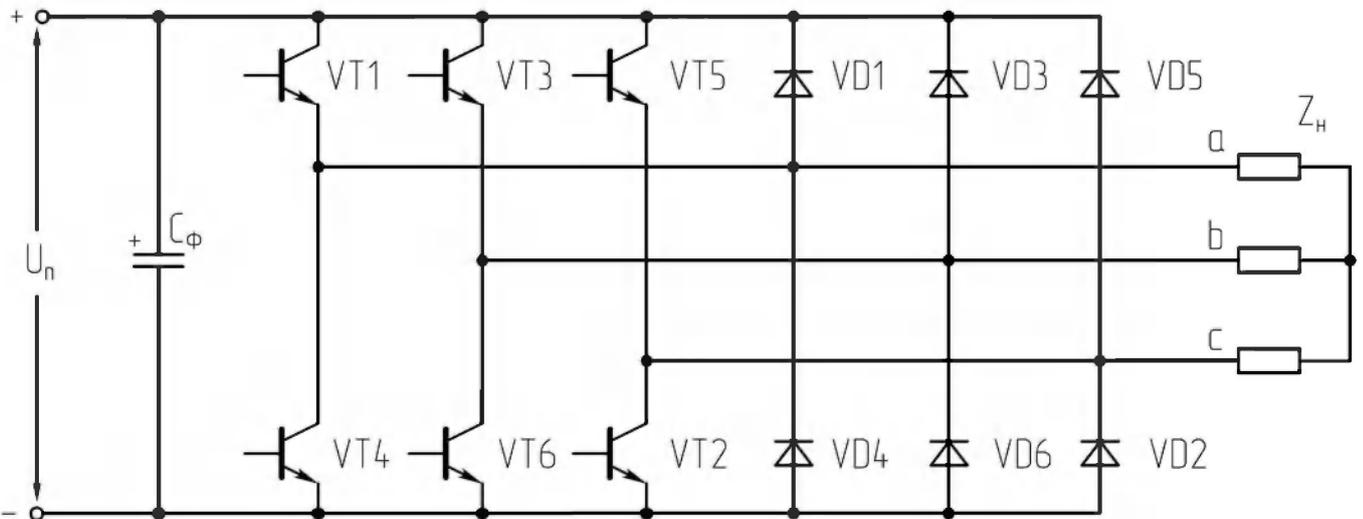


Рис. 39.1. Силовая схема трехфазного мостового АИН

При длительности открытого состояния ключей инвертора  $\lambda = 180^\circ$  алгоритм переключения ключей АИН имеет вид, приведенный на рис. 39.2.

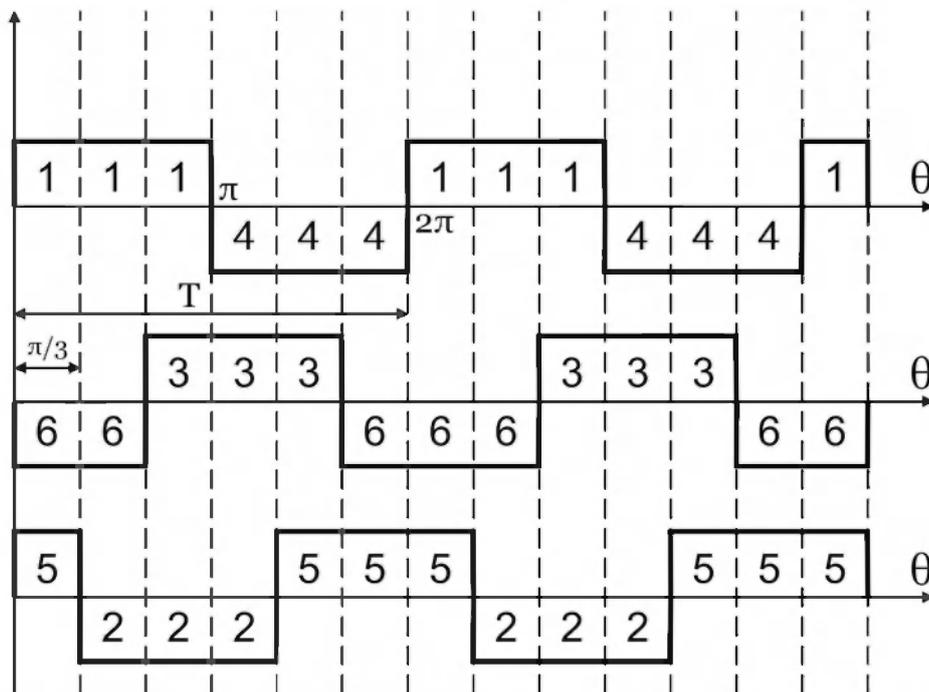


Рис. 39.2. Алгоритм переключения ключей инвертора при  $\lambda = 180^\circ$

Выполнение данного алгоритма позволяет получить на нагрузке кривую 3-х фазного симметричного несинусоидального переменного напряжения.

Из алгоритма переключения ключей инвертора следует, что в 3-х фазном мостовом АИН при  $\lambda 180^\circ$  за период  $T$  выходного напряжения инвертора возможны шесть независимых сочетаний открытых и закрытых состояний транзисторов. При этом в каждый момент времени открывающие импульсы подаются одновременно на три транзистора (ключа). Ток, втекающий через  $VT1$ ,  $VT3$  и  $VT5$  – положительный.

- $\theta < \theta < \frac{\pi}{3}$

На данном интервале открыты транзисторы  $VT1$ ,  $VT6$ ,  $VT5$ . Схема замещения АИН приведена на рис. 39.3.

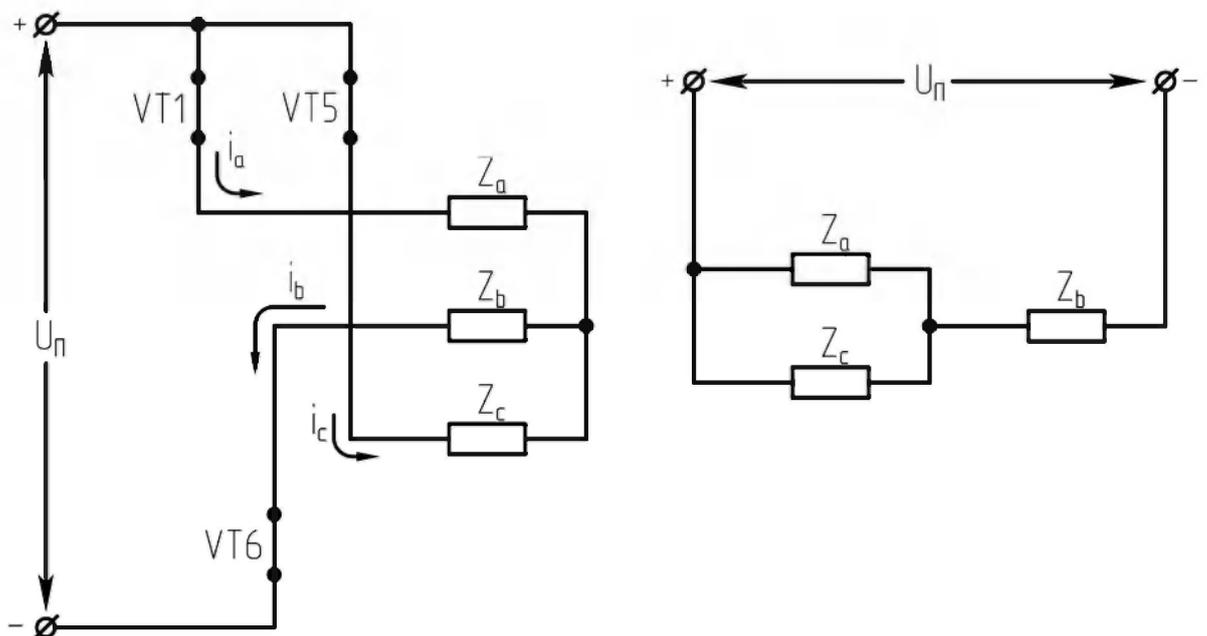


Рис. 39.3. Схема замещения при  $\theta < \theta < \frac{\pi}{3}$

Таким образом, считая, что  $Z_a = Z_b = Z_c = R$ ,

$$U_a = \frac{1}{3}U_n.$$

$$2. \frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3}$$

На данном интервале открыты транзисторы  $VT1$ ,  $VT6$ ,  $VT2$ . Схема замещения АИН приведена на рис. 39.4.

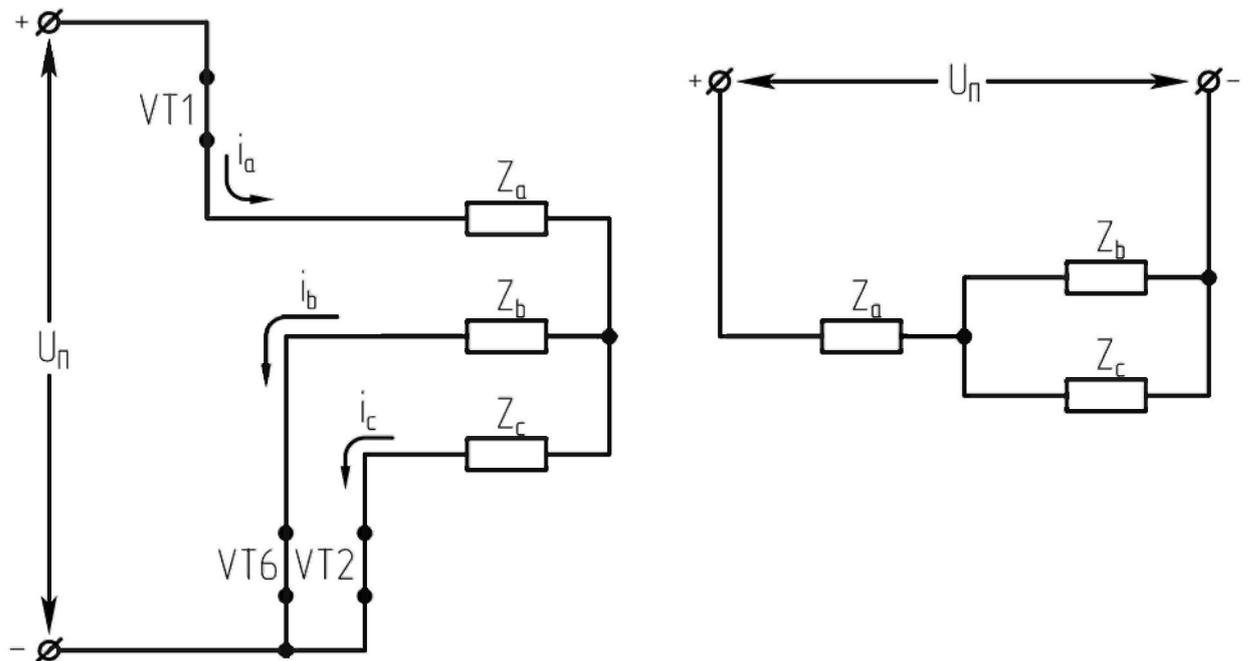


Рис. 39.4. Схема замещения при  $\frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3}$

$$U_a = \frac{2}{3} U_n.$$

$$3. \frac{2\pi}{3} < \theta < \pi$$

На данном интервале открыты ключи  $VT1$ ,  $VT2$ ,  $VT3$ . Схема замещения АИН приведена на рис. 39.5.

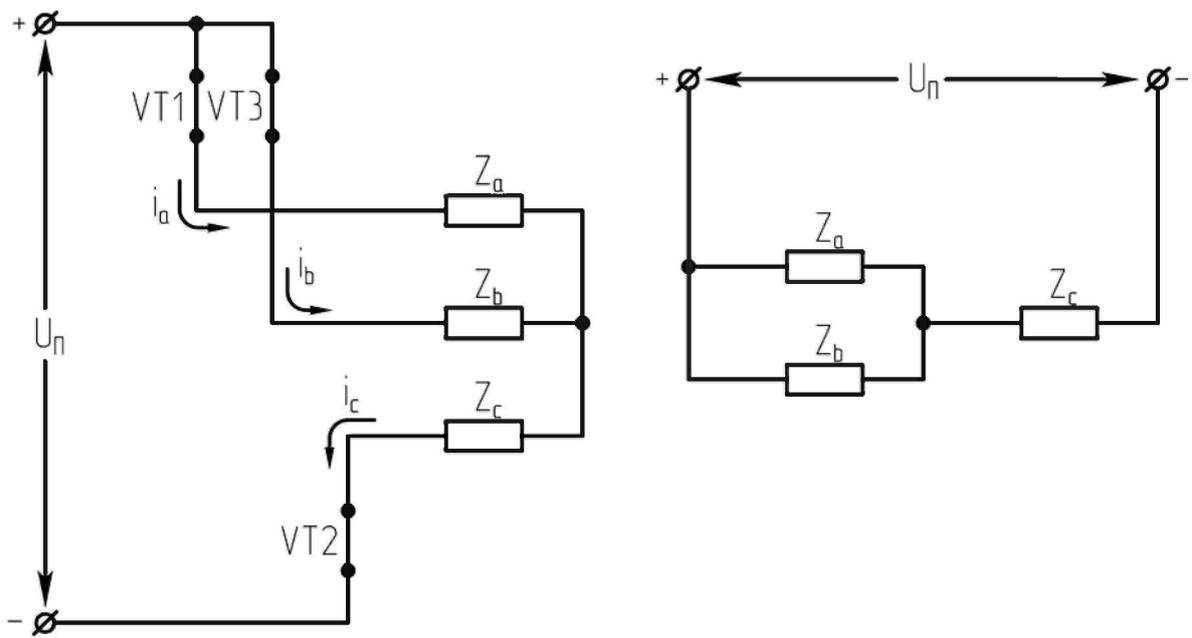


Рис. 39.5. Схема замещения при  $\frac{2\pi}{3} < \theta < \pi$

$$U_a = \frac{1}{3}U_n.$$

4.  $\pi < \theta < \frac{4\pi}{3}$

На данном интервале открыты транзисторы  $VT4, VT3, VT2$ . Схема замещения АИН приведена на рис. 39.6.

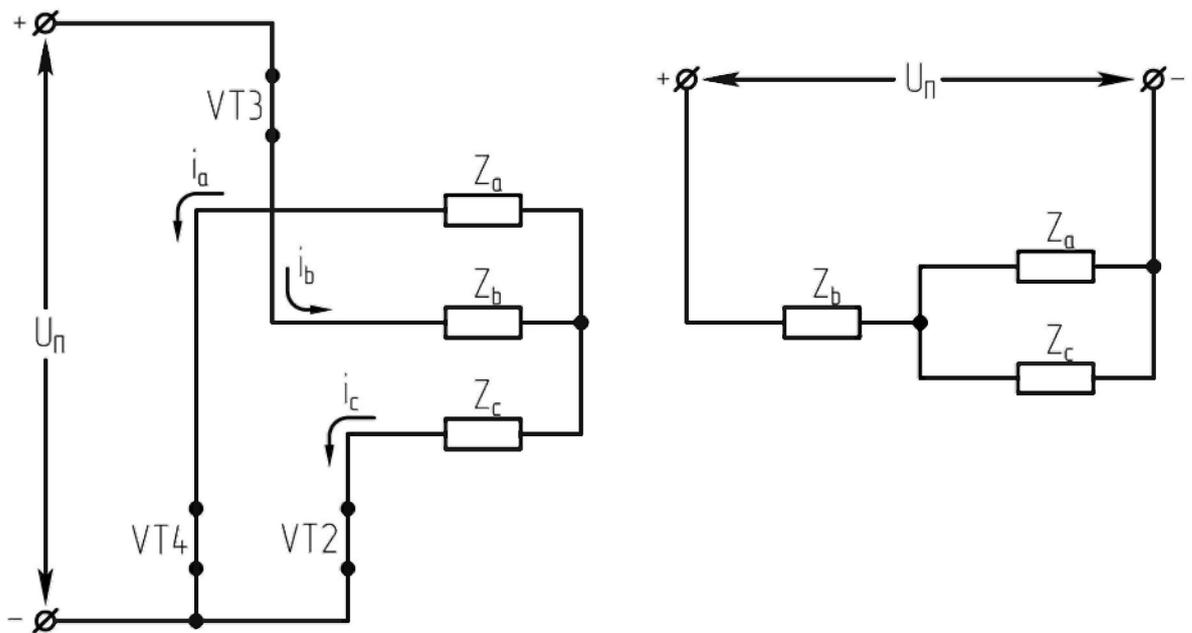


Рис. 39.6. Схема замещения при  $\pi < \theta < \frac{4\pi}{3}$

$$U_a = -\frac{1}{3}U_n.$$

$$5. \frac{4\pi}{3} < \theta < \frac{5\pi}{3}$$

На данном интервале открыты транзисторы  $VT5, VT3, VT4$ . Схема замещения АИН приведена на рис. 39.7.

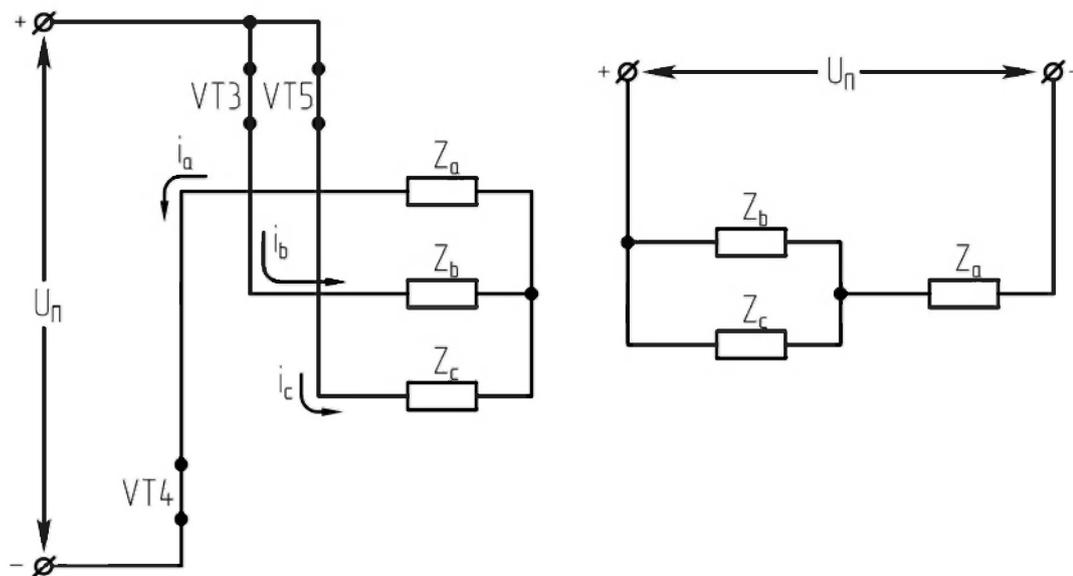


Рис. 39.7. Схема замещения при  $\frac{4\pi}{3} < \theta < \frac{5\pi}{3}$

$$U_a = -\frac{2}{3}U_n.$$

$$6. \frac{5\pi}{3} < \theta < 2\pi$$

На данном интервале открыты транзисторы  $VT4, VT6, VT5$ . Схема замещения АИН приведена на рис. 39.8.

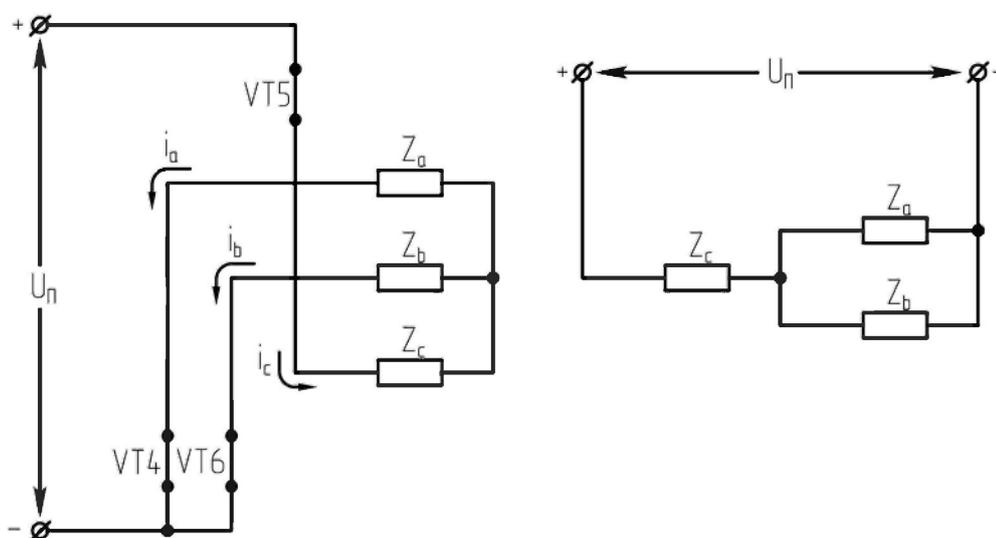


Рис. 39.8. Схема замещения при  $\frac{5\pi}{3} < \theta < 2\pi$

$$U_a = -\frac{1}{3}U_n.$$

Из схем замещения видно, что за период выходного напряжения каждая фаза нагрузки включается либо параллельно другой фазе и последовательно с третьей, либо последовательно с двумя другими фазами, включенными параллельно. Поэтому, к каждой фазе прикладывается напряжение либо  $U_n/3(-U_n/3)$ , либо  $2/3U_n(-2/3U_n)$  (см. рис. 39.9).

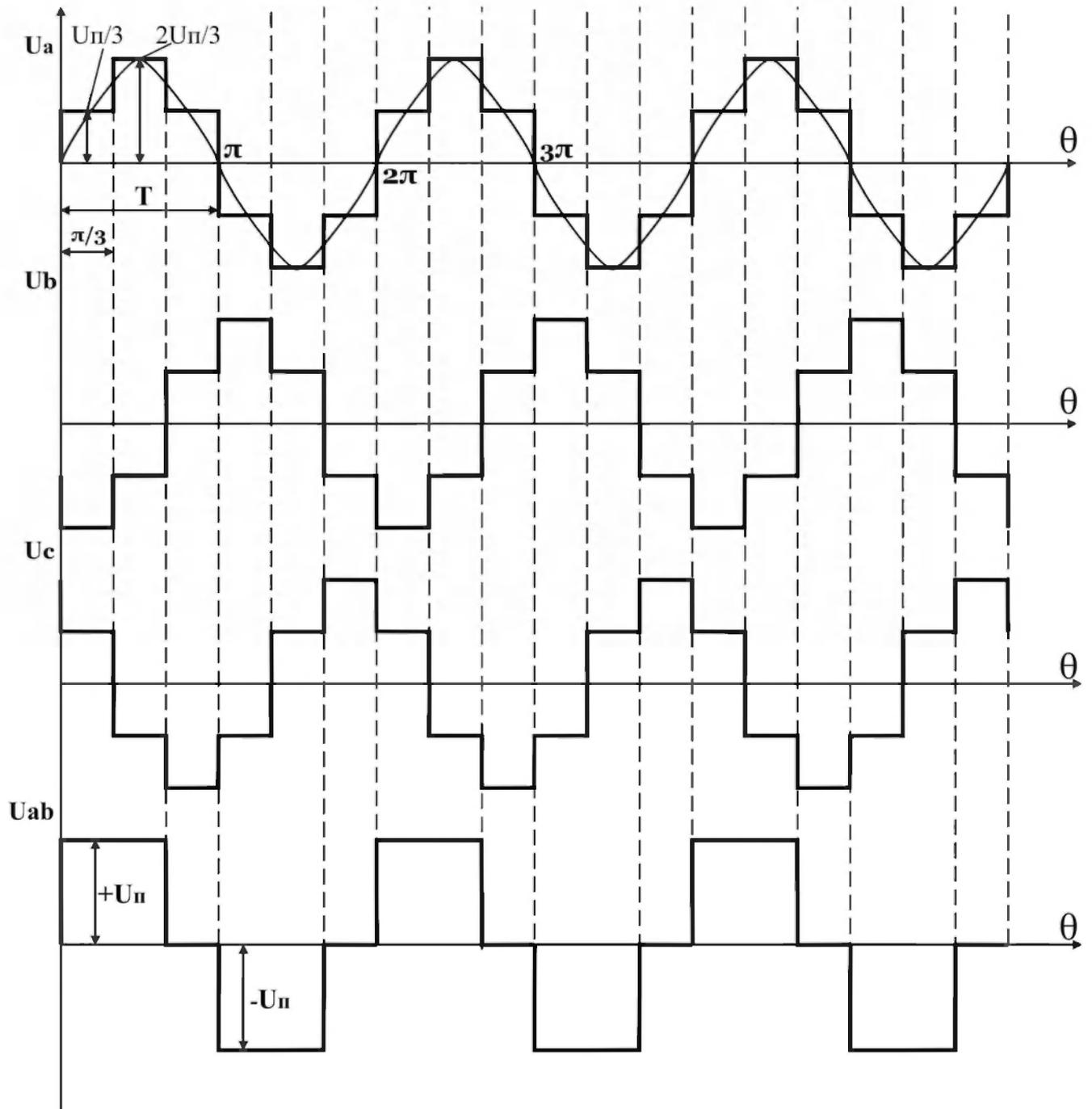


Рис. 39.9. Временные диаграммы работы трехфазного мостового АИН на активную нагрузку при  $\lambda=180^\circ$

Фазное напряжение на нагрузке – двухполярное, шестиступенчатое (рис. 39.9). При активной нагрузке кривая тока повторяет кривую напряжения.

### **Основные расчетные соотношения для АИН при $\lambda = 180^\circ$**

Фазное напряжение на нагрузке:

$$U_\phi = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left( \frac{U_n}{3} \right)^2 d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left( \frac{2U_n}{3} \right)^2 d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \left( \frac{U_n}{3} \right)^2 d\theta \right]} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_n = 0,47 U_n. \quad (39.1)$$

Линейное напряжение на нагрузке:

$$U_n = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} U_n^2 d\theta} = \frac{2U_n}{3} = 0,815 U_n. \quad (39.2)$$

Выходное напряжение первой гармоники (фазное и линейное значения) для  $\lambda = 180^\circ$ :

$$U_{\phi(1)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_n = 0,45 U_n, \quad (39.3)$$

$$U_{n(1)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_n = 0,78 U_n. \quad (39.4)$$

Коэффициент искажения кривой напряжения:

$$K_u = \frac{U_{\phi(1)}}{U_\phi} = \frac{3}{\pi} = 0,955. \quad (39.5)$$

### **Трехфазный мостовой АИН при $\lambda = 180^\circ$ , соединение нагрузки в треугольник ( $\Delta$ )**

При соединении активной нагрузки в треугольник ( $\Delta$ ) возможны также шесть сочетаний открытых и закрытых состояний транзисторов. Схемы замещения инвертора для тех интервалов времени показаны на рис. 39.10, а форма фазных напряжений на нагрузке при соединении нагрузки треугольником и  $\lambda = 180^\circ$  – на рис. 39.11.

