

2.3. ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

2.3.1. ОДНОФАЗНЫЕ ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Автономный инвертор напряжения как преобразователь постоянного входного напряжения в переменное выходное напряжение отличается от автономного инвертора тока тем, что получает питание от источника напряжения (ЭДС) безындуктивного характера. Действительно, в соответствии с соотношением (1.4.2) части 1 [1]

$$u_{\text{ВЫХ}} = \psi_{\text{П}} u_{\text{ВХ}}, \quad (2.3.1)$$

$$i_{\text{ВХ}} = \psi_{\text{П}} i_{\text{ВЫХ}},$$

где $\psi_{\text{П}}$ – коммутационная функция вентильного комплекта есть переменная единичная функция (без постоянной составляющей), определяющая форму выходного напряжения инвертора, как это видно из рис. 2.3.1 для простейшей формы коммутационной функции – меандра.

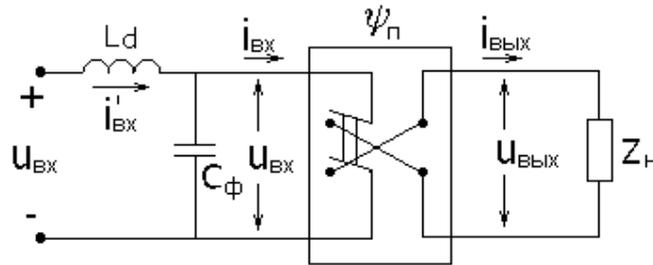


Рис. 2.3.1

Как видно из второго уравнения, входной ток инвертора будет импульсным (со скачком тока), что не допускает присутствия во входном источнике индуктивности. Реальные источники входного напряжения (чаще всего выпрямители), как правило, обладают индуктивностью L (если это только не аккумуляторы). Для устранения ее влияния на входе инвертора напряжения включается фильтровый конденсатор C_{ϕ} достаточной емкости, что является **первой особенностью** инвертора напряжения. Через него и замыкаются, минуя входной источник, скачки входного тока инвертора, как это видно из временных диаграмм на рис. 2.3.2.

Вторая особенность инвертора напряжения также видна из второго уравнения (2.3.1) и связана с тем, что входной ток инвертора $i_{\text{ВХ}}$ может принимать отрицательные значения при большом сдвиге фазы