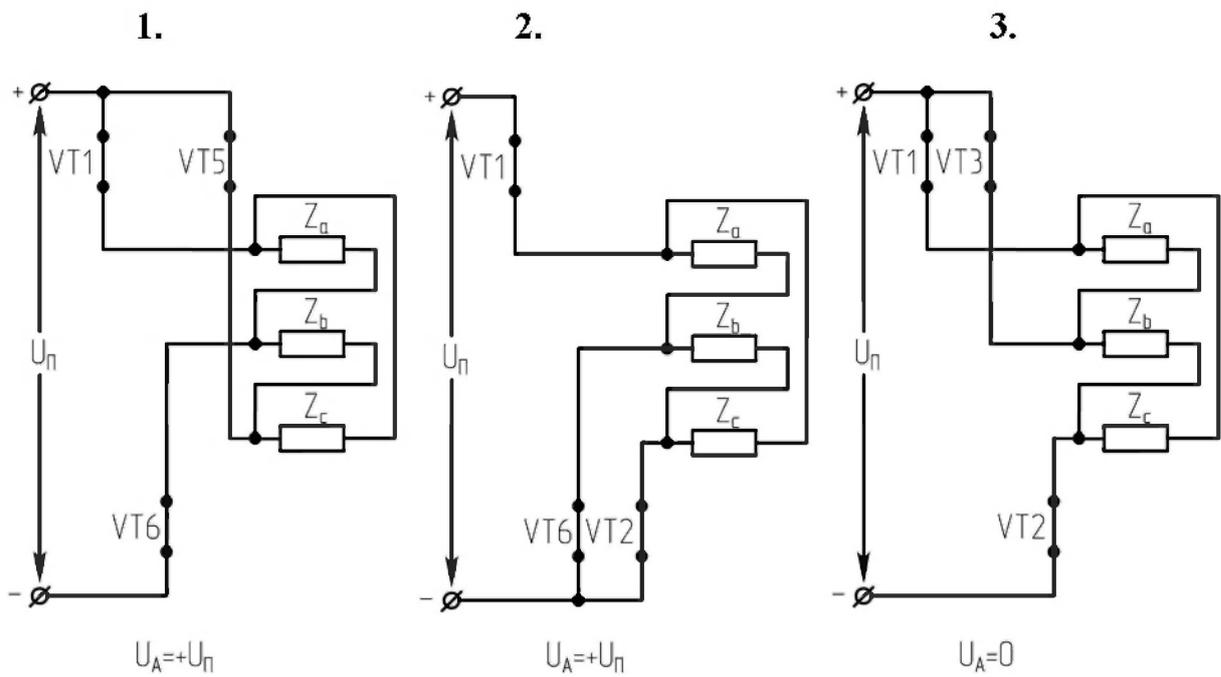


Рис. 39.10. Схемы замещения АИН

1.  $0 < \theta < \frac{\pi}{3}$  : открыты  $VT1, VT6, VT5$ ;
2.  $\frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3}$  : открыты  $VT1, VT2, VT6$ ;
3.  $\frac{2\pi}{3} < \theta < \pi$  : открыты  $VT1, VT3, VT2$ .

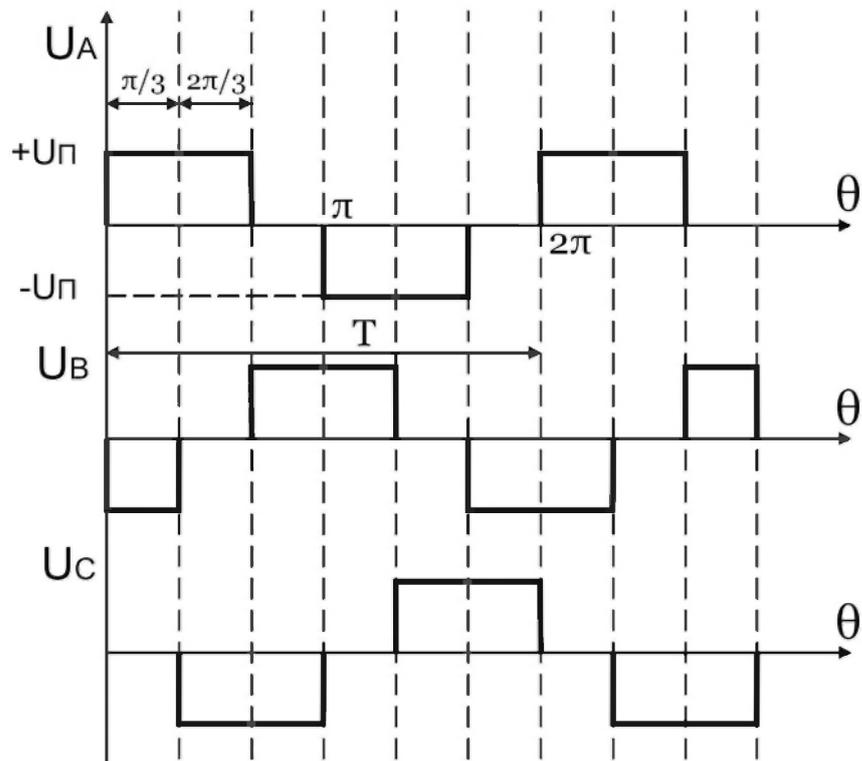


Рис. 39.11. Фазные напряжения на нагрузке при соединении нагрузки треугольником,  $\lambda = 180^\circ$

Действующее значение фазного напряжения:

$$U_A = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{II}. \quad (39.6)$$

В выходном напряжении трехфазного мостового АИН при  $\lambda = 180^\circ$  отсутствуют четные гармоники и гармоники, кратные трем, а присутствуют: 1, 5, 7, 11...

При соединении нагрузки в звезду фазное напряжение на нагрузке имеет следующий гармонический вид:

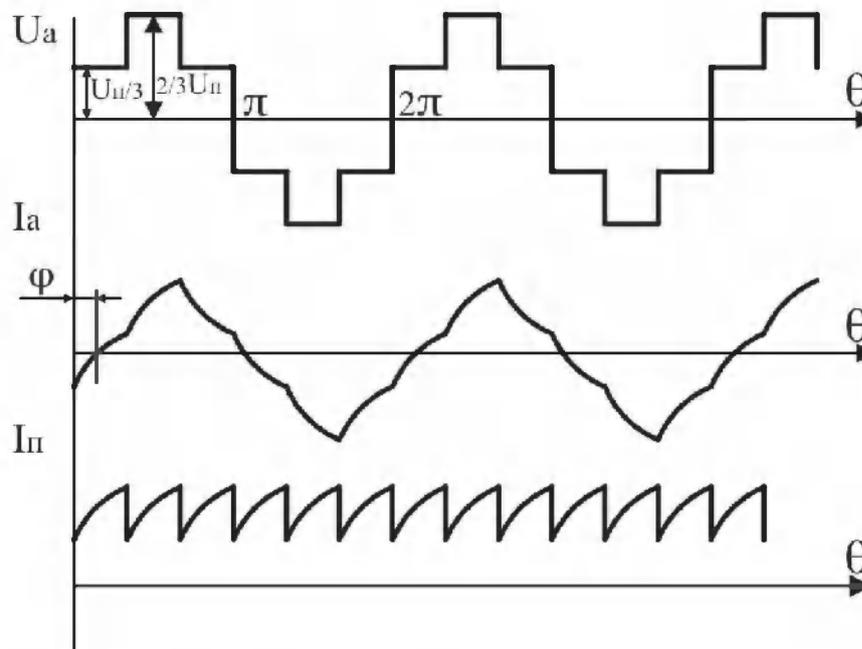
$$U_\phi = \frac{2}{\pi} U_{II} \left( \sin \omega_1 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_1 t + \frac{1}{7} \sin 7\omega_1 t + \dots \right), \quad (39.7)$$

где  $\omega_1$  – круговая частота 1-ой гармонической выходного напряжения.

#### 40. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРЕХФАЗНОГО АИН С УГЛОМ ПРОВОДИМОСТИ $\lambda = 180^\circ$ . НАГРУЗКА АКТИВНО-ИНДУКТИВНАЯ, $(0^\circ < \varphi < 60^\circ)$ , СОЕДИНЕНИЕ ЗВЕЗДА

При активно-индуктивной нагрузке ток отстаёт от напряжения. При этом изменяется конфигурация эквивалентных схем замещения инвертора и в работу вступают возвратные диоды. Но это не приводит к изменению формы напряжения на нагрузке, т.к. в каждый момент времени в схеме остаются включенными три полупроводниковых вентиля.

Конфигурация эквивалентных схем зависит от угла  $\varphi$  (угол сдвига тока относительно напряжения). Временные диаграммы работы трехфазного мостового АИН с  $\lambda = 180^\circ$  при  $0^\circ < \varphi < 60^\circ$  показаны на рис. 40.1.



**Рис. 40.1. Временные диаграммы работы трехфазного мостового АИН  
с  $\lambda = 180^\circ$  при  $0^\circ < \varphi < 60^\circ$**

В момент времени  $\theta$  отключается  $VT4$  и подаётся открывающий импульс на  $VT1$ . Однако из-за действия ЭДС самоиндукции фазы  $A$ , изменившей свой знак в момент времени  $\theta = \pi$ , открывается диод  $VD1$  и ток фазы  $A$  протекает по цепи фаза  $A$   $VD1$   $VT5$  фаза  $C$  фаза  $A$ . Т.е. на интервале  $\theta < \theta < \varphi$  происходит обмен реактивной энергией между фазами  $A$  и  $C$ . При этом подключение фаз к

источнику питания остаётся аналогичным, как и при активной нагрузке. Поэтому форма напряжения на нагрузке не изменяется. В момент времени  $\theta = \varphi$ , ток  $I_A$  становится равным нулю,  $V_{DI}$  закрывается, открывается  $V_{TI}$ . Таким образом, при  $\varphi < 60^\circ$  возврата энергии в источник питания не происходит (о чем свидетельствует однополярная форма тока  $i_{II}$ ), а на отдельных интервалах происходит обмен реактивной энергией между фазами. Такие же процессы происходят и в других фазах.

#### 41. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРЕХФАЗНОГО АИН С УГЛОМ ПРОВОДИМОСТИ $\lambda = 180^\circ$ . НАГРУЗКА АКТИВНО-ИНДУКТИВНАЯ, $(60^\circ < \varphi < 120^\circ)$ , СОЕДИНЕНИЕ ЗВЕЗДА

При активно-индуктивной нагрузке и  $(60^\circ < \varphi < 120^\circ)$  в работу вступают возвратные диоды и конфигурация эквивалентных схем замещения инвертора имеет вид, показанный на рис. 41.1, 41.2. Но это не приводит к изменению формы напряжения на нагрузке, т.к. в каждый момент времени в схеме остаются включенными три полупроводниковых вентиля.

На интервале времени  $0 < \theta < \pi/3$  открыты ключи  $VT5$ ,  $VT6$  и  $VD1$ .

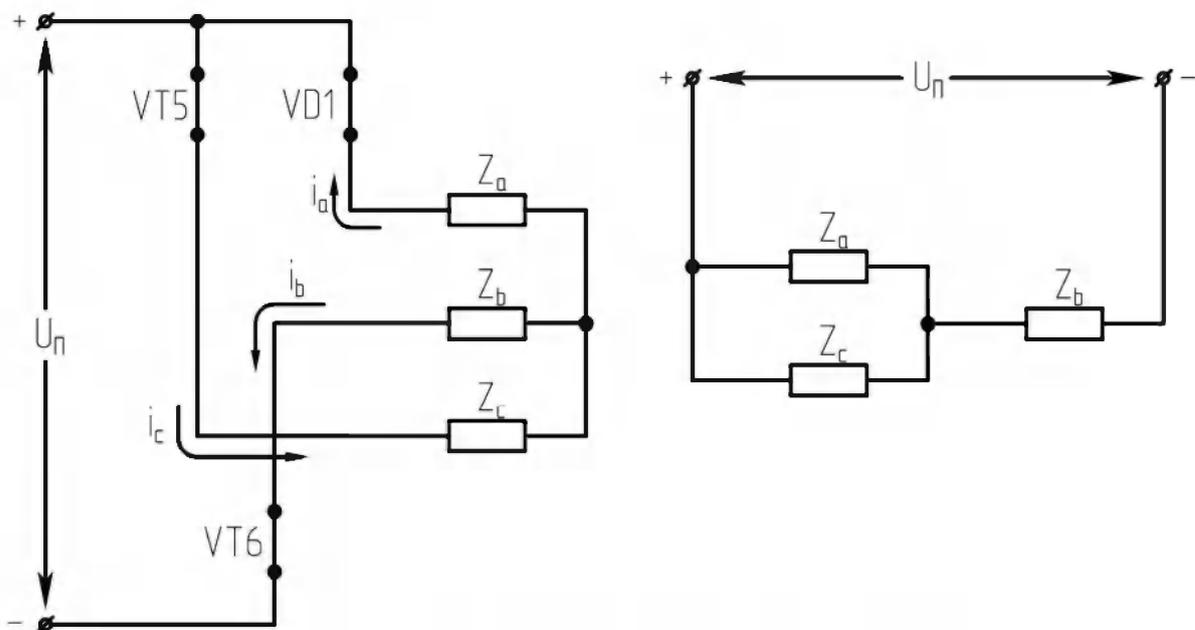
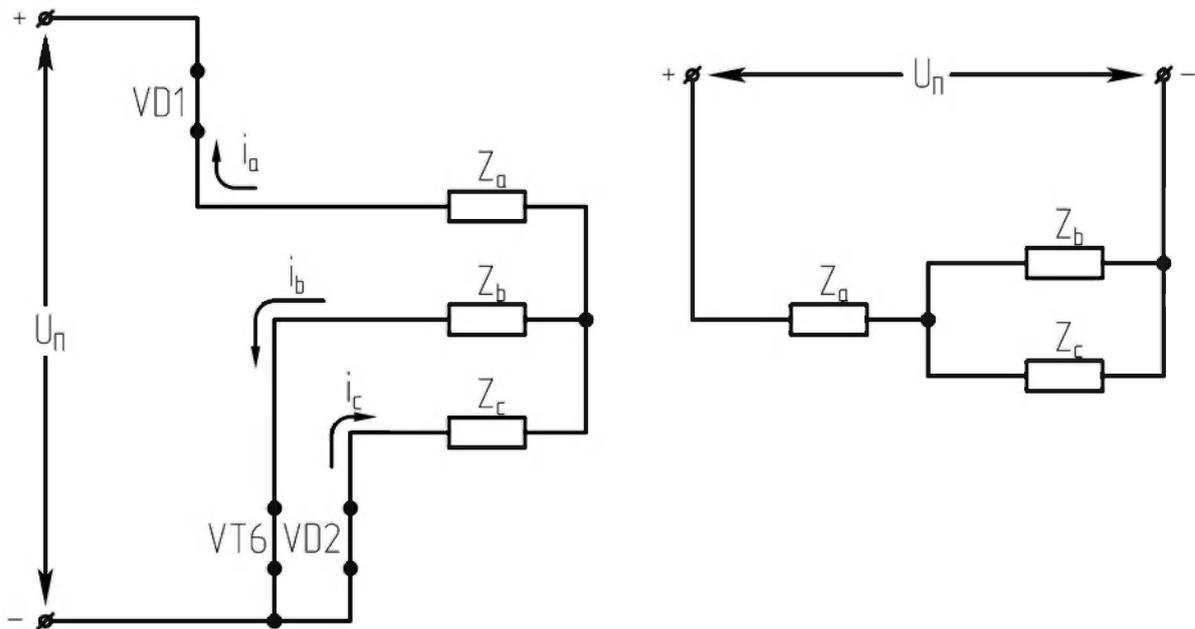


Рис. 41.1. Эквивалентная схема замещения трехфазного мостового АИН на интервале  $0 < \theta < \pi/3$

На этом интервале происходит обмен реактивной энергией между фазами  $A$  и  $C$ . В момент времени  $\theta = \pi/3$  закрывается  $VT5$  и должен открыться  $VT2$ , но из-за действия ЭДС самоиндукции фазы  $C$ , открывается  $VD2$ . На интервале  $\pi/3 < \theta < \varphi$   $VT1$  ещё не открылся, а открыты  $VD1$ ,  $VT6$  и  $VD2$  (открывается под действием ЭДС самоиндукции фазы  $C$ ) (см. рис. 41.2) и часть энергии, запасённой в полях индуктивностей фаз  $A$  и  $C$  возвращается в источник питания, а часть рассеивается в активных сопротивлениях фаз  $A$  и  $C$ .



**Рис. 41.2. Эквивалентная схема замещения трехфазного мостового АИН на интервале  $\pi/3 < \theta < \varphi$**

Энергия фазы *B* через *VT6*, *VD2* и фазу *C* рассеивается в активных сопротивлениях фаз *C* и *B*. На этом интервале ток  $i_{II}$  меняет свой знак. Временные диаграммы работы трехфазного мостового АИН с  $\lambda = 180^\circ$  при  $60^\circ < \varphi < 120^\circ$  представлены на рис. 41.3.

Таким образом, можно сделать следующие выводы:

1) при  $\varphi < 60^\circ$  возврата энергии в источник питания не происходит (о чем свидетельствует однополярная форма тока  $i_{II}$ ), а на отдельных интервалах происходит обмен реактивной энергией между фазами;

2) при  $\varphi > 60^\circ$  часть энергии, запасённой в полях индуктивностей фаз, возвращается в источник питания, а часть рассеивается в активных сопротивлениях фаз.

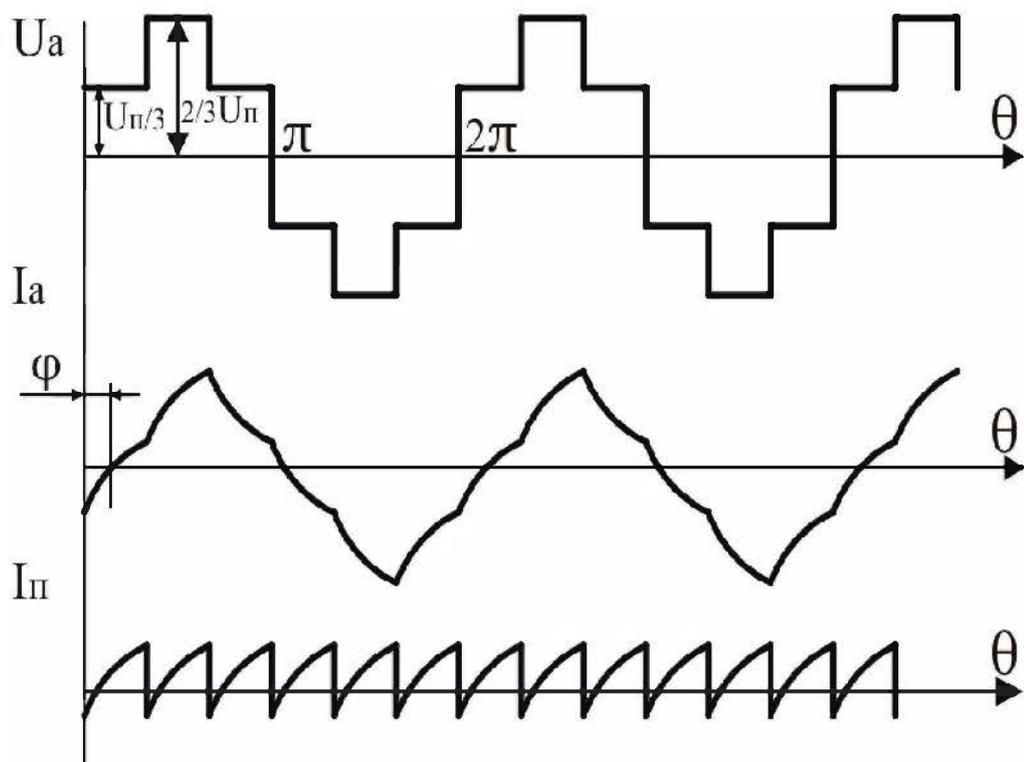


Рис. 41.3. Временные диаграммы работы трехфазного мостового АИН с  $\lambda = 180^\circ$  при  $60^\circ < \varphi < 120^\circ$

42. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРЕХФАЗНОГО АИН С УГЛОМ ПРОВОДИМОСТИ  $\lambda = 120^\circ$ . НАГРУЗКА АКТИВНАЯ И АКТИВНО-ИНДУКТИВНАЯ ( $\varphi > 60^\circ$ ), СОЕДИНЕНИЕ ЗВЕЗДА

Силовая схема трехфазного мостового АИН приведена на рис.42.1.

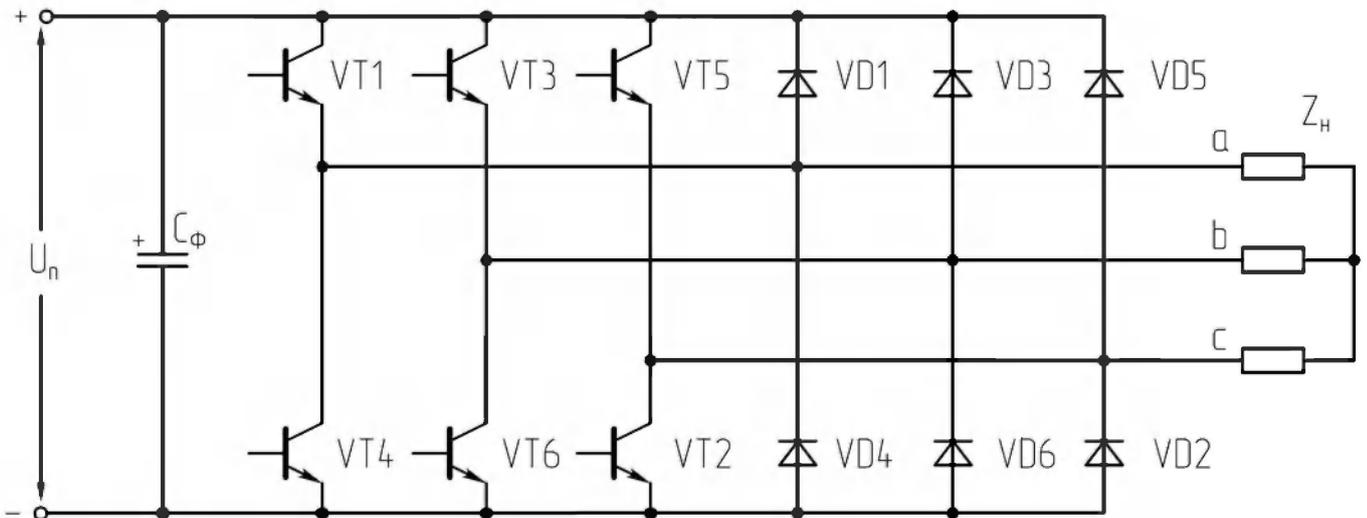


Рис. 42.1. Силовая схема трехфазного мостового АИН

Алгоритм переключения ключей инвертора при  $\lambda = 120^\circ$  приведен на рис. 42.2.

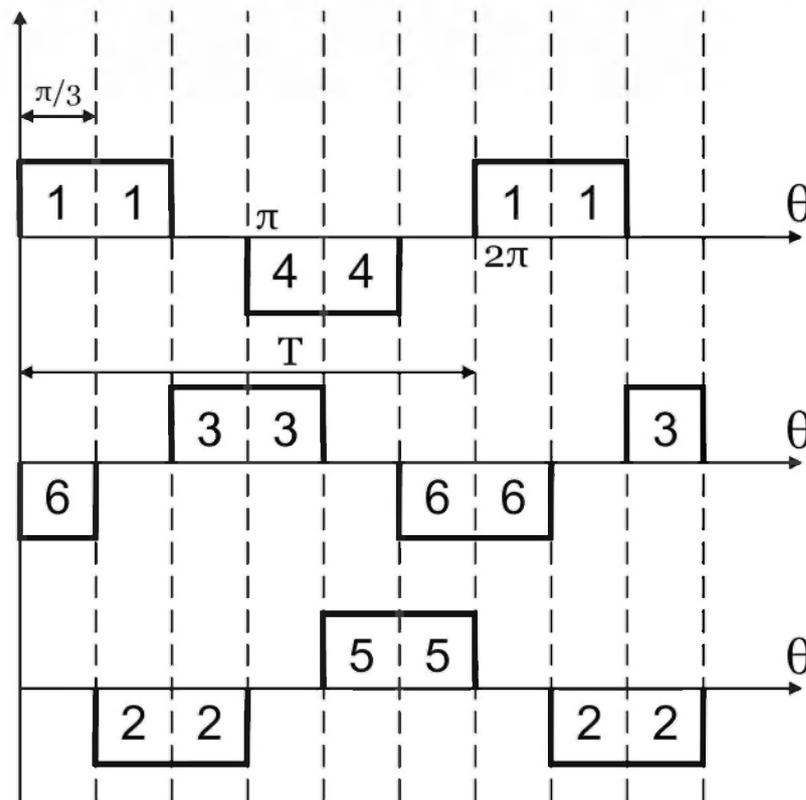


Рис. 42.2. Алгоритм переключения ключей АИН при  $\lambda = 120^\circ$

Как видно из алгоритма переключения ключей инвертора при  $\lambda=120^\circ$  в схеме инвертора в каждый момент времени открывающие импульсы одновременно подаются лишь на два тиристора. При этом две фазы нагрузки соединены между собой последовательно, а одна из них отключена от источника питания ( $U_\phi=0$ ). Следовательно, к соответствующим работающим фазам прикладывается напряжение  $U_\phi=\pm U_{II}/2$ . За период  $T$  выходного напряжения возможны 6 независимых сочетаний открытых и закрытых состояний вентиля. Схемы замещения АИН при  $\lambda = 120^\circ$  для этих временных интервалов показаны на рис. 42.3.

$$1) 0 < \theta < \frac{\pi}{3};$$

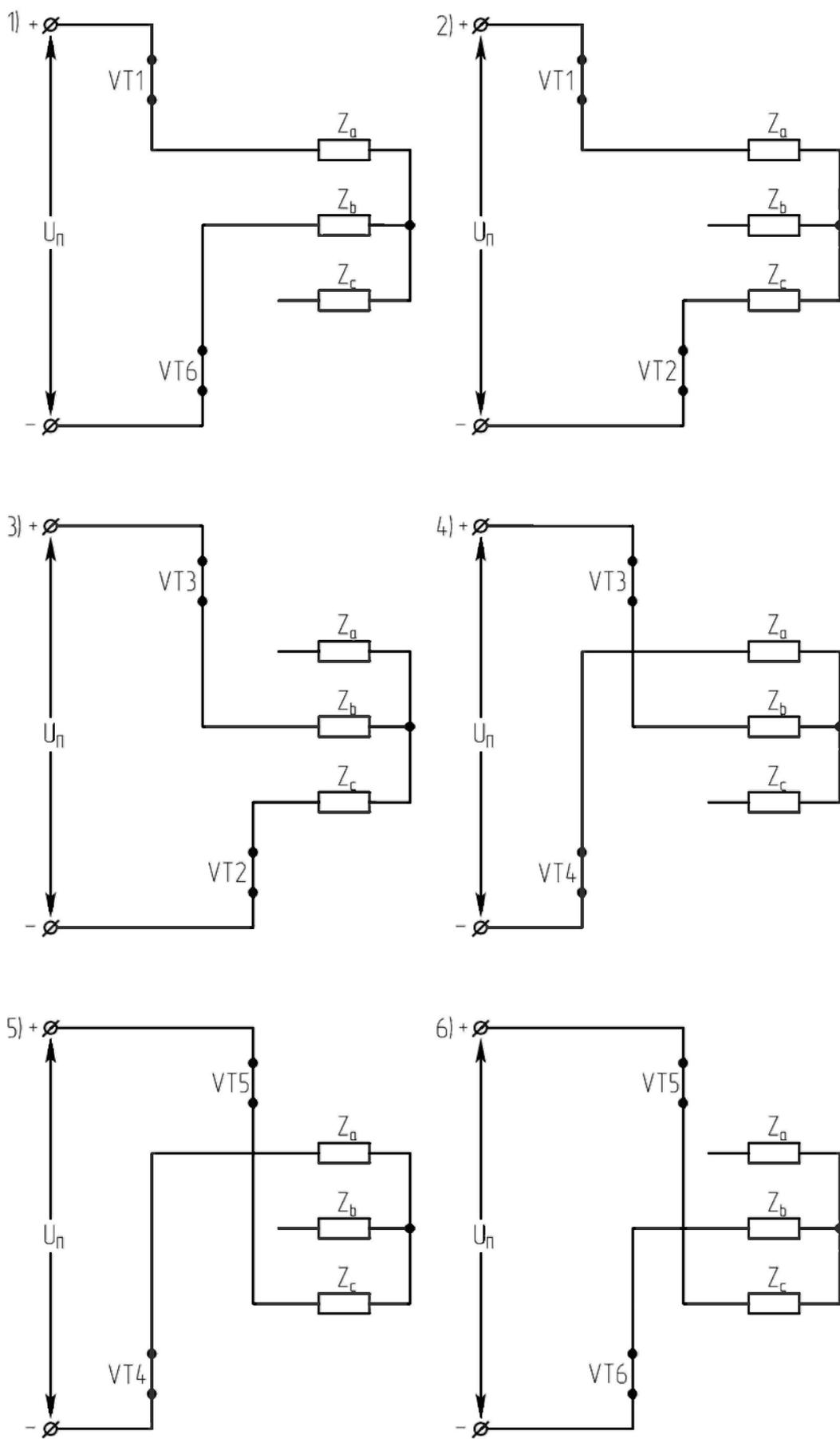
$$2) \frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3};$$

$$3) \frac{2\pi}{3} < \theta < \pi;$$

$$4) \pi < \theta < \frac{4\pi}{3};$$

$$5) \frac{4\pi}{3} < \theta < \frac{5\pi}{3};$$

$$6) \frac{5\pi}{3} < \theta < 2\pi.$$



**Рис. 42.3. Схемы замещения АИН при  $\lambda = 120^\circ$  для различных временных интервалов**

Таким образом, работающие фазы соединены между собой последовательно, т.е. к ним прикладываются напряжения  $\pm U_{Ц}/2$ .

Вид фазных напряжений показан на рис. 42.4.

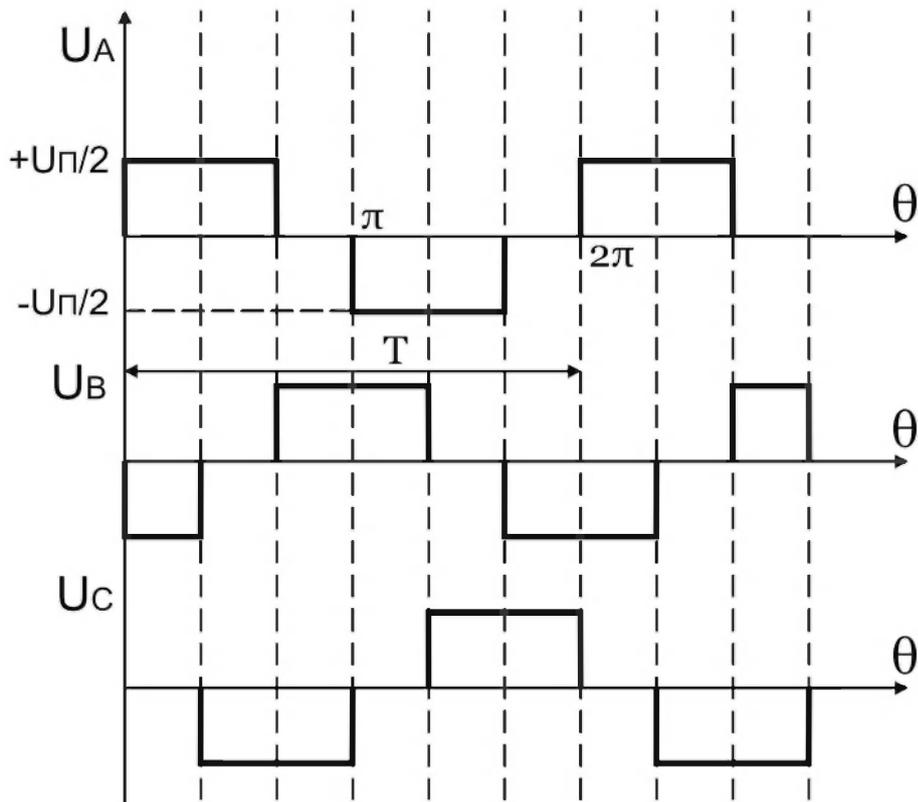


Рис. 42.4. Фазные напряжения АИН при  $\lambda = 120^\circ$  и активной нагрузке

**Нагрузка активно-индуктивная, соединение звезда,  $\varphi \geq \pi/3$**

При активно-индуктивной нагрузке и  $\varphi \geq \pi/3$  в работу вступают возвратные диоды и конфигурация эквивалентных схем замещения инвертора имеет вид, показанный на рис. 42.5. В каждый момент времени в схеме остаются включенными три полупроводниковых вентиля и это не приводит к изменению формы напряжения на нагрузке (см. рис. 42.6).

- 1)  $0 < \theta < \varphi_C$ ;
- 2)  $\frac{\pi}{3} < \theta < \frac{\pi}{3} + \varphi_B$ ;
- 3)  $\frac{2\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3} + \varphi_A$ ;
- 4)  $\pi < \theta < \pi + \varphi_C$ .

Схемы замещения инвертора на интервалах 1 – 4 представлены на рис. 42.5.

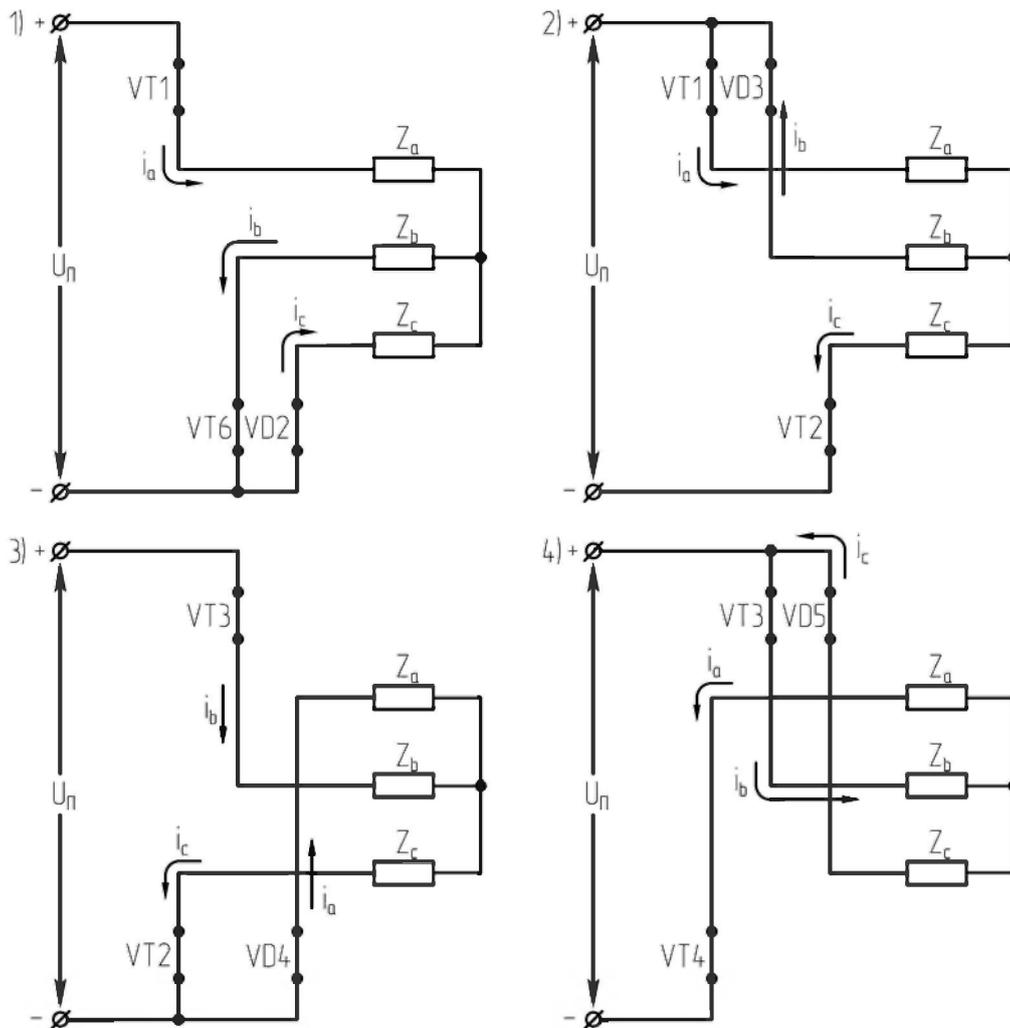


Рис. 42.5. Схемы замещения инвертора на интервалах 1 – 4

Таким образом, в каждый момент времени в схеме инвертора открыты три ключа: два транзистора и диод. Поэтому при  $\lambda = 120^\circ$  и  $\varphi \geq \pi/3$  форма напряжения на нагрузке аналогична как и при  $\lambda = 180^\circ$ .

Напряжение и ток в нагрузке в фазе  $A$  при  $\lambda = 120^\circ$  и  $\varphi \geq \pi/3$  представлены на рис. 42.6.

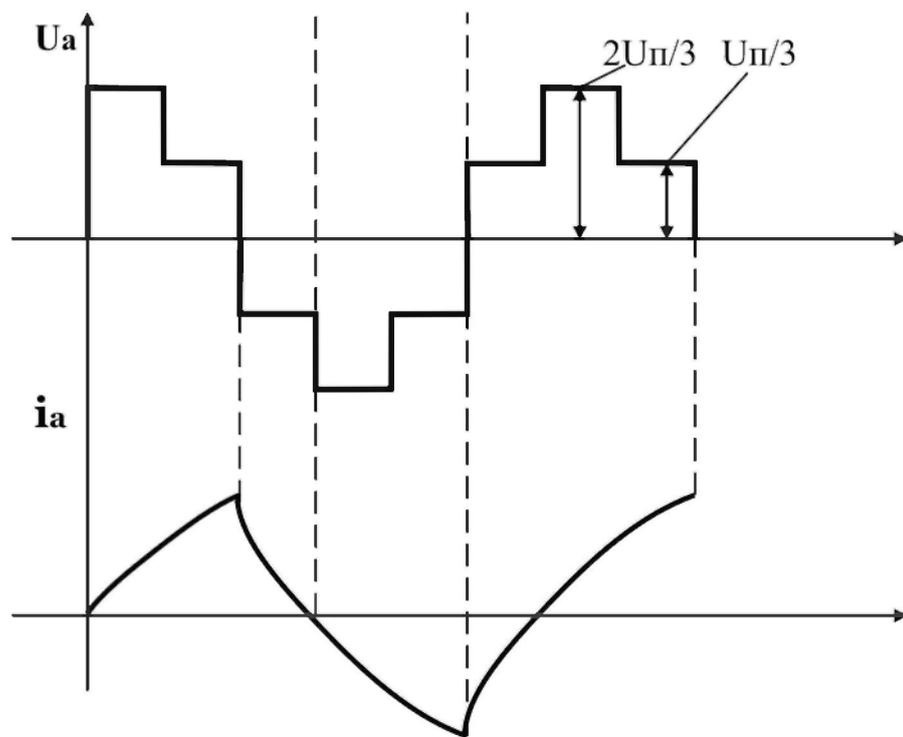
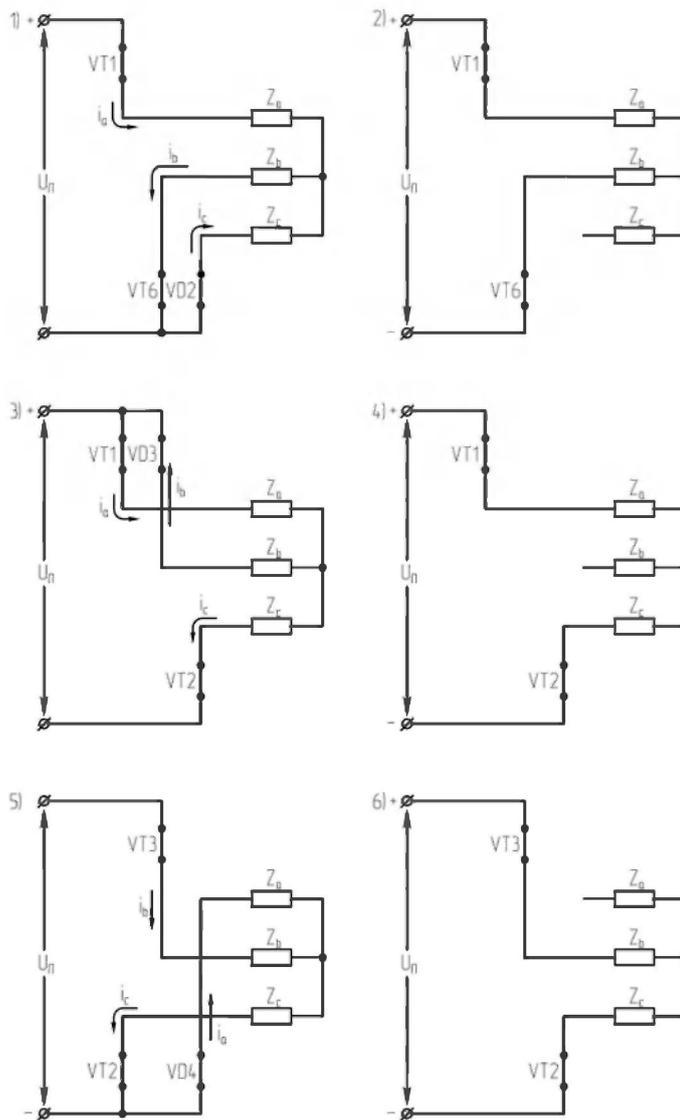


Рис. 42.6. Напряжение и ток фазы А трехфазного мостового АИН при  $\lambda = 120^\circ$  и  $\varphi \geq \pi/3$

**43. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРЕХФАЗНОГО АИН С УГЛОМ  
ПРОВОДИМОСТИ  $\lambda = 120^\circ$ . НАГРУЗКА  
АКТИВНО-ИНДУКТИВНАЯ,  $0^\circ < \varphi < 60^\circ$ , СОЕДИНЕНИЕ ЗВЕЗДА**

При  $\lambda = 120^\circ$  и  $\varphi < \pi/3$  схемы замещения инвертора изменяют свою структуру. Схемы замещения инвертора на интервалах 1 – 6 представлены на рис. 43.1.

- |   |   |
|---|---|
| 1) $0 < \theta < \varphi_C$                             | 4) $\varphi_B < \theta < \frac{2\pi}{3}$                  |
| 2) $\varphi_C < \theta < \frac{\pi}{3}$                 | 5) $\frac{2\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3} + \varphi_A$ |
| 3) $\frac{\pi}{3} < \theta < \frac{\pi}{3} + \varphi_B$ | 6) $\varphi_A < \theta < \pi$                             |



**Рис. 43.1. Схемы замещения АИН при  $\lambda = 120^\circ$  и  $\varphi < \pi/3$**

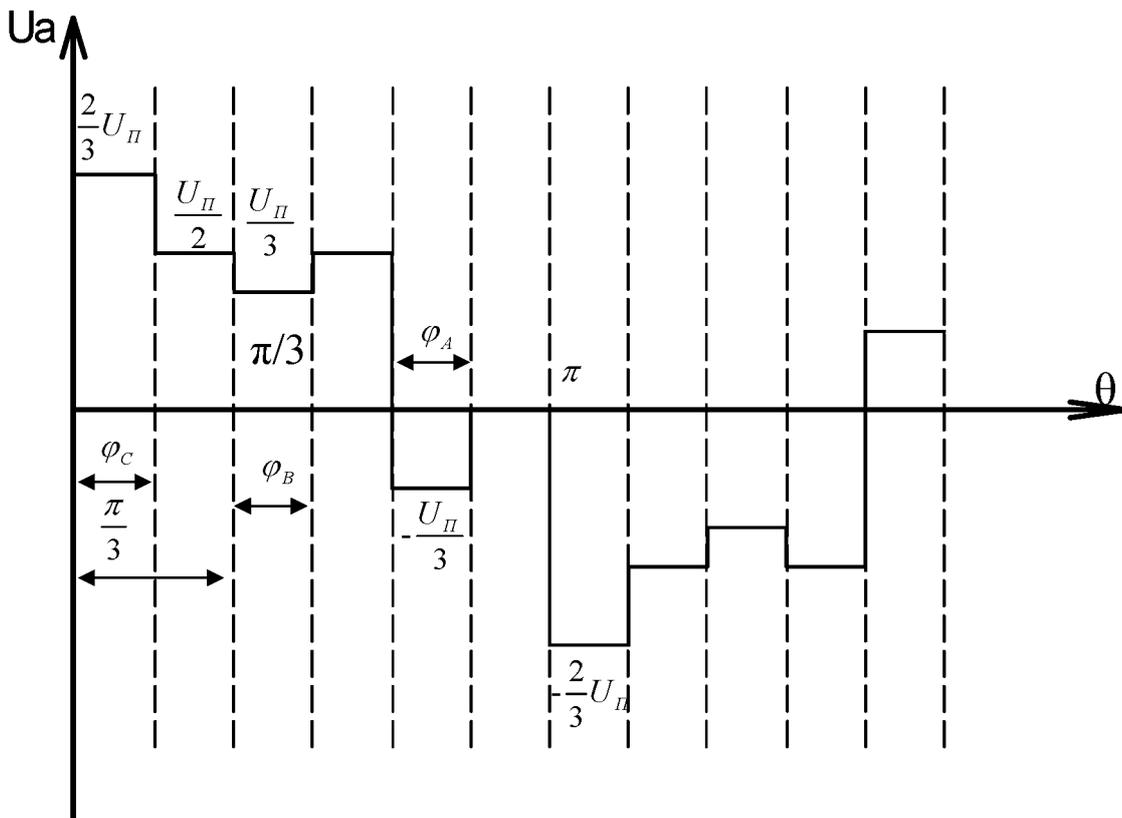


Рис. 43.2. Напряжение фазы А на выходе инвертора при  $\lambda = 120^\circ$  и  $\varphi < \pi/3$

*При  $\lambda=120^\circ$  форма напряжения на нагрузке зависит от коэффициента мощности (т.е. угла  $\varphi$ ).*

При активной нагрузке напряжение имеет форму прямоугольных импульсов с длительностью  $\lambda = 120^\circ$ .

При  $\lambda=120^\circ$  и  $\varphi \geq \frac{\pi}{3}$  форма напряжения на нагрузке аналогична, как и при  $\lambda=180^\circ$ .

При  $\lambda=120^\circ$  и  $0 < \varphi < \frac{\pi}{3}$  схемы замещения инвертора изменяют свою структуру и форма напряжения на нагрузке состоит из отрезков с амплитудами  $\pm \frac{1}{3}U_n, \pm \frac{1}{2}U_n, \pm \frac{2}{3}U_n$  (см. рис.43.2).

*При  $\lambda=180^\circ$  форма напряжения на нагрузке и схемы замещения инвертора не зависят от коэффициента мощности нагрузки.*

44. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРЕХФАЗНОГО МОСТОВОГО АИН С УГЛОМ ПРОВОДИМОСТИ  $\lambda = 150^\circ$  ПРИ ФОРМИРОВАНИИ КРИВОЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ.  
 НАГРУЗКА АКТИВНАЯ, СОЕДИНЕНИЕ ЗВЕЗДА

Силовая схема трехфазного мостового АИН приведена на рис. 44.1.

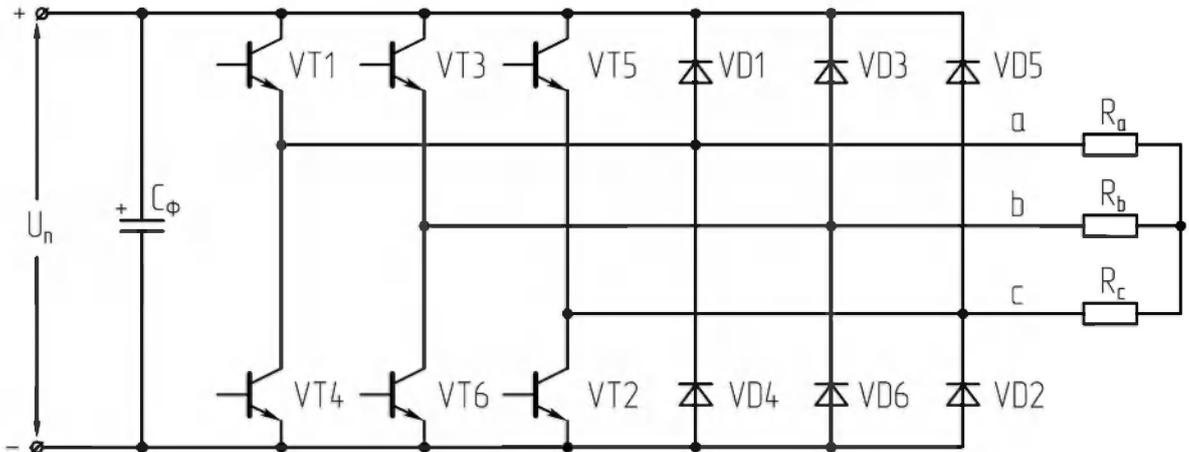


Рис. 44.1. Силовая схема трехфазного мостового АИН

Алгоритм переключения ключей инвертора при  $\lambda = 150^\circ$  приведен на рис. 44.2.

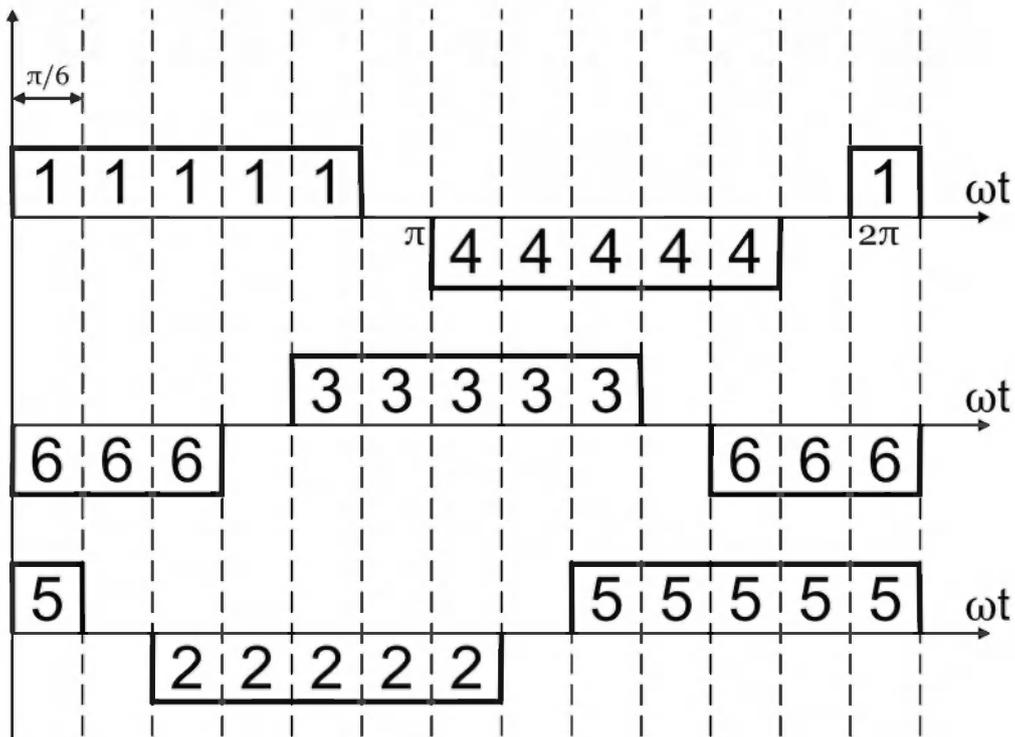


Рис. 44.2. Алгоритм переключения ключей инвертора при  $\lambda = 150^\circ$

Выполнение данного алгоритма позволяет получить на нагрузке кривую трехфазного симметричного несинусоидального переменного напряжения.

Из алгоритма переключения ключей инвертора следует, что в трехфазном мостовом АИН при  $\lambda = 150^\circ$  за период  $T$  выходного напряжения инвертора имеется 12 независимых сочетаний открытых и закрытых состояний транзисторов. При этом в каждый момент времени открыты либо три, либо два ключа. Схемы замещения АИН для шести временных интервалов приведены на рис. 44.3-44.8.

- $0 < \theta < \frac{\pi}{6}$ .

На данном интервале открыты транзисторы  $VT1, VT6, VT5$ . Схема замещения АИН приведена на рис. 44.3.

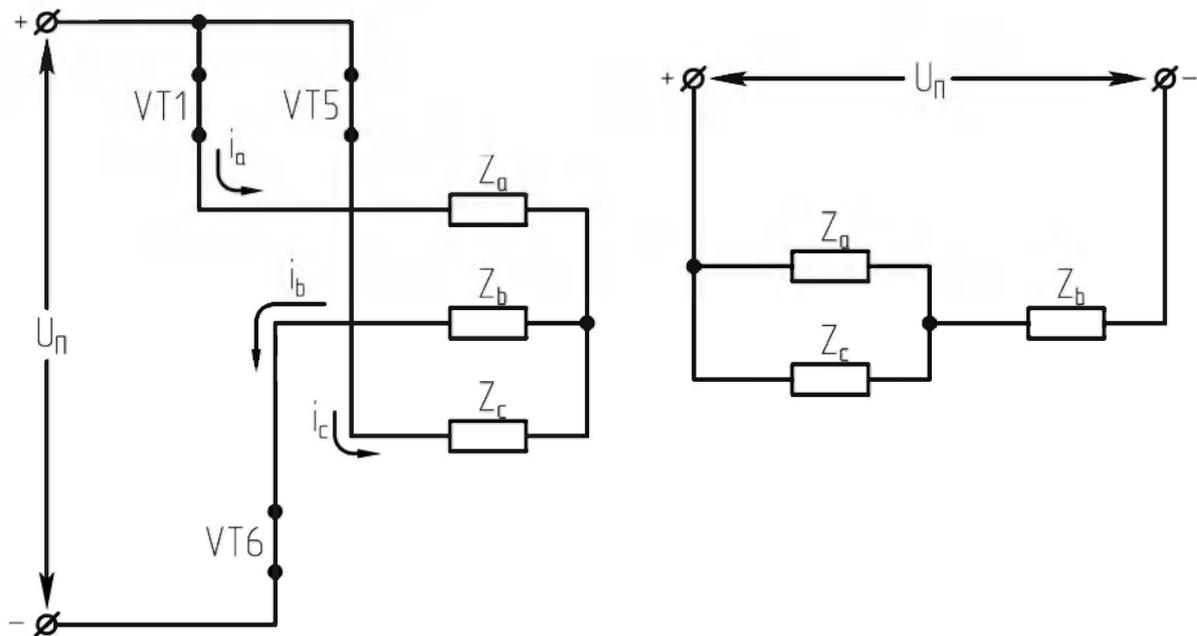


Рис. 44.3. Схема замещения при  $0^\circ < \varphi < 30^\circ$

$$U_a = \frac{1}{3} U_n.$$

$$2. \frac{\pi}{6} < \theta < \frac{\pi}{3}.$$

На данном интервале открыты транзисторы  $VT1$  и  $VT6$ . Схема замещения приведена на рис. 44.4.

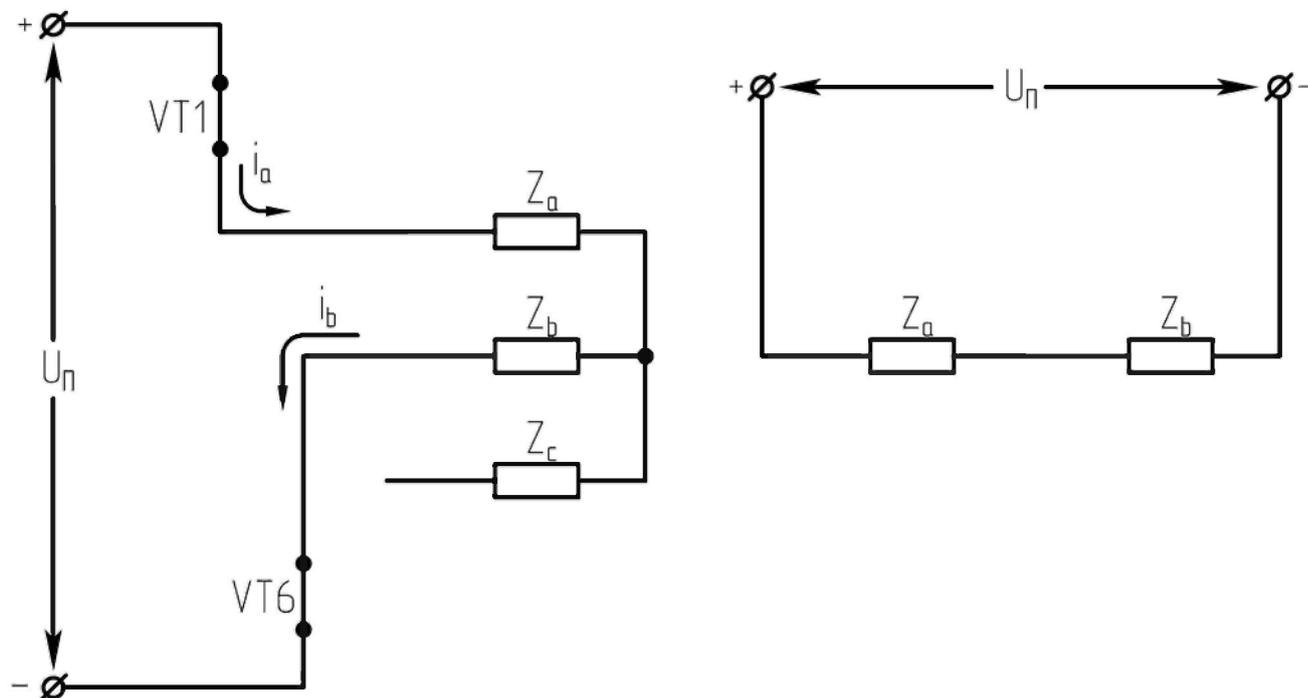


Рис. 44.4. Схема замещения при  $30^\circ < \varphi < 60^\circ$

$$U_a = \frac{1}{2}U_n.$$

$$3. \frac{\pi}{3} < \theta < \frac{\pi}{2}.$$

На данном интервале открыты ключи  $VT1, VT2, VT6$ . Схема замещения следующая:

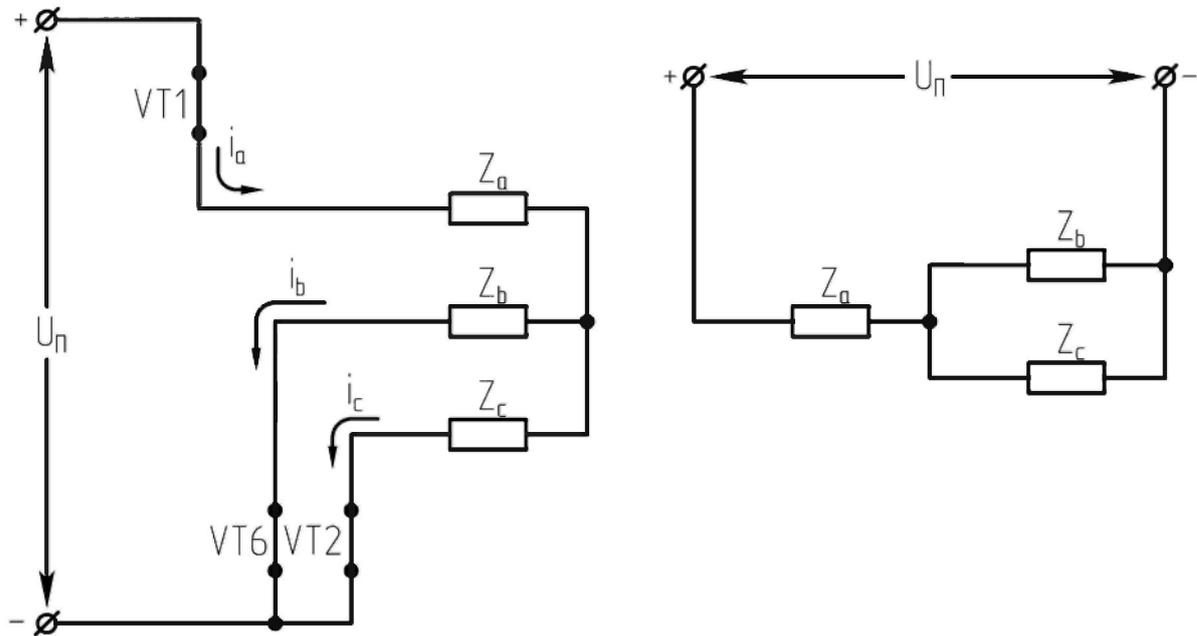


Рис. 44.5. Схема замещения при  $60^\circ < \varphi < 90^\circ$

$$U_a = \frac{2}{3} U_n.$$

$$4. \frac{\pi}{2} < \theta < \frac{2\pi}{3}.$$

На данном интервале открыты ключи  $VT1$  и  $VT2$ . Схема замещения приведена на рис. 44.6.

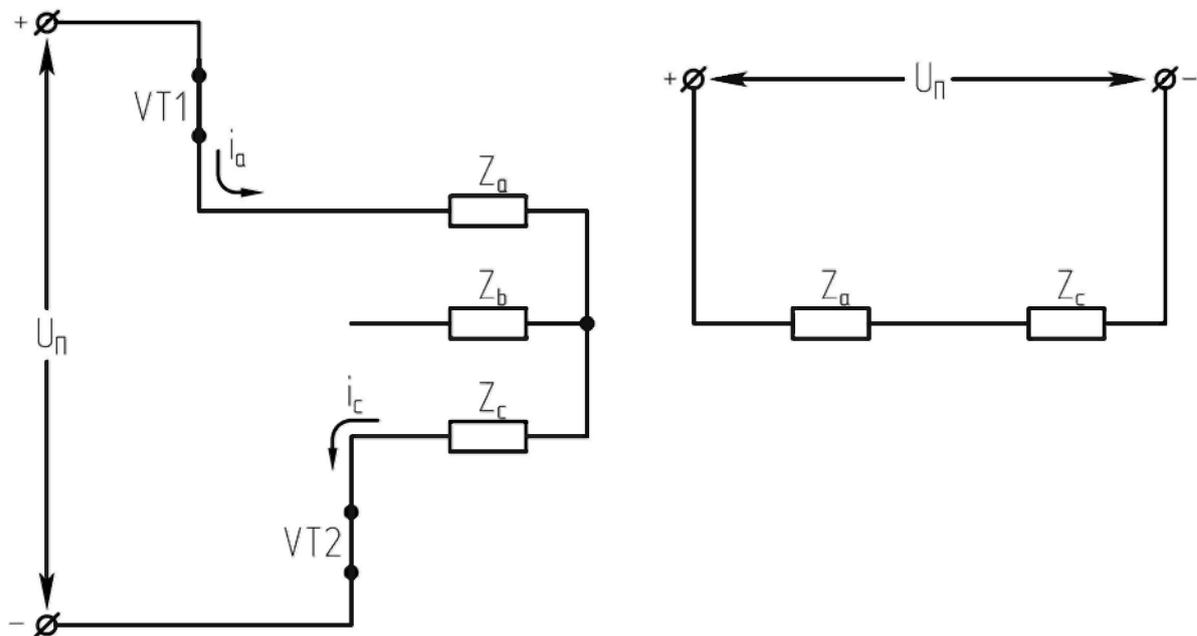


Рис. 44.6. Схема замещения при  $90^\circ < \varphi < 120^\circ$

$$U_a = \frac{1}{2} U_n.$$

$$5. \frac{2\pi}{3} < \theta < \frac{5\pi}{6}.$$

На данном интервале открыты ключи  $VT1, VT3, VT2$ . Схема замещения АИН приведена на рис. 44.7.

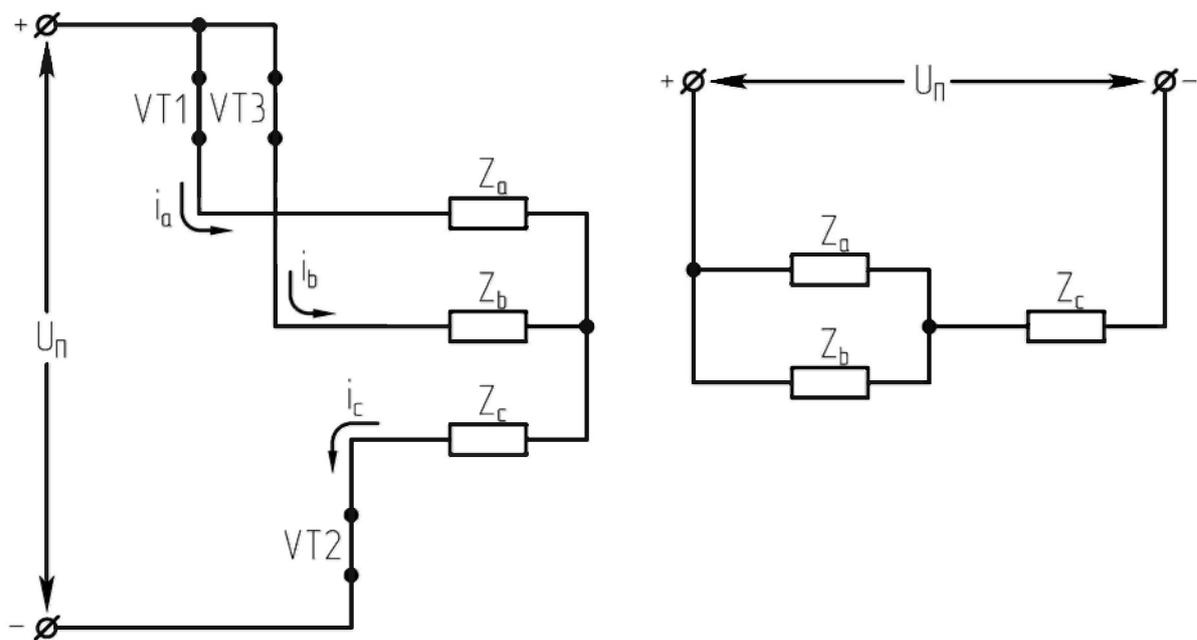


Рис. 44.7.Схема замещения при  $120^\circ < \varphi < 150^\circ$

$$U_a = \frac{1}{3}U_n.$$

$$6. \frac{5\pi}{6} < \theta < \pi.$$

На данном интервале открыты ключи  $VT3$  и  $VT2$ . Схема замещения АИН приведена на рис. 44.8.

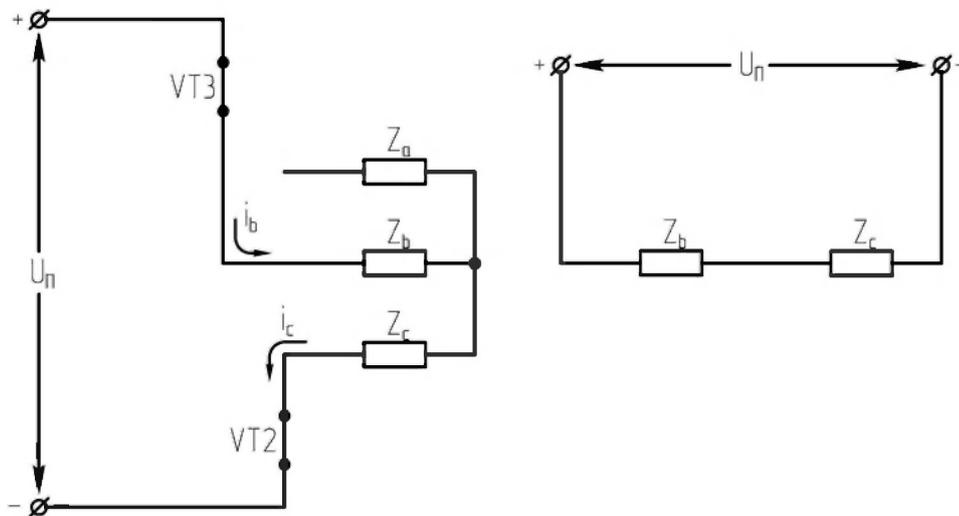


Рис. 44.8. Схема замещения при  $150^\circ < \varphi < 180^\circ$

$$U_a = 0.$$

Из схем замещения инвертора видно, что к каждой фазе нагрузки за период  $T$  выходного напряжения инвертора прикладываются напряжения:

$$\pm \frac{1}{3}U_i, \pm \frac{1}{2}U_i, \pm \frac{2}{3}U_i, 0 \text{ (см. рис. 44.9).}$$

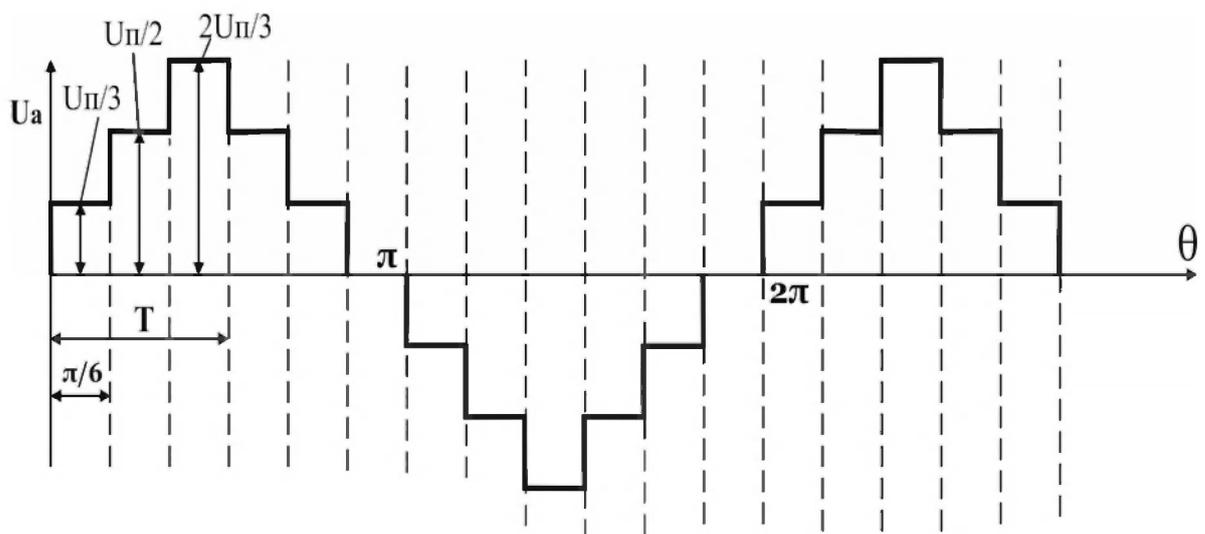


Рис. 44.9. Напряжение фазы  $A$  трехфазного мостового АИН при  $\lambda=150^\circ$  и активной нагрузке

## 45. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО ИНВЕРТОРА С НУЛЕВОЙ ТОЧКОЙ ТРАНСФОРМАТОРА С ОДНОСТУПЕНЧАТОЙ МЕЖВЕНТИЛЬНОЙ КОММУТАЦИЕЙ

Одноступенчатая коммутация – это такая, когда для запираания работавшего тиристора используется вступающий в работу тиристор.

Межвентильная коммутация – это такая коммутация, при которой запираение тиристорov происходит при поочередном включении вентиляев.

Силовая схема однофазного инвертора с нулевой точкой трансформатора, выполненная на тиристорах, представлена на рис. 45.1.

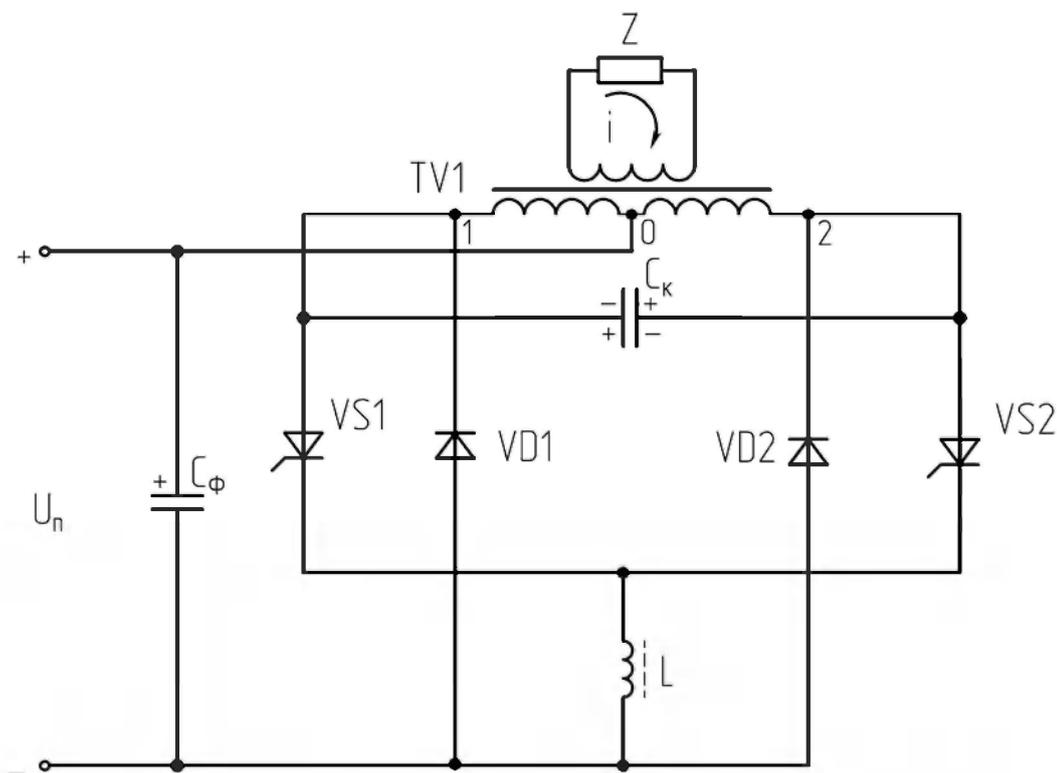


Рис. 45.1. Схема однофазного инвертора с нулевой точкой трансформатора

Переменное напряжение на  $RL$ -нагрузке  $Z$  инвертора возникает в результате поочередной работы тиристорov  $VS1$  и  $VS2$ , которые подключают полуобмотки  $0-1$  и  $0-2$  выходного трансформатора  $TV1$  к источнику постоянного напряжения  $U_n$  через дроссель  $L$ . Обратные или возвратные диоды  $VD1$  и  $VD2$ , как и в других схемах инвертора, служат для возврата реактивной энергии в источник питания.

Применение дросселя  $L$  является обязательным, поскольку он препятствует быстрому нарастанию тока через конденсатор  $C_k$ , а также предотвращает опрокидывание инвертора при включении очередного тиристора. Пусть в момент времени  $t=0$  открыт тиристор  $VS1$ . При этом напряжение на нагрузке будет равно напряжению питания  $U_{II}$  ( $K_{mp}=1$ ). Конденсатор  $C_k$  заряжен до напряжения  $+2U_{II}$ , поскольку напряжение на нём равно напряжению на полной обмотке трансформатора 1-2. Полярность на  $C_k$  указана сверху на схеме, т.к. он заряжался током, протекающим через полуобмотку 0-2 и  $VS1$ .

Временные диаграммы работы инвертора приведены на рис. 45.2. Время от  $t_1$  до  $t_3$  – это интервал коммутации. Причем на диаграммах это время коммутации непропорционально увеличено.

При  $t= t_1$  подается открывающий импульс на тиристор  $VS2$ . Тиристор открывается и ток нагрузки в этот момент времени равен  $I_0$ . Через открывшийся тиристор  $VS2$  напряжение конденсатора  $C_k$  прикладывается к тиристорам  $VS1$  в обратном направлении (параллельная коммутация), при этом тиристор  $VS1$  начинает закрываться и ток нагрузки из цепи тиристора  $VS1$  переходит в цепь:  $C_k$ – $VS2$  и конденсатор  $C_k$  перезаряжается. Перезаряд конденсатора  $C_k$  приводит к изменению напряжения на нагрузке. В момент времени  $t_2$  напряжение на конденсаторе  $C_k$  на нагрузке и тиристоре  $VS1$  становится равным нулю и с этого момента времени начинает изменять свою полярность. К этому моменту времени тиристор  $VS1$  должен полностью восстановить свои управляющие и запирающие свойства.

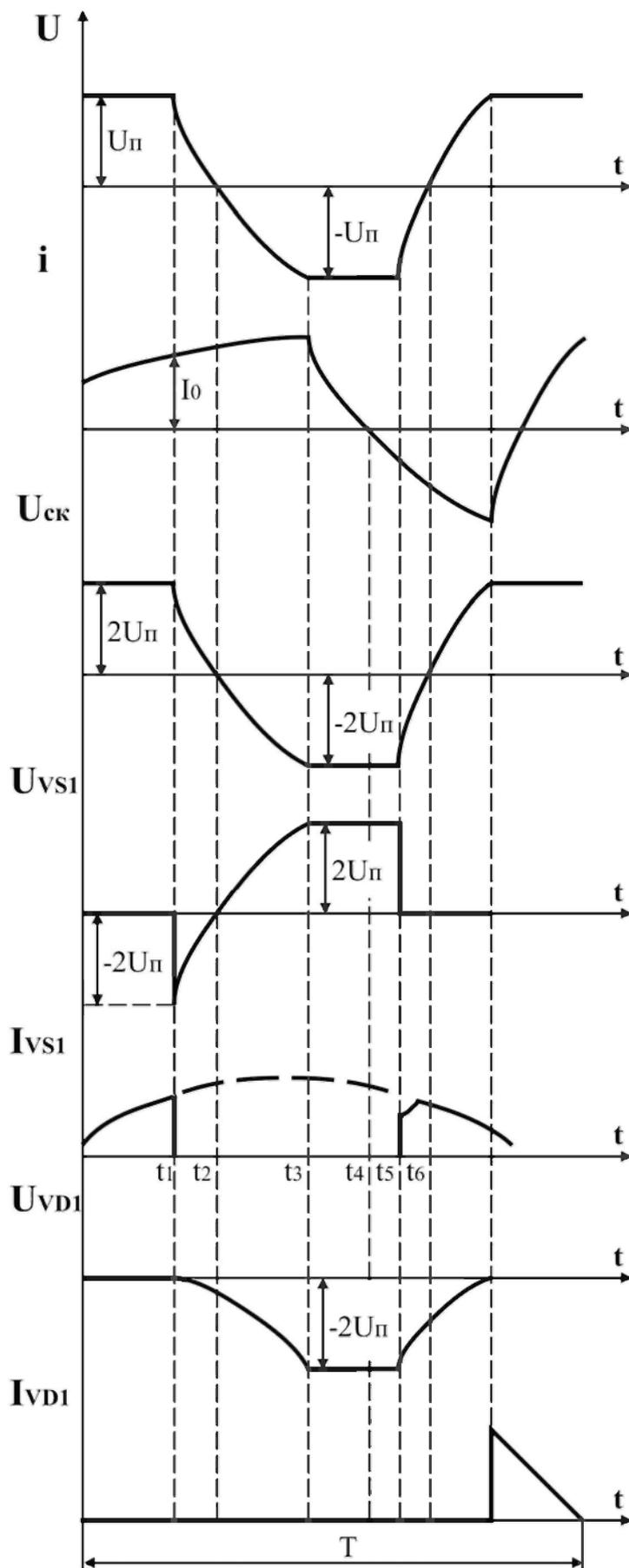


Рис. 45.2. Временные диаграммы работы инвертора с нулевой точкой трансформатора

В момент времени  $t=t_3$  напряжение на конденсаторе  $C_k$  становится равным  $-2U_{II}$ , на нагрузке  $-U_{II}$ , а на тиристоре  $VS1 + 2U_{II}$ . Напряжение на диоде  $VD2$  равно нулю, а ток конденсатора  $C_k$  скачком уменьшается до нуля. При этом ток в полуобмотке  $\theta-1$  исчезает, а в полуобмотке  $\theta-2$  становится равным  $-I_0$ . Начиная с момента времени  $t_3$  ток нагрузки замыкается через обратный диод  $VD2$ , который за счет действия ЭДС самоиндукции нагрузки открылся. При этом энергия, запасенная в индуктивности, по цепи:  $VD2 - \text{полуобмотка } \theta-2 - +U_{II} - C_\phi$  возвращается в источник питания. Часть энергии рассеивается в активных сопротивлениях и проводах. Ток нагрузки спадает до нуля в момент времени  $t=t_4$  и переходит в тиристор  $VS2$ , на который в этот момент времени должен быть подан открывающий импульс. Открывающий импульс на тиристоре  $VS2$  должен быть широким, чтобы угол  $\alpha$  был больше, чем угол сдвига  $\varphi$  между током и напряжением.

Данная схема при использовании идеальных элементов (не имеющая активных сопротивлений) оказывается неработоспособной, т.к. ток в дросселе в течение коммутационного периода возрастает. И если энергию, накапливаемую в дросселе от одной коммутации к другой, не рассеивать, то ток в дросселе будет возрастать, что приведет к уменьшению коммутационной способности коммутирующего контура. При этом уменьшается время, в течение которого к выходящему из работы тиристорному прикладывается обратное напряжение. Такой процесс будет продолжаться до тех пор, пока инвертор не опрокинется. Для гашения части энергии коммутирующего контура в схему вводят либо дополнительное активное сопротивление, либо используют схемы, позволяющие отдавать часть энергии контура коммутации в источник питания.

## 46. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО ИНВЕРТОРА С ОДНОСТУПЕНЧАТОЙ КОММУТАЦИЕЙ

Силовая схема однофазного мостового инвертора, выполненная на тиристорах, представлена на рис. 46.1.

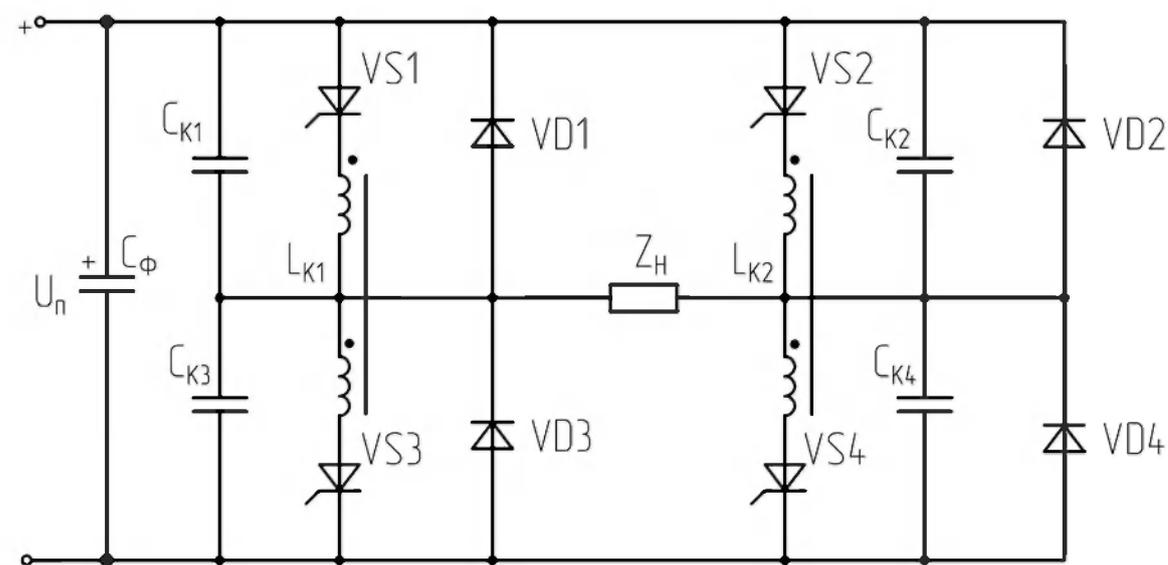


Рис. 46.1 Схема однофазного мостового инвертора напряжения с одноступенчатой коммутацией

В данном инверторе для коммутации основных тиристоров используют коммутирующие конденсаторы  $C_{k1} \dots C_{k4}$  и коммутирующие дроссели  $L_{k1}$  и  $L_{k2}$ , каждый с двумя полуобмотками (рис.46.1). Коммутация выходящих из работы тиристоров осуществляется при отпирании вступающих в работу тиристоров. Тиристоры в схеме проводят ток попарно в противофазе с одинаковой длительностью открытого и закрытого состояний: либо  $VS1$  и  $VS4$ , либо  $VS2$  и  $VS3$ .

Пусть в некоторый момент времени открыты тиристоры  $VS1$  и  $VS4$ . Тиристоры  $VS2$  и  $VS3$  и обратные диоды  $VD1$  и  $VD4$  при этом ток не проводят. В этот момент времени напряжение на конденсаторах  $C_{k2}$  и  $C_{k3}$  будет равно напряжению питания  $U_n$ , а на конденсаторах  $C_{k1}$  и  $C_{k4}$  будет равно нулю

(падением напряжения на  $VS$  и  $L_k$  пренебрегаем). Конденсатор  $C_{к2}$  заряжается по цепи:

$+U_{\Pi} - C_{к2} - L_{к2(нижняя)} - VS4 - -U_{\Pi}$ , а  $C_{к3}$  – по цепи:  $+U_{\Pi} - VS1 - L_{к1(верхняя)} - C_{к3} - -U_{\Pi}$ .

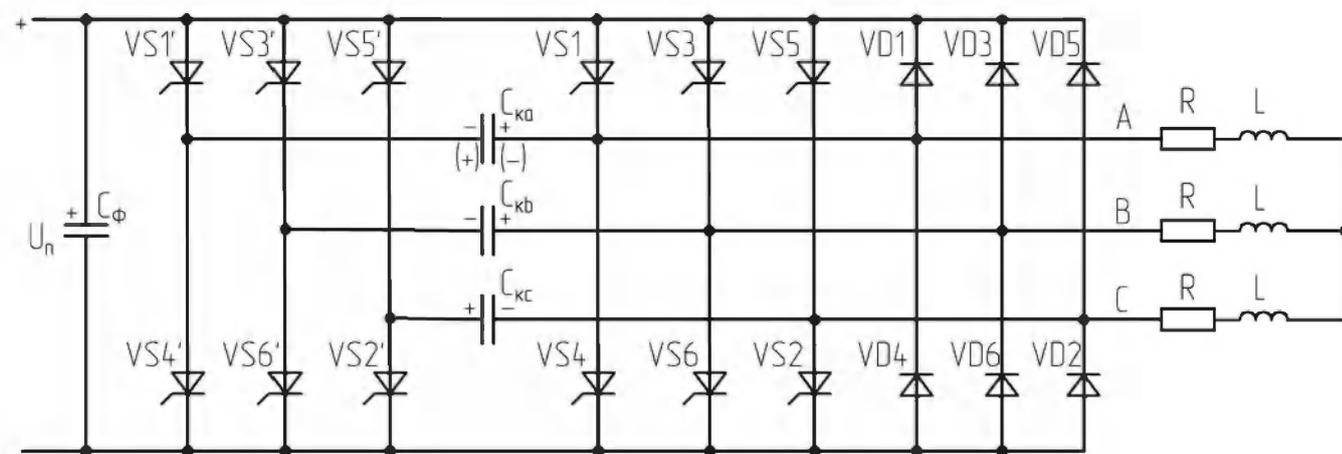
Запирание тиристоров  $VS1$  и  $VS4$  начинается с момента подачи открывающих импульсов на  $VS2$  и  $VS3$ . Через открывшиеся  $VS2$  и  $VS3$  к полуобмоткам коммутирующих дросселей: верхнего  $L_{к2}$  и нижнего  $L_{к1}$  прикладывается  $U_{ск} = U_{\Pi}$ .

Из-за протекания тока по этим полуобмоткам в других полуобмотках наводятся ЭДС взаимоиндукции, равные напряжению питания  $U_{\Pi} (m=1)$ . Эта ЭДС прикладываются в обратном направлении к тиристоры  $VS1$  через конденсатор  $C_{к1}$  и к тиристоры  $VS4$  через конденсатор  $C_{к4}$ . Вследствие этого тиристоры  $VS1$  и  $VS4$  закрываются, конденсаторы  $C_{к2}$  и  $C_{к3}$  разряжаются до нуля, а конденсатор  $C_{к1}$  через  $VS3$  и  $C_{к4}$  через  $VS2$  заряжаются до напряжения питания. С этого момента схема готова к очередной коммутации.

На интервалах, когда ток и напряжение имеют разные знаки, часть энергии, накопленная в индуктивности нагрузки, возвращается в конденсатор  $C_{\phi}$  через обратные диоды.

## 47. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРЕХФАЗНОГО МОСТОВОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С ДВУХСТУПЕНЧАТОЙ ПОФАЗНОЙ КОММУТАЦИЕЙ

Пофазная коммутация – это такая коммутация, при которой для коммутации используется один коммутирующий конденсатор для коммутации пары тиристоров, подключенных к одной фазе нагрузки. В силовую схему инвертора входят основные или рабочие тиристоры ( $VS1 \dots VS6$ ), вспомогательные или коммутирующие тиристоры ( $VS1' \dots VS6'$ ), коммутирующие конденсаторы:  $C_{ка}$ ,  $C_{кв}$ ,  $C_{кс}$  и мост обратных диодов ( $VD1 \dots VD6$ ) (см. рис. 47.1).



**Рис. 47.1. Схема однофазного мостового инвертора напряжения с одноступенчатой коммутацией**

Интервал проводимости вентиля ( $\lambda = 180^\circ$ ), т.е. в каждый момент времени в схеме включены три рабочих тиристора. Предположим, что включены тиристоры  $VS1$ ,  $VS2$ ,  $VS3$ . При этом коммутирующие конденсаторы:  $C_{ка}$ ,  $C_{кв}$ ,  $C_{кс}$  будут заряжены с полярностью, указанной на схеме (рис.47.1). В соответствии с алгоритмом работы ключей инвертора при очередной коммутации должен закрыться  $VS1$  и открыться  $VS4$ . Для запираания  $VS1$  подают открывающий импульс на коммутирующий тиристор  $VS1'$  и с этого момента времени начинается процесс коммутации.  $VS1'$  открывается и  $C_{ка}$  начинает разряжаться по цепи:  $-C_{ка} \rightarrow VD1 \rightarrow VS1 \rightarrow -C_{ка}$ . Вследствие этого рабочий тиристор  $VS1$  оказывается под обратным напряжением закрывается. При этом, в момент открывания  $VS1'$ , ток

нагрузки начинает протекать через него и конденсатор  $C_{ка}$ , вследствие чего  $C_{ка}$  перезаряжается с полярностью, указанной на схеме в скобках. Заряд конденсатора  $C_{ка}$  будет происходить до тех пор, пока он полностью не зарядится до напряжения источника питания  $U_{п}$ . При этом ток конденсатора  $C_{ка}$  спадет до нуля, а тиристор  $VS1'$  закроется, как и при последовательной емкостной коммутации. Обычно после закрывания  $VS1'$  предусматривают короткую паузу перед подачей открывающего импульса на рабочий тиристор  $VS4$  для повышения надежности работы схемы за счет исключения одновременного проводящего состояния тиристоров  $VS1$  и  $VS4$ .

При подаче открывающего импульса на  $VS4$  он не откроется, так как в фазе А действует ЭДС самоиндукции, стремящаяся поддержать ток в данной фазе в том же направлении. Поэтому, под действием этой ЭДС самоиндукции откроется диод  $VD4$  и ток в фазе А будет протекать в том же направлении по цепи: фаза А – фаза С –  $VS2$  –  $VD4$  – фаза А. Как только ток в этом контуре спадет до нуля, диод  $VD4$  закроется и откроется тиристор  $VS4$ .

Описанная выше ситуация соответствовала сдвигу фаз между током и напряжением  $\varphi < \pi/3$ .

Если угол  $\varphi > \pi/3$  отличие будет в следующем: при запираии тиристора  $VS1$  тиристор  $VS4$  не откроется из-за действия ЭДС самоиндукции. По истечении времени  $\theta = \pi/3$  подается открывающий импульс на коммутирующий тиристор  $VS2'$  и конденсатор  $C_{кк}$  обратным напряжением закрывает тиристор  $VS2$ . Подача открывающего импульса на тиристор  $VS5$  не приводит к его открыванию из-за действия ЭДС самоиндукции в фазе С. Следовательно, к этому моменту времени в схеме остается открытым лишь один тиристор  $VS3$ . Под действием ЭДС самоиндукции фазы С открывается диод  $VD5$  и продолжающий протекать ток фаз А и С замкнется по контуру: фаза С –  $VD5$  –  $+C_{\phi}$  –  $-C_{\phi}$  –  $VD4$  – фаза А – фаза С. При этом происходит возврат части запасенной энергии в конденсатор фильтра  $C_{\phi}$ . Ток фазы В замыкается по цепи: фаза В – фаза С –  $VD5$  –  $VS3$  – фаза В. Следовательно, энергия фазы В рассеивается в активных сопротивлениях инвертора. В момент времени  $\theta = \varphi$  ток в фазе А спадет до нуля и, следовательно,

откроется тиристор  $V_{S4}$ . Так как момент открывания тиристоров в схеме зависит от угла  $\varphi$  (угол сдвига между током и напряжением), т.е. зависит от соотношения между активным сопротивлением и индуктивностью нагрузки, то для управления тиристорами инвертора нужно использовать широкие импульсы открывания с длительностью, равной полупериоду выходной частоты.

## 48. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО ИНВЕРТОРА С МНОГОКРАТНОЙ КОММУТАЦИЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОГРАММНОГО СПОСОБА

При формировании кривой выходного напряжения методом однократной коммутации выходное напряжение инвертора имеет ступенчатый вид и содержит значительное количество высших гармоник. В шестиступенчатой кривой напряжения трёхфазного инвертора отсутствует третья и кратные ей гармоники, а суммарное содержание высших гармонических составляет 31,08% основной гармоники.

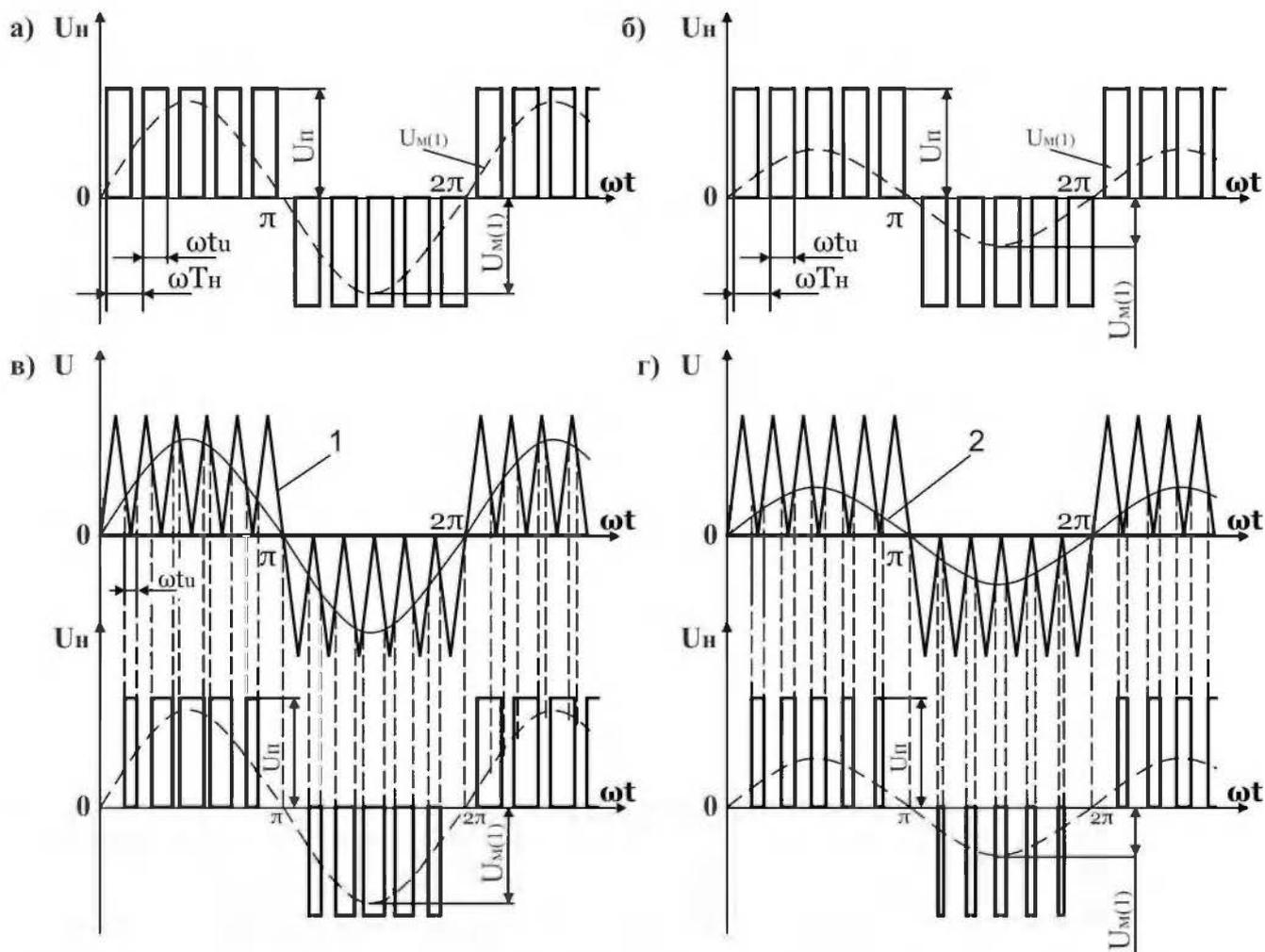
При одноступенчатой кривой однофазного инвертора содержание высших гармонических составляет 48,4%.

Устранить гармоники с низким порядковым номером на выходе инвертора можно путем использования многократной коммутации.

Применяя многократные включения и выключения тиристорov на интервале одного периода можно задавать ток нагрузки требуемой формы, а также обеспечивать плавное регулирование эффективного значения выходного напряжения, в данном случае с многоимпульсной модуляцией в АИН. Возможны разнообразные алгоритмы многоимпульсной модуляции. Наибольшее применение находит широтно-импульсная модуляция (ШИМ) с формированием огибающей в виде прямоугольника, трапеции и синусоиды. Соответственно такие виды ШИМ получили название *прямоугольной, трапецидальной и синусоидальной модуляции*.

Прямоугольная модуляция часто называется способом широтно-импульсного регулирования (ШИР) (рис. 48.1 а, б). На интервале одного полупериода выходного напряжения главные тиристоры инвертора включаются и выключаются многократно с частотой  $f_n$ , превышающей основную частоту  $f_1$  в определенное число раз. Кратность частот  $k_F = f_n/f_1 = T_1/T_n$  (где  $f_n$ ,  $f_1$ ,  $T_n$ ,  $T_1$  – соответственно частота и период несущей и основной частот напряжения) влияет на содержание высших гармонических составляющих. При увеличении  $k_F$  снижается содержание высших гармонических составляющих низкого порядка и

возрастает содержание гармонических составляющих высокого порядка, частота которых кратна несущей частоте. При изменении длительности импульса  $t_u$  регулируется скважность в пределах групп импульсов, формирующих положительную и отрицательную полуволны выходного напряжения.



**Рис. 48.1. Кривые выходного напряжения инвертора при регулировании методом многоимпульсной модуляции:**  
**а, б – прямоугольной; в, г – по закону синуса;**  
**1 – опорное напряжение; 2 – модулирующая синусоида**

Амплитуда первой (основной) гармоники  $U_{M(1)}$  пропорциональна коэффициенту заполнения ( $k_s = t_u/T_H$ ) кривой импульсной последовательности или скважности  $\gamma$ . При этом общее содержание гармоник в выходном напряжении значительно меньше, чем при одноимпульсной модуляции.

Еще более сильное снижение содержания высших гармонических составляющих достигается при широтно-импульсной модуляции по закону синуса

( $t_u = T_u \sin \omega t, 0 < \omega t < \pi$ ) (рис. 48.1 в, г). В схеме управления инвертором формируется последовательность сигналов треугольной формы (опорное напряжение), которая сравнивается с модулирующей синусоидой. Точки пересечения кривых определяют длительность импульса  $t_u$  выходного напряжения. Частота основной гармонической составляющей выходного напряжения  $f_1$  совпадает с частотой модулирующего напряжения, а амплитуда  $U_{M(1)}$  пропорциональна амплитуде модулирующего напряжения.

При этом полупериод выходного напряжения состоит из серий импульсов неравной длительности повышенной частоты. Обеспечить такое управление можно следующими путями:

- 1) формируя напряжение в соответствии с определенной программой;
- 2) путем ШИМ;
- 3) с помощью замкнутых импульсных систем.

В любом из этих случаев кривая выходного напряжения на каждом полупериоде может состоять из импульсов одной полярности (однополярная модуляция) или из импульсов разной полярности (двухполярная модуляция). Рассмотрим эти виды модуляции на примере однофазного мостового инвертора, силовая схема которого показана на рис. 48.2.

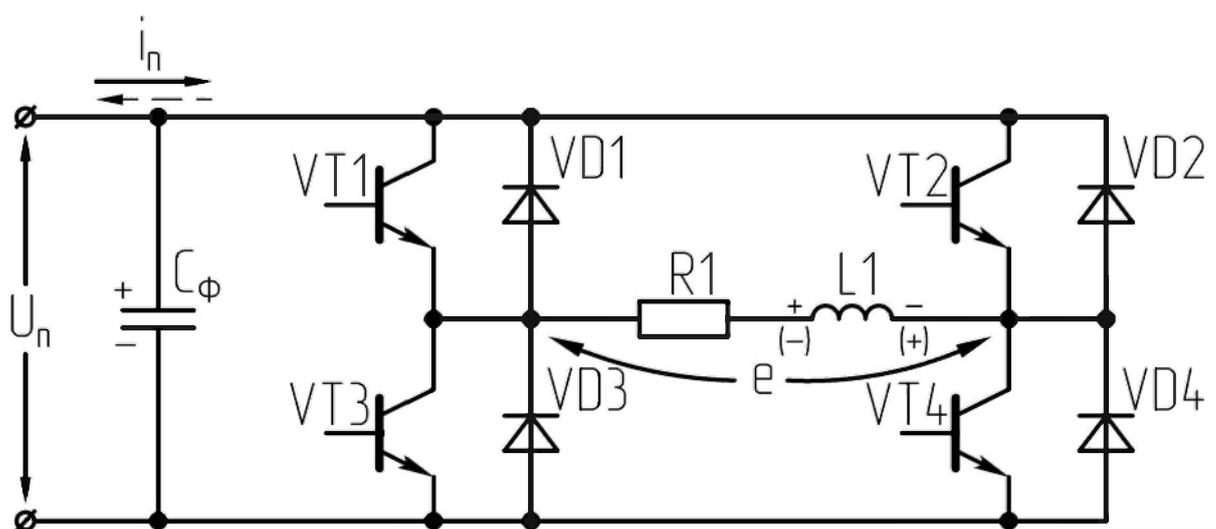
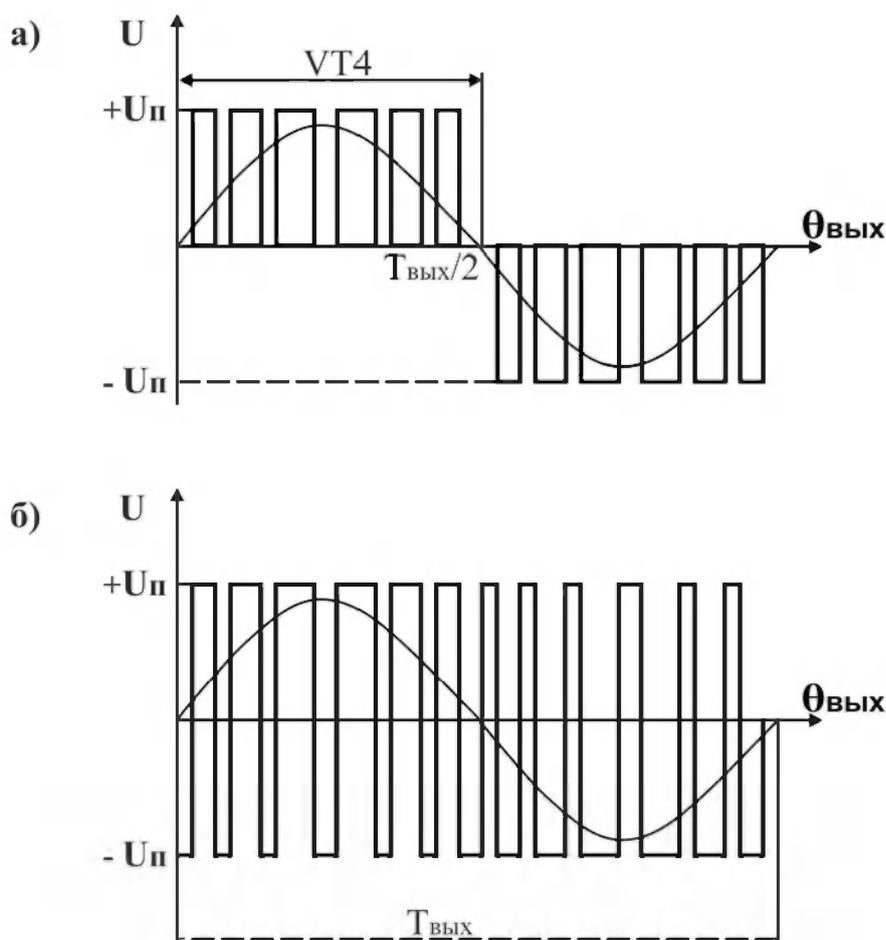


Рис. 48.2. Силовая схема однофазного мостового инвертора

**В программном способе** осуществляется расчет момента открывания тиристоров.

Для получения однополярной модуляции (рис. 48.3 а) необходимо в течение положительного полупериода выходного напряжения держать открытым  $VT4$  и  $VT1$ ,  $VT3$  коммутировать с высокой частотой в противофазе,  $VT2$  – закрыт.



**Рис. 48.3. Формирование кривой выходного напряжения инвертора при однополярной (а) и двухполярной (б) модуляциях**

При  $0 < \theta < T/2$  и открытом  $VT1$   $U_{нагр} = U_{п}$ , если  $VT1$  – закрыт, то ток течет по цепи  $VT4 - VD3$  и напряжение на нагрузке равно нулю. В отрицательный полупериод выходного напряжения  $VT3$  открыт, а  $VT2, VT4$  коммутруются в противофазе с высокой частотой;  $VT1$  – закрыт. Когда  $VT2$  открыт, напряжение на нагрузке равно  $-U_{п}$ , а когда  $VT2$  – закрыт, то ток течет по цепи  $VT3 - VD4$  и напряжение на нагрузке равно нулю.

При двухполярной модуляции (см.рис.48.3б) транзисторы в схеме коммутируются поочередно  $VT1, VT4$  или  $VT2, VT3$ . Если открыты  $VT1, VT4$ , то к нагрузке прикладывается напряжение  $+U_{II}$ , а если открыты  $VT2, VT3$ , то к нагрузке прикладывается напряжение  $-U_{II}$ .

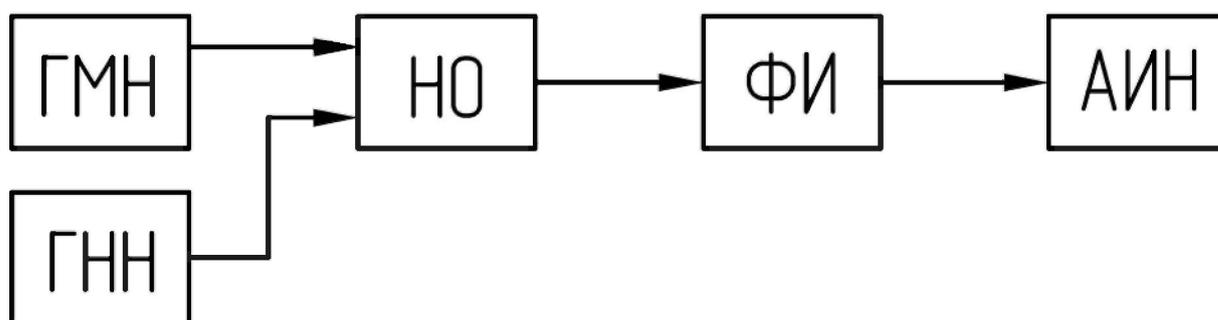
При двухполярной модуляции на одном полупериоде ширина положительных импульсов превышает ширину отрицательных, а на втором – наоборот.

При формировании кривой выходного напряжения инвертора программным путем моменты времени (или углы) дополнительных коммутаций выбираются из условия подавления наиболее весомых гармоник, близких к основной.

Углы дополнительных коммутаций можно определить путем приравнивания к нулю тех гармонических, которые нужно подавить. Рассчитанные углы вносятся в программу работы вентиля инвертора, которая обеспечивает закрывание и открывание вентиля в рассчитанные моменты времени.

## 49. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО ИНВЕРТОРА С МНОГОКРАТНОЙ КОММУТАЦИЕЙ ПУТЕМ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

При формировании выходного напряжения инвертора методом ШИМ открывающие импульсы формируются в результате сравнения модулирующего напряжения (с частотой выходного напряжения) с несущим напряжением высокой частоты. Структурная схема СУ АИН при формировании кривой выходного напряжения методом ШИМ представлена на рис. 49.1.



**Рис. 49.1. Структурная схема СУ АИН при формировании кривой выходного напряжения методом ШИМ**

На рисунке приняты следующие обозначения:

ГМН – генератор модулирующего напряжения (с частотой выходного напряжения инвертора);

ГНН – генератор несущего напряжения высокой частоты;

НО – нуль-орган;

ФИ – формирователь импульсов;

АИН – автономный инвертор напряжения.

Выходное напряжение инвертора при однополярной ШИМ (рис. 49.2 а)

можно записать в виде системы : 
$$\begin{cases} U = U_n \text{ при } E_m > E_n \\ U = 0 \text{ при } E_m < E_n \end{cases} .$$

При двухполярной ШИМ (рис. 49.2 б) выходное напряжение инвертора можно записать в виде системы: 
$$\begin{cases} U = U_{\Pi} \text{ при } E_m \geq E_n \\ U = -U_{\Pi} \text{ при } E_m < E_n \end{cases}$$

Для симметрии кривой выходного напряжения АИН число дополнительных коммутаций внутри интервала  $0 < \theta < \pi$  должно быть четным.

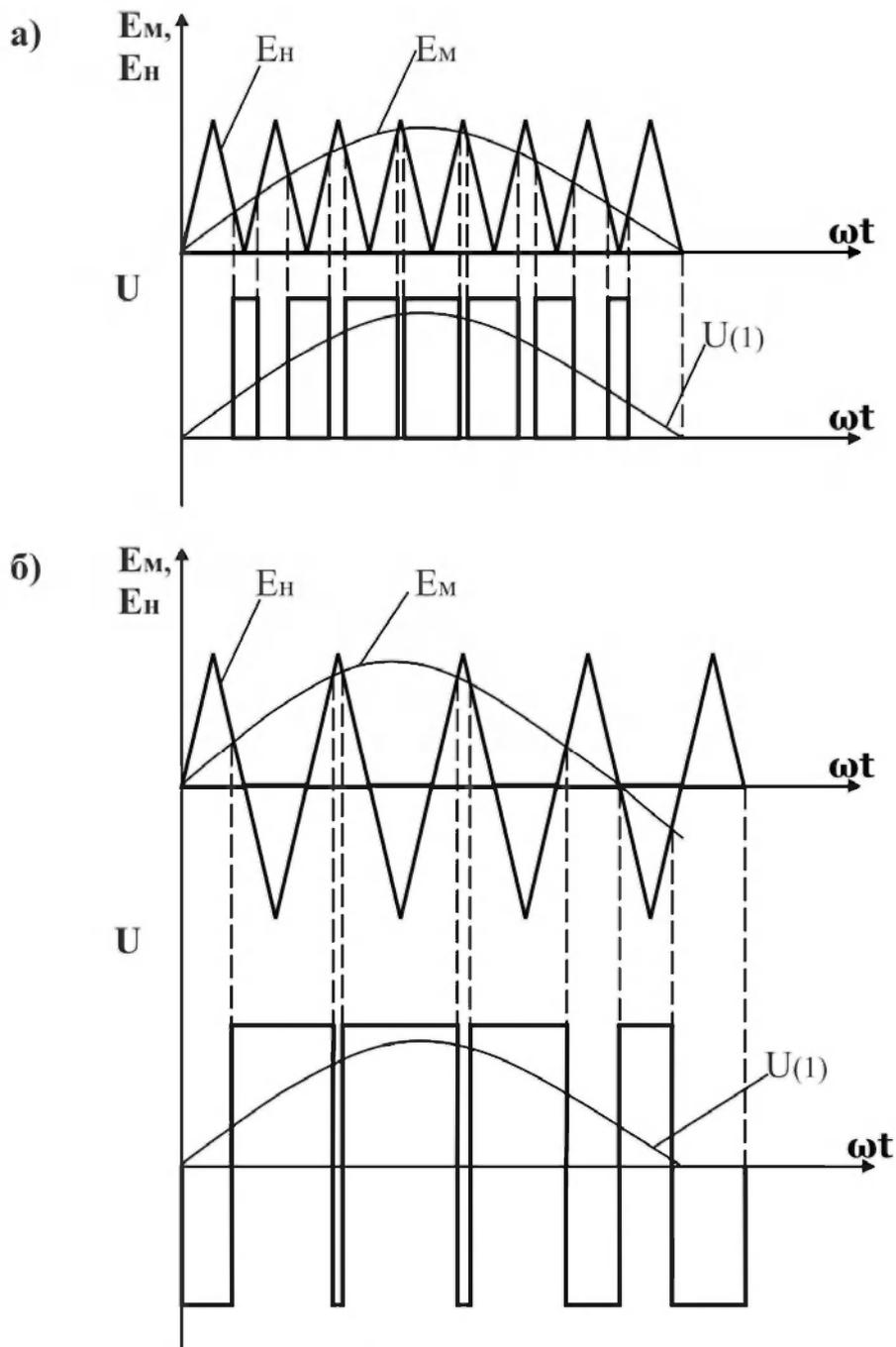


Рис. 49.2. Формирование кривой выходного напряжения инвертора методом однополярной ШИМ (а) и двухполярной ШИМ (б)

## 50. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО ИНВЕРТОРА С МНОГОКРАТНОЙ КОММУТАЦИЕЙ В ЗАМКНУТОЙ ИМПУЛЬСНОЙ СИСТЕМЕ

Схема формирования выходного напряжения (или тока) в замкнутой импульсной системе на примере однофазного мостового инвертора приведена на рис. 50.1.

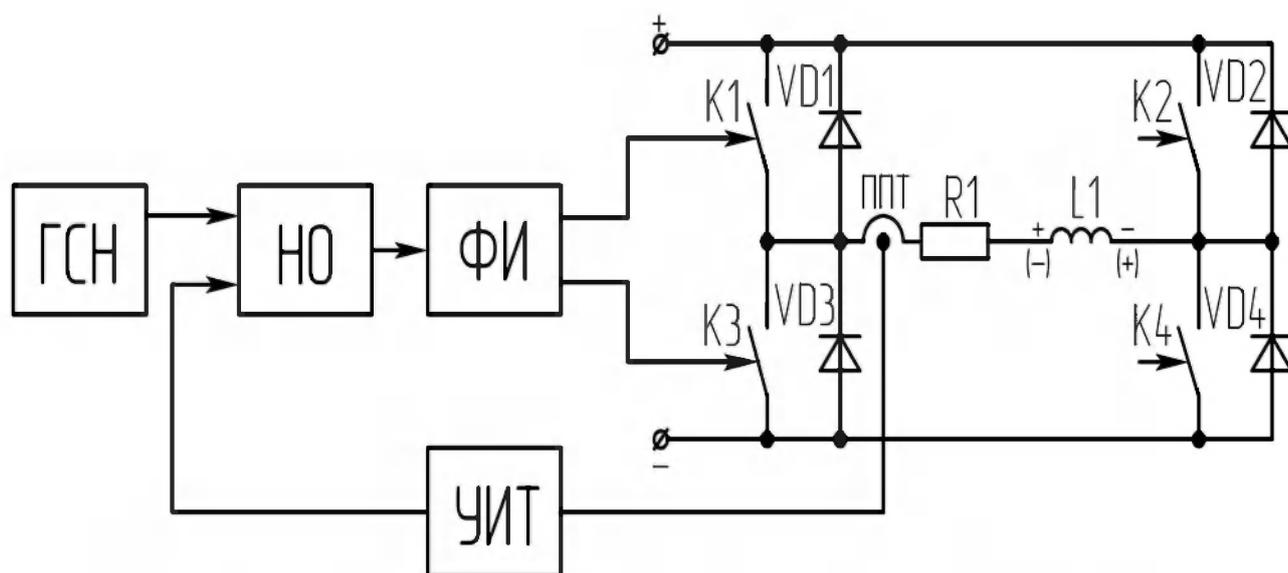


Рис. 50.1. Однофазный мостовой инвертор при формировании выходного напряжения (или тока) в замкнутой импульсной системе

На рисунке приняты следующие обозначения:

ГСН – генератор синусоидального напряжения;

ППТ – первичный преобразователь тока;

УИТ – устройство измерения тока;

$U_{з.ст.}$  – напряжение задания синусоидального напряжения (тока).

Для создания режима ШИМ используется нуль-орган (НО), выход которого может находиться в состоянии положительного или отрицательного насыщения, что соответствует открытому или закрытому состоянию ключа  $K1$  и закрытому или открытому состоянию ключа  $K3$ .

При открытом ключе  $K1$  для протекания тока должен быть открыт ключ  $K4$ . Причем при двухполярной модуляции он коммутируется совместно с  $K1$ , а при

однополярной – открыт на всем интервале полупериода выходного напряжения.

При этом ток протекает через  $K1$  и  $K4$  по нагрузке.

После закрывания  $K1$  и  $K4$  (двухполярная модуляция), вследствие действия ЭДС самоиндукции, откроются диоды  $VD2$ ,  $VD3$  и часть энергии начнет возвращаться в источник питания. Открывание ключей  $K1$ ,  $K4$  происходит, когда ток в нагрузке (или напряжение) меньше, чем заданное мгновенное значение. Как только истинное значение тока превысит мгновенное значение напряжения или тока задания, ключи  $K1$ ,  $K4$  закрываются и ток в цепи начинает спадать. Таким образом, периодическое открывание и закрывание ключей  $K1$ ,  $K4$  (с высокой частотой) позволяет получить кривую тока или напряжения в нагрузке, близкую к синусоидальной (рис. 50.2). Система работает в релейном режиме.

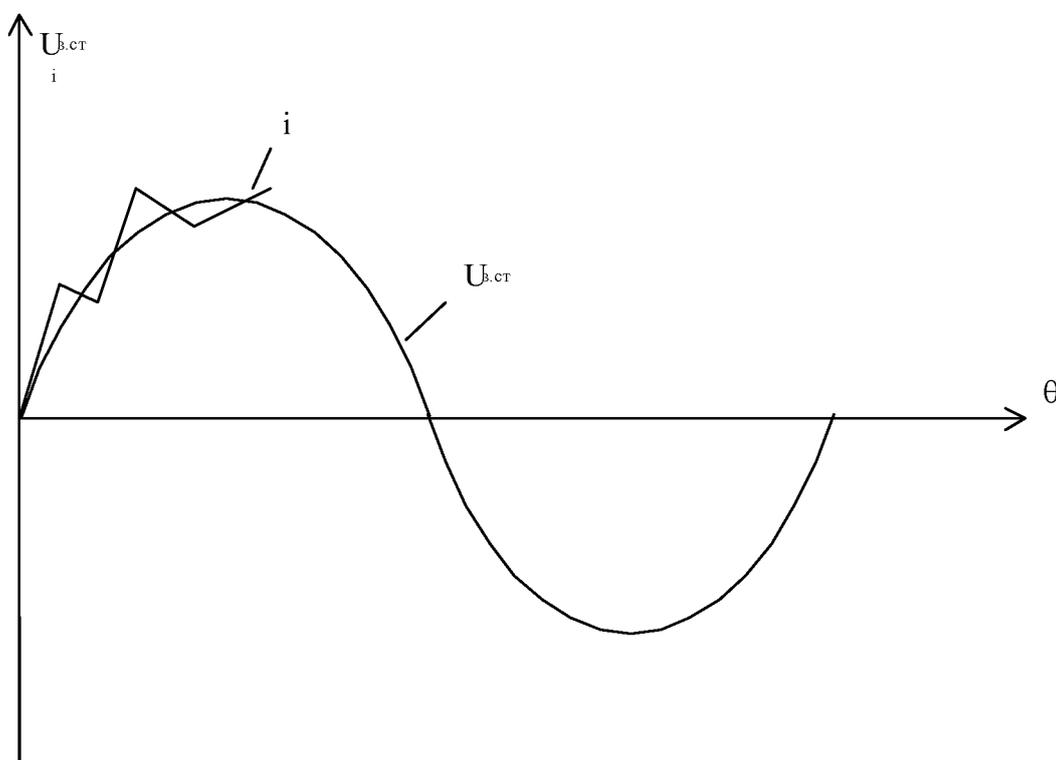


Рис. 50.2. Формирование кривой выходного (синусоидального) тока АИН

## 51. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА ТОКА С НУЛЕВОЙ ТОЧКОЙ ТРАНСФОРМАТОРА. ОДНОФАЗНЫЙ И ТРЕХФАЗНЫЙ МОСТОВЫЕ АИТ

Автономные инверторы тока (АИТ) – формируют в нагрузке ток, форма которого определяется только порядком переключения вентилей инвертора, а форма и фаза напряжения зависят от характера нагрузки. При этом питание инвертора осуществляется от источника тока. Перевод выпрямителя в режим источника тока можно осуществить двумя путями:

- а) установкой на входе инвертора дросселя с большой индуктивностью;
- б) путем охвата выпрямителя сильной отрицательной обратной связью по току.

Инвертор тока с большой индуктивностью на входе называется параметрическим.

### *АИТ с нулевой точкой трансформатора*

Простейшей схемой АИТ является инвертор с нулевым выводом трансформатора (рис. 51.1).

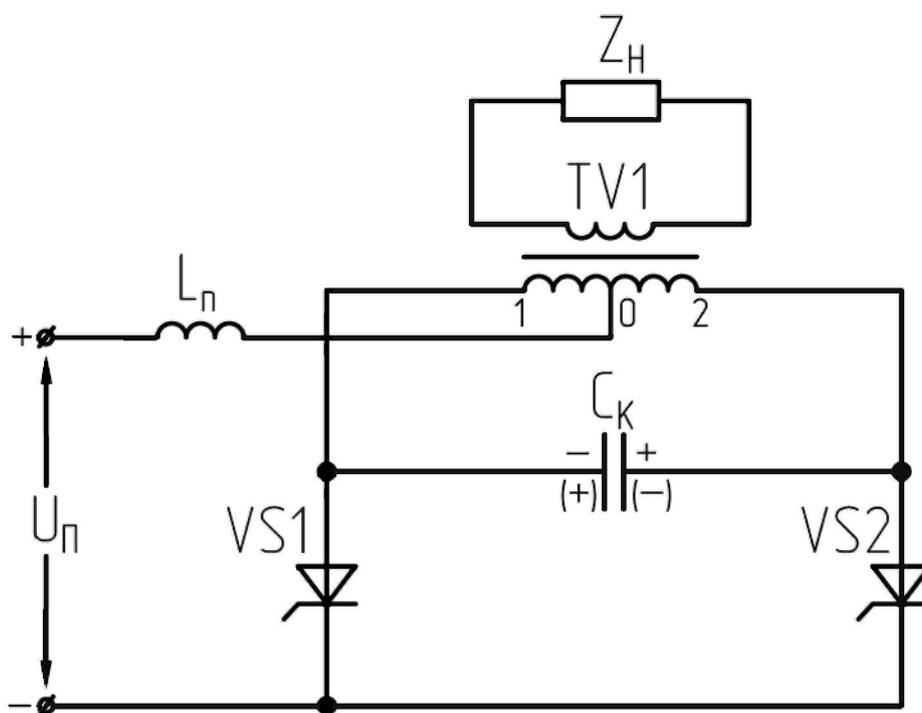
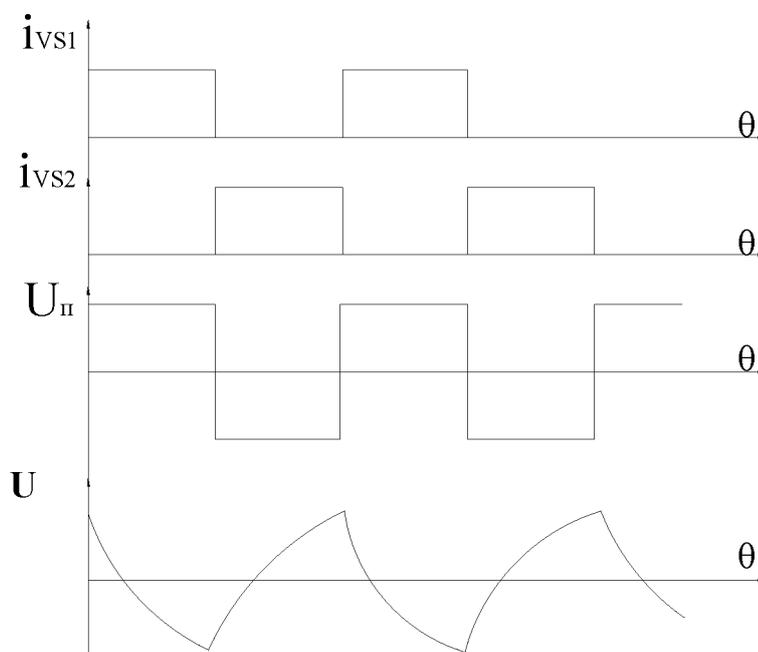


Рис. 51.1. АИТ с нулевой точкой трансформатора

На управляющие электроды тиристоров  $VS1$  и  $VS2$  поступают открывающие импульсы в противофазе. При подаче открывающего импульса на тиристор  $VS1$  начинает протекать ток по первичной обмотке трансформатора  $0-1$  и величина этого тока, протекающего по тиристор, определяется током полуобмотки и током заряда конденсатора  $C_k$ . Вследствие взаимоиндукции при протекании тока по обмотке  $0-1$  в другой полуобмотке возникает ЭДС, равная ей по величине. Конденсатор  $C_k$  к концу полупериода заряжен до напряжения  $U_c$ . При включении тиристора  $VS2$  создается контур для разряда конденсатора  $C_k$ , в результате чего к тиристор  $VS1$  прикладывается обратное напряжение. Вследствие этого тиристор  $VS1$  закрывается, а конденсатор  $C_k$  начинает перезаряжаться с противоположной полярностью. В результате через вторичную обмотку трансформатора протекает переменный ток (см. рис.51.2). При включении очередного тиристора происходит также его разряд на первичную обмотку трансформатора и на нагрузку. При этом часть энергии расходуется в активное сопротивление, а часть накапливается в индуктивностях.

Силовые схемы инвертора тока не содержат обратных диодов, поэтому они проще.



**Рис. 51.2. Временные диаграммы работы АИТ с нулевой точкой трансформатора**

### Однофазный мостовой инвертор тока

Схема однофазного мостового инвертора тока представлена на рис. 51.3.

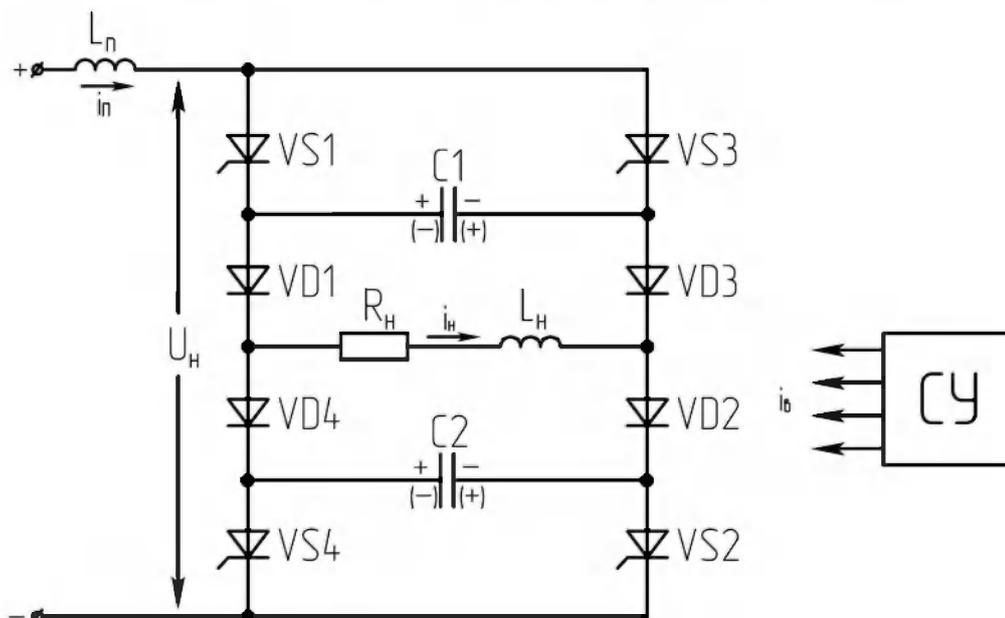


Рис. 51.3. Однофазный мостовой инвертор тока

Автономный инвертор тока (АИТ) представляет собой преобразователь энергии постоянного тока в энергию переменного тока; источник питания не обладает большим внутренним индуктивным сопротивлением, обеспечивающим постоянство потребляемого тока (на входе АИТ включен дроссель с большой индуктивностью). Схема АИТ включает в себя мост тиристоров  $VS1...VS4$ ,  $R$ - $L$  нагрузку, конденсаторы  $C_{K1}$ ,  $C_{K2}$ , отсекающие диоды  $VD1...VD4$  и схему управления (СУ). Коммутирующие конденсаторы выполняют функцию источников напряжения, прикладываемого в обратном направлении к тиристорам во время выключения, и обеспечивают обмен реактивной энергией с катушкой индуктивности нагрузки.

На интервале  $0 < \omega t < \pi$  проводят ток тиристоры  $VS1$  и  $VS2$  (см. рис. 51.4). Ток нагрузки  $i_n$  протекает в соответствии с направлением, указанным на рис. 51.3. Конденсаторы  $C_{K1}$ ,  $C_{K2}$  на этом интервале заряжаются так, что их левые обкладки положительны. Ток нагрузки постоянен, протекает по цепи:  $VS1 - VD1 - L_H - R_H - VD2 - VS2$  и равен току источника  $I_n = const$ , т.к. индуктивность  $L$  реактора

велика. Напряжение на нагрузке на данном интервале  $U_H = I_{\Pi} R_H$ ,  $L_H \frac{di_H}{dt} = 0$ , а напряжение на входе  $U_{\Pi} = U_H = I_{\Pi} R_H$ .

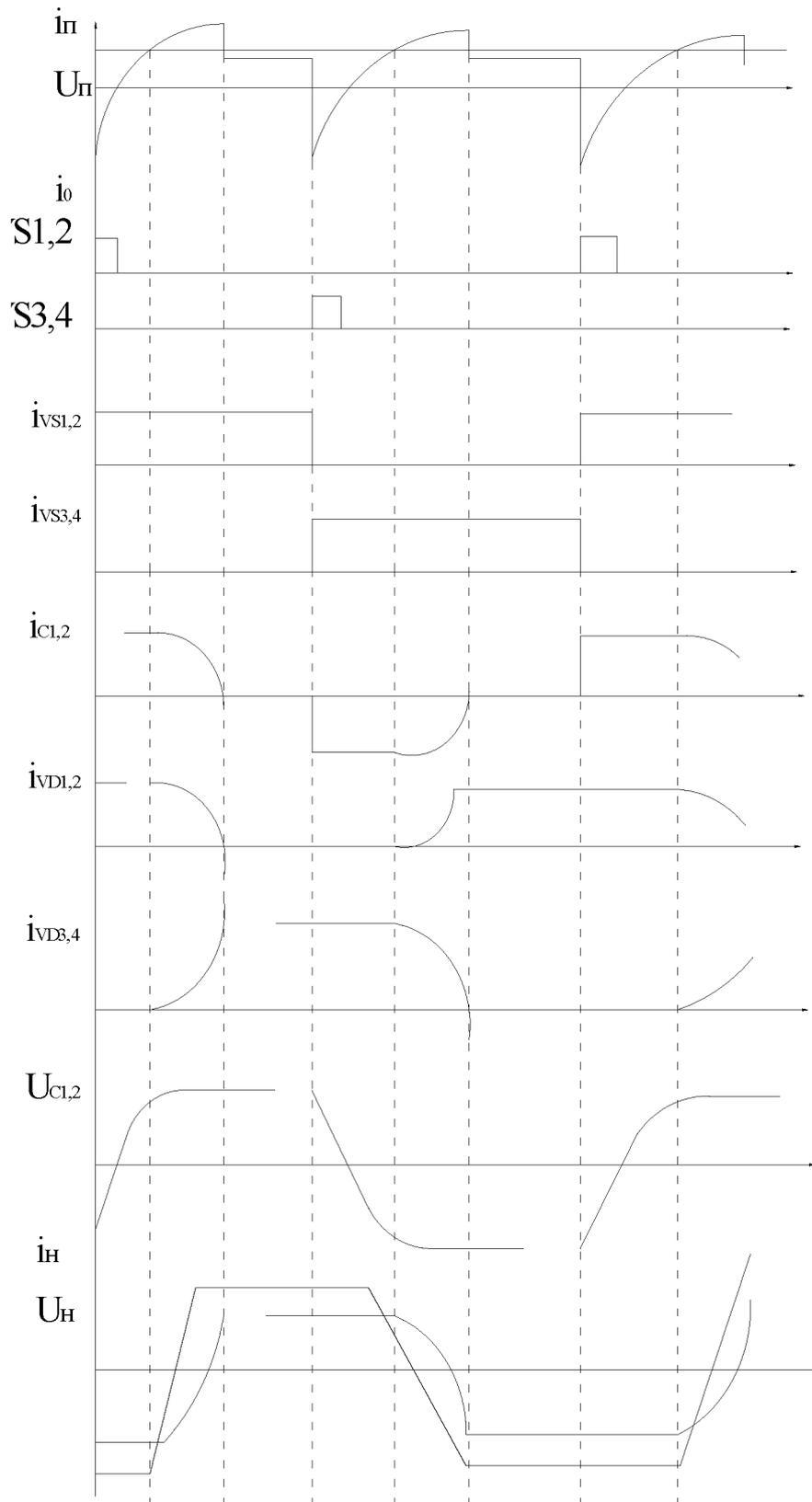


Рис. 51.4. Временные диаграммы работы однофазного мостового АИТ

В момент  $\omega t = \omega t_1$  включаются тиристоры  $VS3$ ,  $VS4$  и под действием напряжения, созданного заряженными конденсаторами указанной полярности, происходит мгновенное переключение тока нагрузки с тиристоров  $VS1$ ,  $VS2$  на тиристоры  $VS3$ ,  $VS4$ . К тиристорам  $VS1$ ,  $VS2$  прикладывается напряжение конденсаторов  $U_c$  в обратном направлении. Происходит первая ступень коммутации, в результате которой создаются условия для запираания тиристоров  $VS1$ ,  $VS2$ . Напряжение на входе  $U_{\Pi}$  изменяется до значения  $U_{\Pi} = I_{\Pi} R_H - U_{C1} - U_{C2}$ , так как на интервале  $\omega t_1 - \omega t_2$  ток нагрузки замыкается по цепи:  $VS3 - C_{K1} - VD1 - L_H - R_H - VD2 - C_{K2} - VS4$ . Напряжение на конденсаторах  $C_{K1}$ ,  $C_{K2}$  на этом интервале изменяется линейно в процессе перезаряда постоянным током  $i_n = I_{\Pi} = const$  (рис. 51.4).

В момент  $\omega t_2$  конденсаторы  $C_{K1}$ ,  $C_{K2}$  полностью разряжены, и обратное напряжение, прикладываемое к тиристорам  $VS1$ ,  $VS2$ , равно нулю. Начиная с момента  $\omega t_2$ , к тиристорам прикладывается прямое напряжение. Интервал  $\omega t_1 - \omega t_2$  должен быть достаточным для восстановления тиристорами запирающих свойств.

В момент  $\omega t_2$  конденсаторы оказываются заряженными током противоположной полярности. Напряжение в этот момент равно:  $U_C(\omega t_2) = I_{\Pi} R_H$ . Дальнейшее повышение напряжения приводит к смещению отсекающих диодов  $VD3$ ,  $VD4$  в прямом направлении, и начинается вторая ступень коммутации в инверторе, сопровождающаяся изменением направления тока в цепи нагрузки. Цепь нагрузки оказывается подключенной параллельно перезаряженным током обратной полярности конденсатором. Ток источника  $I_{\Pi}$  перераспределяется между нагрузкой и конденсаторами  $C_{K1}$ ,  $C_{K2}$ , дополнительно заряжая их и вызывая изменение направления протекания тока  $i_n$ . При этом ток диодов  $VD3$ ,  $VD4$  увеличивается до значения  $I_{\Pi}$ , а ток диодов  $VD1$ ,  $VD2$  уменьшается до нуля. Напряжение на входе инвертора возрастает и превышает значение  $I_{\Pi} R_H$ .

В момент  $\omega t_4$  коммутация инвертора полностью завершается. Далее процессы повторяются.

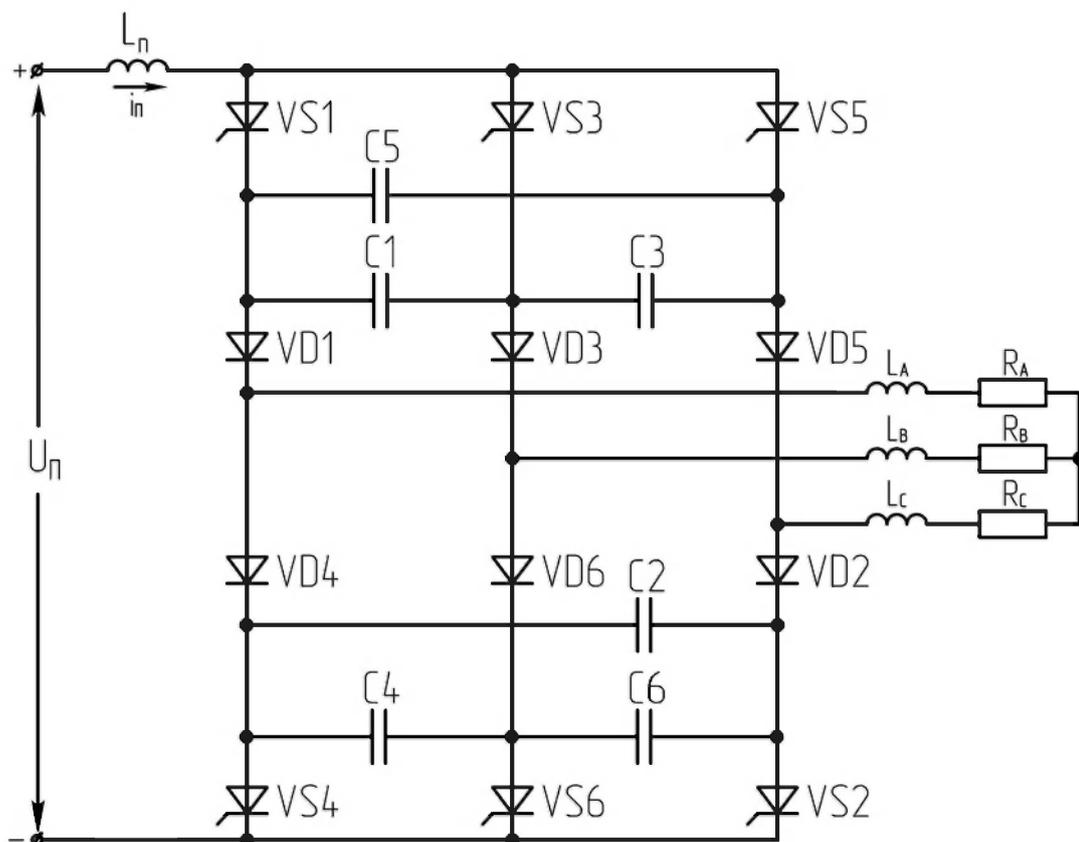
Благодаря отсекающим диодам конденсаторы  $C_{K1}$ ,  $C_{K2}$  оказываются "отделенными" от нагрузки на интервале между коммутациями и не участвуют в энергообменном процессе. На интервале коммутации происходит обмен энергией между нагрузкой и конденсаторами. Емкость конденсаторов должна быть достаточной для обеспечения необходимого времени запираания тиристоров. Емкость конденсаторов также определяет значение напряжения, до которого заряжаются конденсаторы. Это напряжение не должно быть слишком высоким, чтобы не завышать параметры тиристоров инвертора по напряжению.

В этой схеме внезапное изменение нагрузки или размыкание цепи вызывают высокие перенапряжения на входе инвертора, для предотвращения этого необходимо предусматривать специальную защиту. Короткие замыкания в цепи нагрузки не представляют большой опасности для тиристоров, так как ток ограничивается реактором с большей индуктивностью.

### ***Трехфазный мостовой инвертор тока***

Силовая электрическая схема трехфазного мостового инвертора тока представлена на рис. 51.5.

Принципы устройства и работы трехфазного АИТ аналогичны рассмотренному выше однофазному АИТ. Особенностью является лишь то, что в процессе коммутации конденсаторы  $C1$ ,  $C3$ ,  $C5$  и  $C2$ ,  $C4$ ,  $C6$  включены в контур тока в виде двух параллельных цепей (один конденсатор и два последовательных конденсатора). Например, при коммутации тока с  $VS1$  на  $VS3$  конденсатор  $C1$  включен параллельно с конденсаторами  $C2$  и  $C3$ , соединенными последовательно между собой. При этом ток источника  $I_{II}$  распределяется по конденсаторам в соотношении  $i_{C1} = 2I_{II}/3$  и  $i_{C2} = i_{C3} = I_{II}/3$ .



**Рис. 51.5. Силовая схема трехфазного мостового инвертора тока**

Временные диаграммы работы трехфазного мостового инвертора тока представлены на рис. 51.6.

В межкоммутационный интервал перед коммутацией тиристора  $VS1$  в момент  $\omega t = 2\pi/3$  ток нагрузки проводят тиристоры  $VS1$  и  $VS2$ . Контур тока нагрузки замыкается через  $VS1$ ,  $VD1$ , фазы  $a$  и  $c$ ,  $VD2$ ,  $VS2$ . Конденсаторы  $C1$ ,  $C5$  заряжены, конденсатор  $C3$  разряжен. Исследуем коммутацию от момента включения  $VS3$  ( $\omega t = \omega t_1$ ). Конденсатор  $C1$  после включения  $VS3$  подключен параллельно  $VS1$  и запирает его обратным напряжением.

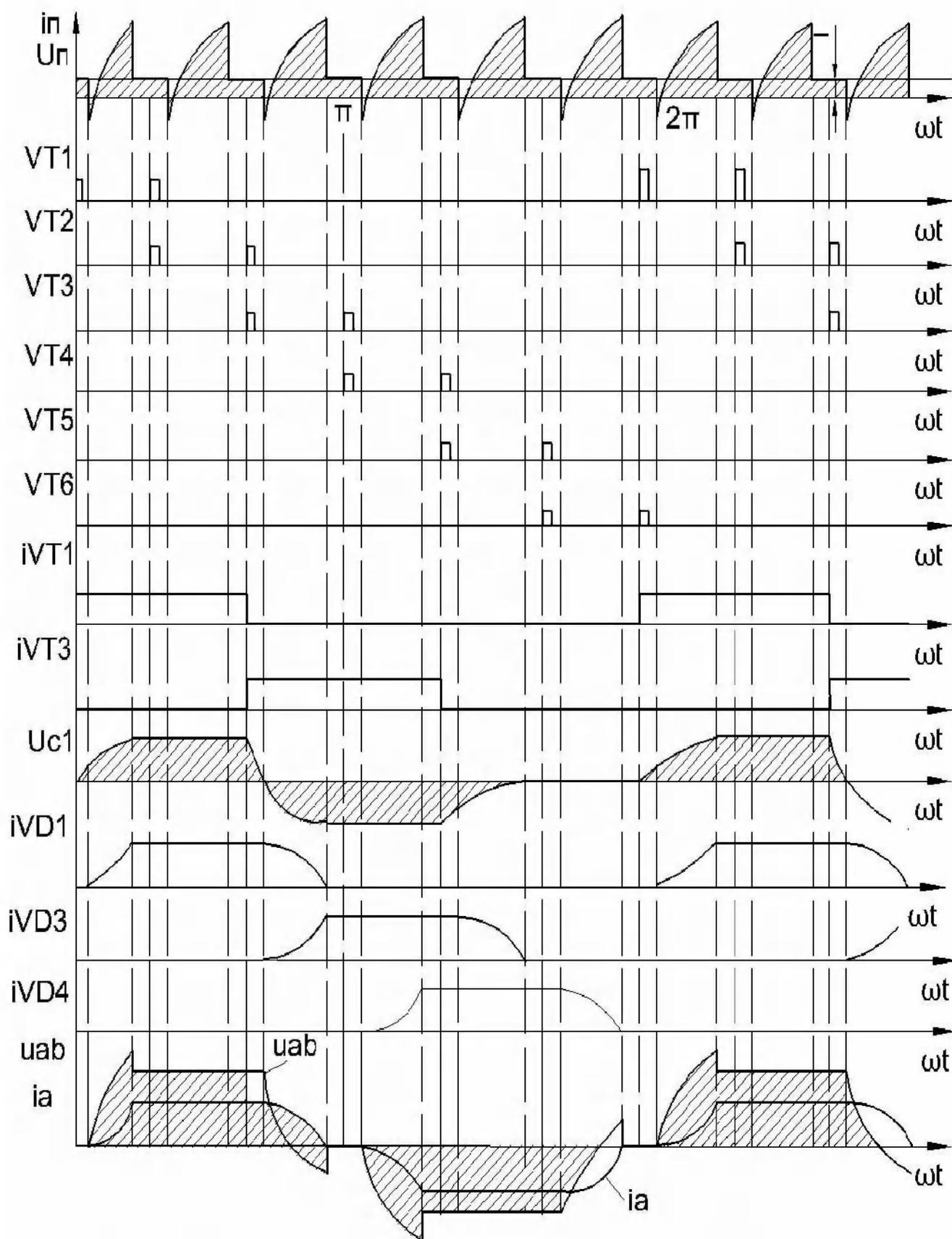


Рис. 51.6. Временные диаграммы работы трехфазного мостового инвертора тока

Ток нагрузки мгновенно переводится в цепь  $VS3$ . Ток тиристора  $VS3$   $i_{VS3} = I_I$  разделяется в отношениях  $2/3$  и  $1/3$  между конденсаторами  $C1$  и  $C3$ ,  $C5$  (предполагаем  $C1 = C2 = C3$ ). Постоянным током  $2I_{II} / 3$  разряжается линейно конденсатор  $C1$  (интервал  $\omega t_1 - \omega t_3$ ). При этом через отсекающий диод  $VD3$  ток не протекает до тех пор, пока напряжение  $U_{C1}$  не станет ниже значения  $I_{II}R$  (при  $L \frac{di_H}{dt} = 0$ ). При дальнейшем снижении  $U_{C1}$  ( $I_{II}R - U_{C1} > 0$ ) потенциал анода  $VD3$  становится положительным, диод открывается и его ток нарастает от нуля до значения  $I_{II}$  (интервал  $\omega t_2 - \omega t_4$ ). Ток диода  $VD1$  уменьшается от значения  $I_{II}$  до нуля. Сумма токов  $i_{VD1}$  и  $i_{VD3}$  равна постоянному току  $I_{II}$ :

$$i_{VD1} + i_{VD3} = 3i_{C1}/2 + I_{II} - 3i_{C1}/2 = I_{II}. \text{ Коммутация закончится, когда } i_{VD1} = 0, \text{ а } i_{VD3} = I_{II}.$$

Коммутация проходит в две ступени: мгновенного переключения тока в тиристорах и постепенного переключения тока в цепи нагрузки. Коммутирующий конденсатор должен иметь достаточную емкость, чтобы интервал  $\omega t_q = \omega t_3 - \omega t_1$ , предусмотренный для запираания тиристора, был больше, чем минимальный интервал  $\omega t_{qmin}$ , необходимый для выключения тиристора данного типа. Напряжение, на которое заряжается коммутирующий конденсатор емкостью  $C$  по окончании коммутации, определяется значением тока  $I_{II}$ , индуктивностью и другими параметрами нагрузки.

## 52. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО РЕЗОНАНСНОГО ИНВЕРТОРА

Инвертор, в котором коммутация вентиляей осуществляется с помощью резонансного  $L$ - $C$  контура, называется резонансным инвертором.

Схема мостового однофазного резонансного инвертора (рис. 52.1) аналогична схеме параллельного инвертора тока, но индуктивность дросселя  $L_d$  в резонансном инверторе имеет значительно меньшую величину.

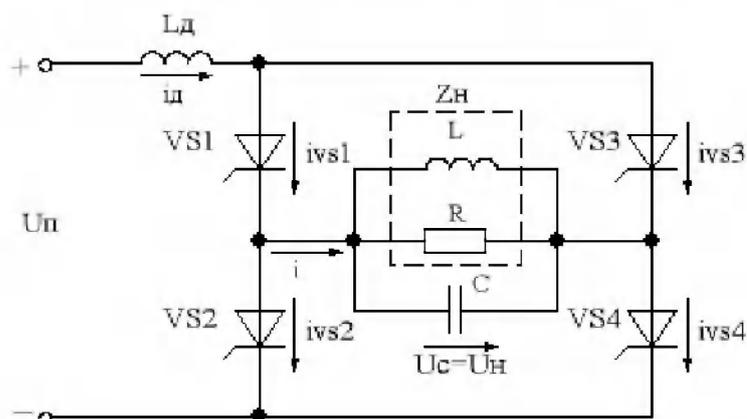
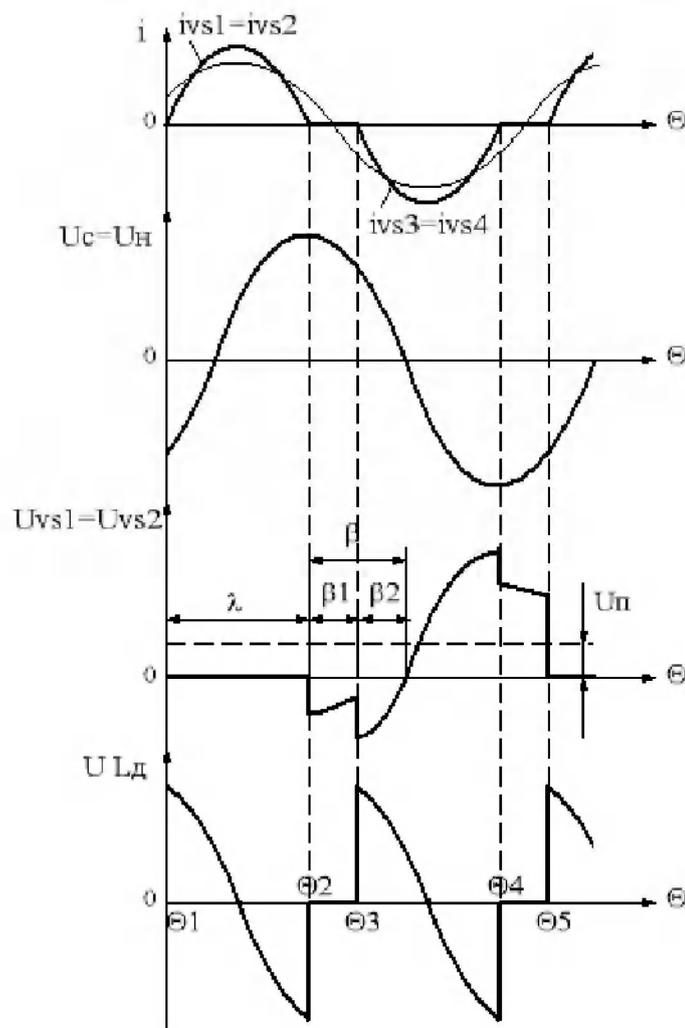


Рис. 52.1. Схема однофазного мостового резонансного инвертора

Временные диаграммы работы однофазного резонансного инвертора показаны на рис. 52.2.

При отпирании тиристоров  $VS1$  и  $VS2$  (момент  $\theta_1$ ) (рис. 52.2) коммутирующий конденсатор  $C$  заряжается от источника постоянного напряжения  $U_H$ . Параметры элементов схемы выбираются таким образом, чтобы заряд конденсатора происходил по колебательному закону и ток тиристоров спадал до нуля (в момент  $\theta_2$ ) раньше момента отпирания следующей пары тиристоров (момент  $\theta_3$ ). В течение интервала  $\theta_2 - \theta_3$  ни один из тиристоров не проводит ток и входной ток  $i_d = 0$ . Напряжение на тиристорах  $VS1$  и  $VS2$  при этом равно половине разности напряжений источника питания  $U_H$  и коммутирующего конденсатора  $U_C$ . Напряжение  $U_C$  на интервале  $\theta_2 - \theta_3$  должно превышать  $U_H$ , чтобы напряжение на тиристорах  $VS1$  и  $VS2$  в течение этого интервала оставалось отрицательным.

В момент  $\theta_3$  отпираются тиристоры  $VS3$  и  $VS4$ , и к тиристорам  $VS1$  и  $VS2$  прикладывается напряжение  $U_C$ . Конденсатор перезаряжается, и напряжение на тиристорах  $VS1$  и  $VS2$  меняет полярность. Угол запираания тиристоров  $\beta$  состоит из двух составляющих: угла непроводимости тиристоров инвертора  $\beta_1$  и собственного угла запираания  $\beta_2$ . В момент времени  $\theta_4$  ток через тиристоры  $VS3$  и  $VS4$  прекращается, и напряжение на коммутирующем конденсаторе изменяется по такому же закону, что и на интервале  $\theta_2 - \theta_3$  (но с противоположным знаком). При отпирании тиристоров  $VS1$  и  $VS2$  (момент  $\theta_3$ ) цикл работы повторяется.



**Рис. 52.2. Временные диаграммы токов и напряжений однофазного резонансного инвертора**

В режиме прерывистого тока напряжение на нагрузке, коммутирующем конденсаторе и на тиристорах зависит не только от параметров нагрузки, рабочей

частоты, емкости коммутирующего конденсатора, но также и от величины угла проводимости  $\lambda$ .

Угол проводимости тиристоров определяется отношением

$$\lambda = \frac{\omega\pi}{\omega_0}, \quad (52.1)$$

где  $\omega_0$  – собственная частота инвертора,  $\omega$  – рабочая частота.

Если параметры схемы инвертора подобраны неудачно, то напряжение  $u_c$  на интервале  $\theta_2 - \theta_3$  может становиться меньше  $U_H$  и полярность напряжения на включившихся тиристорах становится положительной (рис. 52.3). При этом угол запираания значительно уменьшается, что может привести к опрокидыванию инвертора.

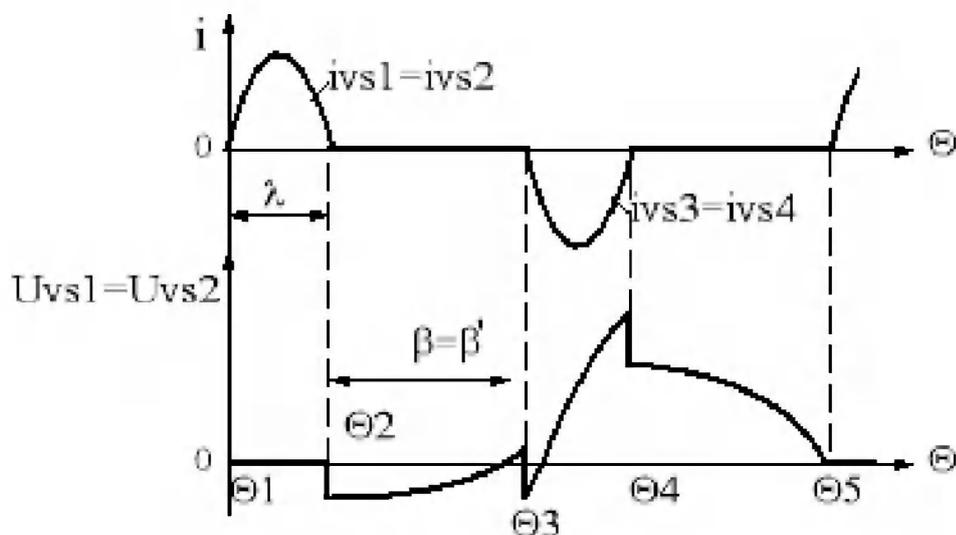


Рис. 52.3. Временные диаграммы токов и напряжений однофазного резонансного инвертора при  $U_c < U_n$

Максимальные значения прямого и обратного напряжений на тиристорах

$$\begin{aligned} U_{пр. макс} &\approx \sqrt{2}U_H; \\ U_{обр. макс} &\approx \sqrt{2}U_n \sin \beta_2. \end{aligned} \quad (52.2)$$

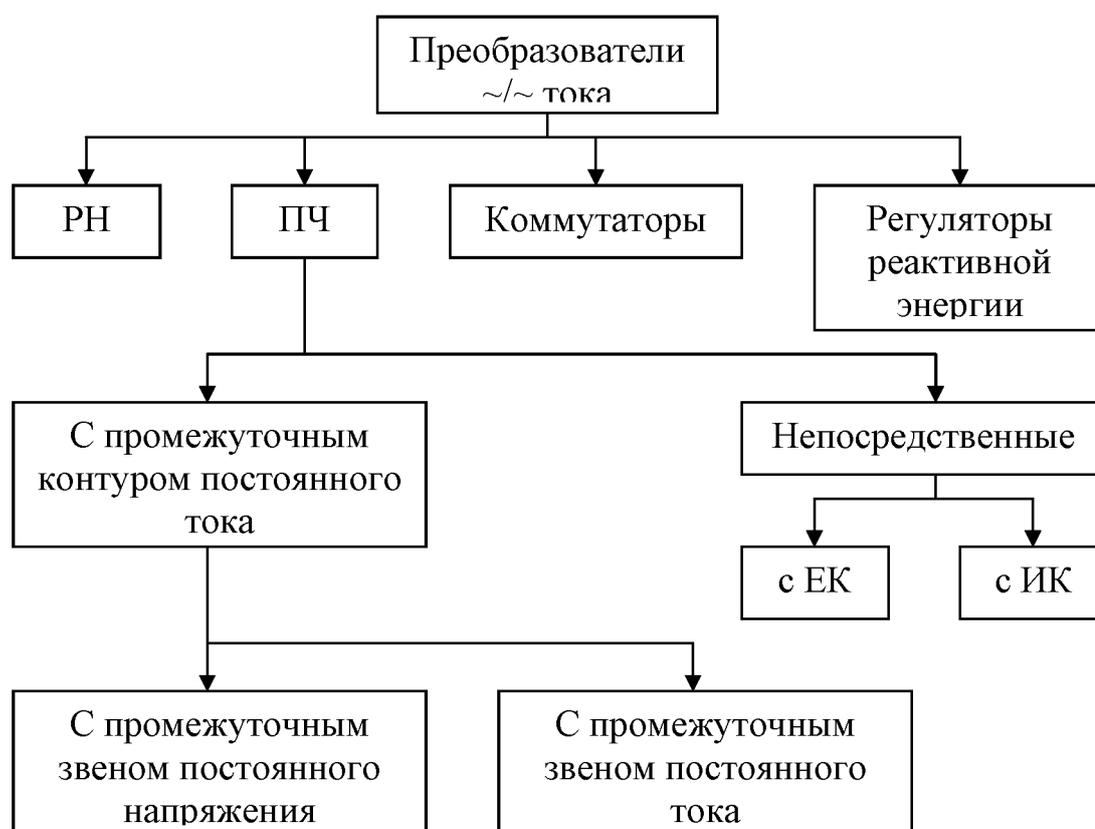
В резонансном инверторе скорость нарастания тока тиристора сравнительно мала, так как форма импульса тока синусоидальна, и поэтому не требуется специальных устройств для ограничения нарастания скорости. Следовательно,

резонансный инвертор может быть использован при высокой выходной частоте. Кроме того, в резонансном инверторе можно получить большие значения углов запираания за счет уменьшения относительной длительности тока управляемых вентилях.

Для резонансного инвертора предпочтительнее нагрузка, изменяющаяся в незначительных пределах, так как изменение параметров нагрузки может привести к переходу из обычного режима к режиму с уменьшенным углом запираания.

## 53. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ДВУХЗВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Классификация всех видов преобразователей переменного тока в переменный ток других параметров по функциональному назначению приведена на рис. 53.1.



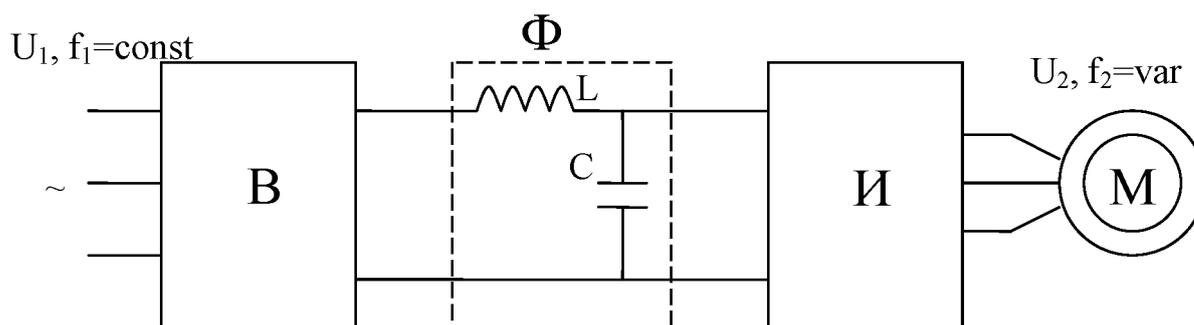
**Рис. 53.1. Классификация преобразователей переменного тока в переменный ток других показателей**

Непосредственные преобразователи, обеспечивающие связь двух сетей (цепей), могут выполняться по схемам, в которых в процессе преобразования частоты и напряжения выключение управляемых полупроводниковых приборов в необходимые моменты времени осуществляется благодаря наличию ЭДС сети, приложенной к приборам в обратном направлении, как в выпрямителях с сетевой (естественной) коммутацией. Вместо ЭДС питающей сети роль коммутирующей может выполнять ЭДС нагрузки, например вращающейся перевозбужденной синхронной машины. Возможно

совместное использование в качестве источников коммутирующей ЭДС питающей сети и цепи нагрузки (комбинированная естественная коммутация).

Преобразователи частоты (ПЧ) могут быть реализованы в виде схемы с промежуточным контуром постоянного тока и без промежуточного контура постоянного тока с непосредственной связью входной и выходной цепей переменного тока посредством группы полупроводниковых приборов.

Структурная схема двухзвенного ПЧ (или ПЧ с промежуточным контуром постоянного тока) представлена на рис. 53.2.



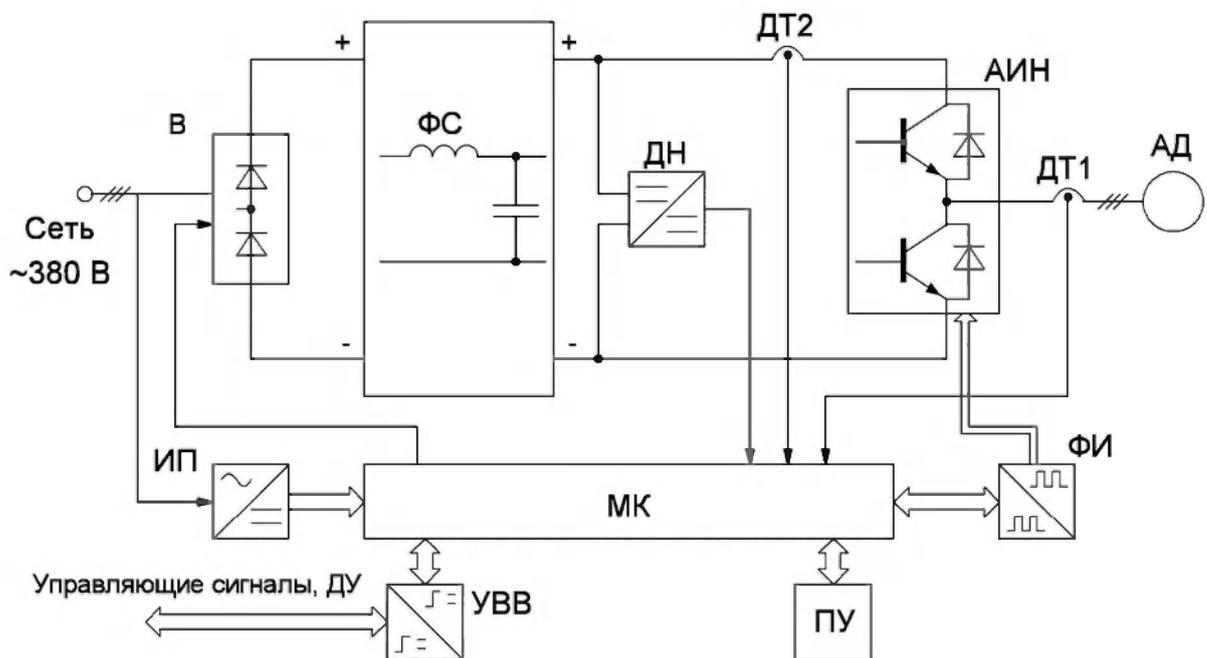
**Рис. 53.2. Структурная схема двухзвенного преобразователя частоты**

Преобразователи с промежуточным контуром постоянного тока представляют собой сложные двухступенчатые преобразователи, включающие в себя входной преобразователь в виде управляемого или неуправляемого выпрямителя, промежуточного звена с фильтром и выходного преобразователя в виде автономного инвертора напряжения или тока. Для мощных ЭП (более 10-15 кВт) выпрямитель выполняется управляемым для плавного заряда конденсатора фильтра  $C$ .

В зависимости от типа автономного инвертора контур постоянного тока выполняется как звено, обеспечивающее постоянное напряжение (обычно  $C$  или  $LC$  фильтр), или как звено, поддерживающее постоянство тока (фильтр в виде реактора со значительной индуктивностью). Такие преобразователи применяются в современных электроприводах переменного тока с

асинхронными и синхронными двигателями трехфазного тока и позволяют регулировать скорость ЭП вверх и вниз от номинальной, причём регулирование скорости плавное.

Комплектный электропривод MicroMaster VECTOR (рис. 53.3) выполнен на основе двухзвенного преобразователя частоты с транзисторным (на IGBT-ключах) автономным инвертором напряжения (АИН) с широтно-импульсным (ШИМ) управлением и многофункциональной микропроцессорной системой управления с развитым интерфейсом, обеспечивающей косвенное векторное управление асинхронным двигателем без датчиков магнитного потока и скорости. Так как скорость ротора АД в этой системе не изменяется, а вычисляется на основе модели, то имеем так называемую «бездатчиковую» систему векторного управления, в которой вся информация, необходимая для функционирования системы, обеспечивается электрическими датчиками, измеряющими мгновенные значения напряжений и токов (ДН и ДТ) в выходных фазах ПЧ. В электроприводе реализовано частотное управление асинхронным электродвигателем, заключающееся во взаимосвязанном регулировании частоты  $f_1$  и значения  $U_1$  основной гармоники питающего напряжения. Закон изменения  $f_1$  и  $U_1$  программируется.



**Рис. 53.3. Функциональная схема комплектного электропривода MicroMaster VECTOR с ПЧ с промежуточным контуром постоянного тока**

На схеме приняты следующие обозначения:

В – силовой неуправляемый диодный выпрямитель;

ФС – силовой *LC* фильтр звена постоянного напряжения;

АИН – транзисторный (IGBT) автономный инвертор напряжения;

АД – приводной асинхронный электродвигатель;

ДН – датчик напряжения;

ДТ1, ДТ2 – датчики тока;

ИП – источник питания;

МК – микропроцессорный контролер;

ФИ – формирователь управляющих сигналов транзисторов;

ПУ – пульт управления встроенный;

УВВ – устройство ввода/вывода (внешний интерфейс);

Силовой канал В – ФС – АИН осуществляет двухступенчатое преобразование электрической энергии: выпрямление сетевого переменного напряжения и последующее ШИМ – управляемое инвертирование выпрямленного напряжения в переменное регулируемого значения и частоты. Частота ШИМ составляет 4 кГц.

Датчики тока ДТ и напряжения ДН в силовом канале ПЧ служат для контроля, регулирования и измерения электрических параметров электропривода, а также для защиты от токов перегрузки и коротких замыканий, недопустимых отклонений напряжения.

Многоканальный источник питания ИП устройств управления, регулирования и защиты электропривода преобразует сетевое переменное напряжение в систему напряжений постоянного тока требуемых уровней и степени стабильности, гальванически связанных и несвязанных между собой.

МК осуществляет формирование сигналов управления режимами работы электропривода с заданными параметрами, сигналов ШИМ – управления транзисторами АИН, сигналов защиты и аварийного отключения

электропривода, приём и передачу внешних управляющих, задающих и информационных сигналов.

В качестве устройств УВВ для приёма и передачи сигналов МК имеет набор дискретных и аналоговых входов/выходов, последовательный канал связи, в том числе для связи с дистанционным пультом управления. Во входные и выходные цепи МК включены устройства гальванической развязки для потенциального разделения с силовыми цепями и внешними управляющими цепями.

Формирователи ФИ формируют требуемый уровень управляющих сигналов силовых IGBT транзисторов и обеспечивают гальваническое разделение.

Пульты управления ПУ (встроенный) и ДУ (дистанционный) содержат клавиатуру для управления режимами работы, задания и программирования параметров, а также элементы индикации и сигнализации для отображения значений параметров и диагностирования состояния электропривода.

## 54. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ (НПЧ)

Наиболее простыми и распространенными в электроэнергетике являются непосредственные преобразователи с сетевой коммутацией, среди которых важную роль играют **непосредственные преобразователи частоты (НПЧ)**, которые в иностранной литературе называются *циклоконвертерами*.

Каждая фаза НПЧ состоит из двух встречно-параллельно включенных выпрямителей. Структурная схема однофазно-однофазного НПЧ представлена на рис. 54.1.

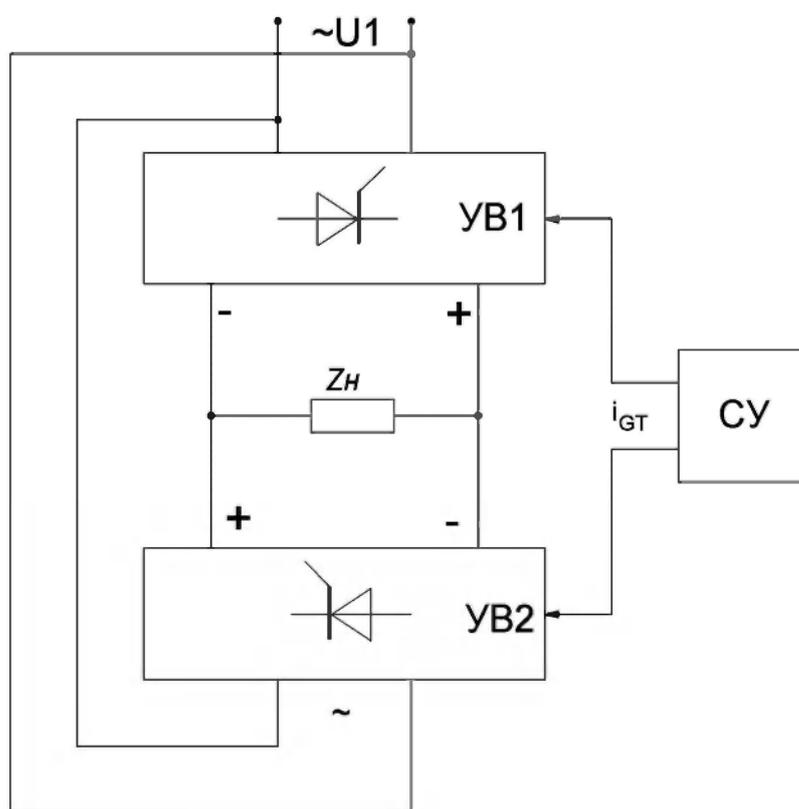


Рис. 54.1. Структурная схема однофазно-однофазного НПЧ

Управляемый выпрямитель UB1 формирует на нагрузке  $Z_H$  положительный полупериод выходного напряжения, а UB2 – отрицательный. Система управления (СУ) формирует сигналы управления тиристорами выпрямителей  $i_{GT}$  с некоторым углом  $\alpha$ , который может быть постоянным или изменяться по какому-либо закону на полупериоде выходного

напряжения. Задание угла  $\alpha$  обеспечивает регулирование эффективного значения напряжения и соответствующую модуляцию напряжения и тока нагрузки. Выходная частота НПЧ регулируется за счёт формирования выходного напряжения из различного числа полупериодов напряжения сети (например, двух, трёх и т.д.).

Эти преобразователи имеют недостатки, связанные с трудностями плавного регулирования частоты, что ограничивает их применение в тяговом электроприводе. Частота на выходе НПЧ может изменяться дискретно, а максимальное ее значение не может превышать  $1/3$  частоты питающей сети.

Для устранения указанных недостатков в непосредственных преобразователях однооперационные тиристоры применяют с устройствами принудительной коммутации или используют запираемые тиристоры или силовые транзисторы. Такие непосредственные преобразователи с искусственной (принудительной) коммутацией часто выполняются по схеме с неявным внутренним контуром постоянного тока. Они по сложности сравнимы с преобразователями с промежуточным контуром постоянного тока.

Рассмотрим принцип формирования выходного напряжения на примере однофазно-однофазного НПЧ с естественной коммутацией (рис. 54.2). Примем следующие допущения: трансформатор и тиристоры идеальные, нагрузка резистивная. В схеме НПЧ имеется прямой ( $VS1-VS4$ ) и обратный ( $VS5-VS8$ ) встречно включенные тиристорные мосты.

На интервале трех периодов напряжение вторичной обмотки трансформатора через тиристоры  $VS1-VS4$  первого выпрямительного моста прикладывается к резистору  $R$  в прямом направлении. При этом сигналы управления  $i_{GVS1} - i_{GVS4}$  подаются от схемы управления СУ с некоторым углом управления  $\alpha$  (см. рис.54.3). Этот угол может быть постоянным или изменяться по какому-либо закону на рассматриваемом интервале работы  $VS1-VS4$ , например, по закону синуса. Задание угла, а обеспечивает

регулирование эффективного значения напряжения и соответствующую модуляцию напряжения и тока нагрузки.

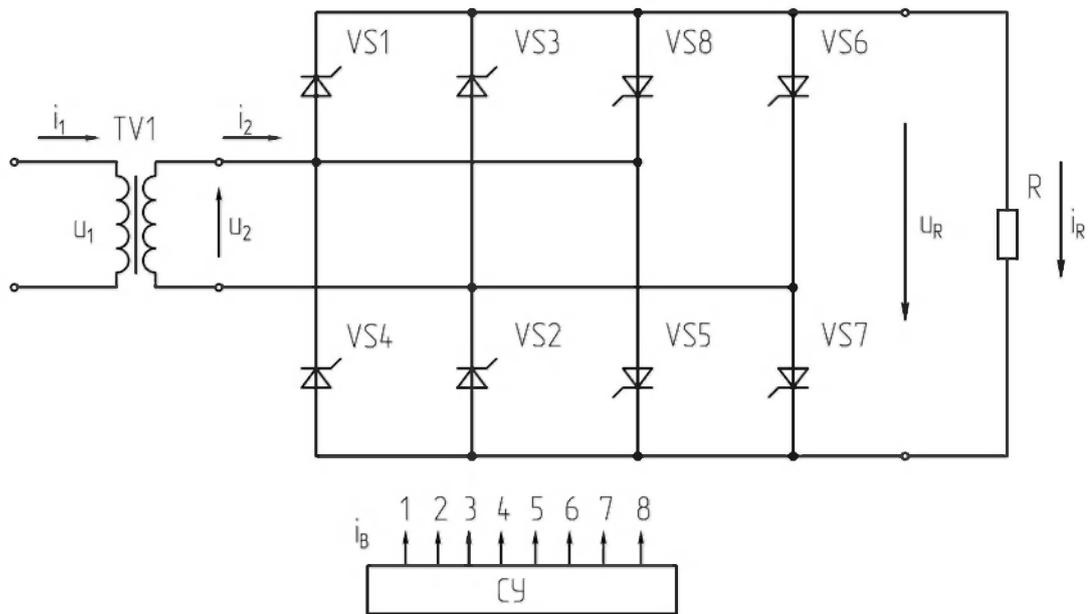


Рис. 54.2. Схема однофазно-однофазного НПЧ

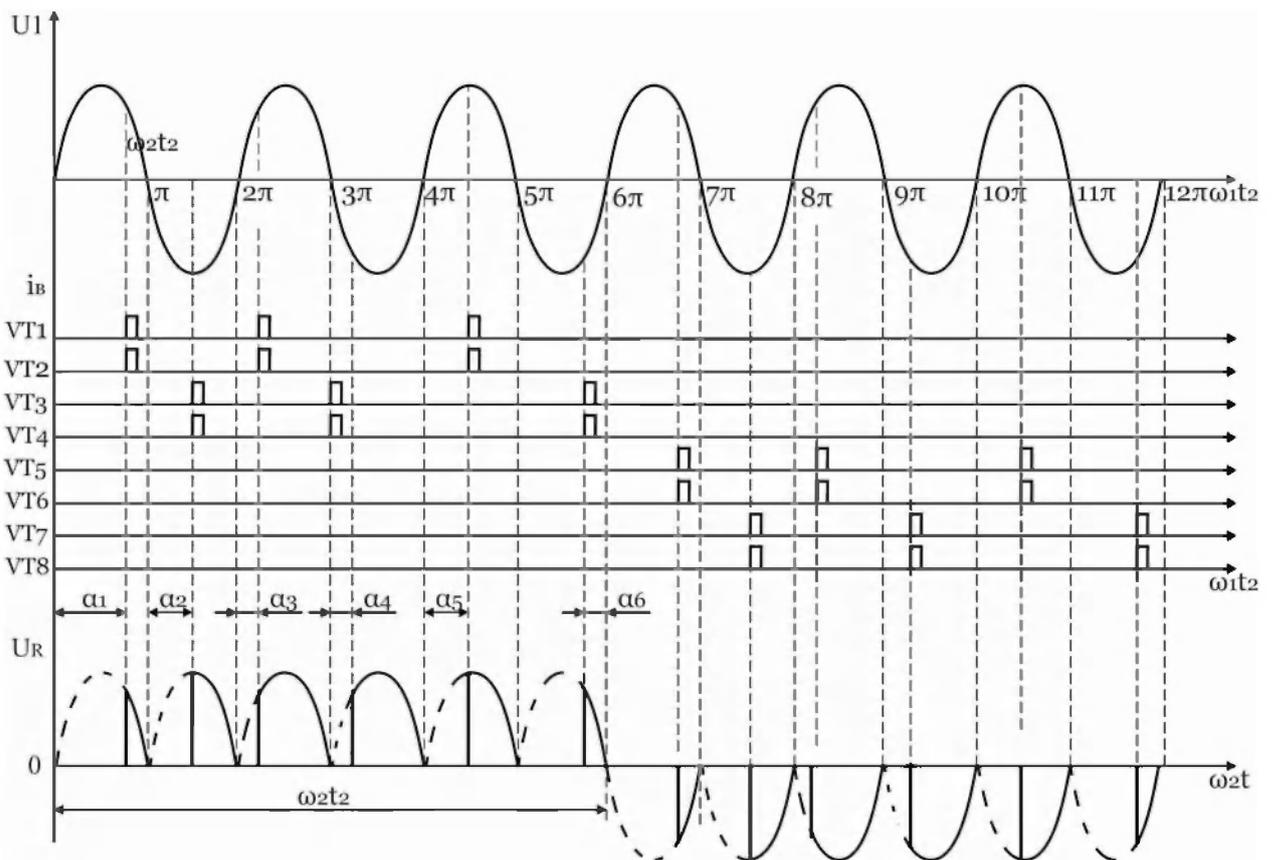


Рис. 54.3. Временные диаграммы работы однофазно-однофазного НПЧ

На следующем интервале трех периодов напряжение вторичной обмотки трансформатора с помощью второго, встречно включенного, управляемого выпрямителя (тиристоры  $VS5-VS8$ ) прикладывается к резистору  $R$  в обратном направлении. Таким образом, на интервале шести периодов питающего напряжения  $u_2$  формируется один период напряжения  $U_K$  на нагрузке. Кроме основной гармонической составляющей  $U_{R(1)}$  в кривой напряжения нагрузки содержатся высшие гармонические составляющие, кратные частоте питающего напряжения, частоте основной гармонической составляющей напряжения нагрузки, а также комбинационные гармонические составляющие.

Частота основной гармонической составляющей напряжения нагрузки взаимозависима с частотой питающего напряжения:

$$f_2 = \frac{1}{T_2} = \frac{f_1}{1 + [2(n-1)/q]} = \frac{1}{T_1[1 + [2(n-1)/q]]}, \quad (54.1)$$

где  $n$  – число полупериодов питающего напряжения, укладываемых в полупериод выходного напряжения;

$q$  – число пульсаций выпрямленного напряжения для прямого и обратного выпрямителей.

Например, при  $n$ , принимающем значения натурального ряда чисел и для однофазных двухпульсовых выпрямительных групп ( $n = 1, 2, 3 \dots, q = 2, f = 50$  Гц) получим

$$f_2 = \frac{50}{(1+n-1)} = \frac{50}{n}, \text{ т. е. } f_2 \text{ принимает значения } 50, 25, 16^{2/3}, \dots \text{ Гц.}$$

Таким образом, частоту выходного напряжения можно изменять дискретно. Кратность частот  $k_f = f_1/f_2$  может принимать значение от 1 до бесконечности.

Для получения плавного регулирования частоты выходного напряжения такого преобразователя необходимо вводить паузу между интервалами работы первого и второго тиристорных мостов, длительность, которой следует плавно изменять. Этим может быть получено непрерывное

изменение выходной частоты в диапазонах дискретности формирования частоты выходного напряжения в зоне  $1/3$  значения частоты входного напряжения.

При активно-индуктивной нагрузке характер формирования кривых имеет существенную особенность, обусловленную тем, что в конце полупериода выходного напряжения ток нагрузки продолжает протекать в прежнем направлении под действием ЭДС самоиндукции. Для пропуска тока на интервале его снижения до нуля выпрямитель, выходящий из работы, необходимо переводить в режим пропуска тока (инверторный режим). При этом на тиристоры выпрямителя, вступающего в работу, нельзя подавать управляющие сигналы, так как это вызывает короткое замыкание трансформатора.

Для обеспечения нормальной работы НПЧ при активно-индуктивной нагрузке используют два алгоритма управления тиристорами прямой и обратной выпрямительных групп: с заданием начала формирования кривой напряжения очередного полупериода по сигналу от датчика перехода тока нагрузки через нуль и с непрерывным заданием управления тиристорами обеих выпрямительных групп без датчика нуля тока нагрузки.

Для питания трехфазной нагрузки, например асинхронной машины, НПЧ подобного типа выполняется из трех самостоятельных групп, сдвинутых по управлению на 120 эл. град, по выходной частоте. Каждая группа обеспечивает питание отдельной фазной обмотки статора. Такой НПЧ может быть собран из 36 тиристоров. Возможно применение нулевой схемы на 18 тиристорах.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Бурков, А.Т. Электронная техника и преобразователи / А.Т. Бурков. – М.: Транспорт, 1999. – 464 с.
2. Забродин, Ю.С. Промышленная электроника / Ю.С. Забродин. – М.: Высшая школа, 1982. – 496 с.
3. Засорин, С.Н. Электронная и преобразовательная техника / С.Н. Засорин, В.А. Мицкевич, К.Г. Кучма. – М.: Транспорт, 1981. – 319 с.
4. Перельман, Б.Л. Полупроводниковые приборы. Справочник / Б.Л. Перельман. – М.: Солон Микротех, 1996. – 452 с.
5. Полупроводниковые выпрямители / Под ред. Ф.Н. Ковалева и Г.П. Мостковой. – М.: Энергия, 1978. – 448 с.
6. Розанов, Ю.К. Основы силовой преобразовательной техники / Ю.К. Розанов. – М.: Энергия, 1979. – 392 с.
7. Розанов, Ю.К. Основы силовой электроники / Ю.К. Розанов. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 295 с.
8. Сен, П. Тиристорные электроприводы постоянного тока / П. Сен. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 232 с.
9. Справочник по преобразовательной технике / Под ред. И.М. Чиженко. – Киев: Техника, 1978. – 447 с.
10. Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления / Под ред. А.Д. Поздеева. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 352 с.
11. Чебовский, О.Г. Силовые полупроводниковые приборы: справочник / О.Г. Чебовский, Л.Г. Моисеев, Р.П. Недошивин,. – М.: Энергоиздат, 1985. – 400 с.
12. Чиженко, И.М. Преобразовательная техника / И.М. Чиженко, В.С. Руденко, В.И. Сенько. – Киев: Вища школа, 1978. – 424 с.
13. Электронные устройства электромеханических систем / Ю.К. Розанов [и др.]. – М.: Academia, 2004. – 270 с.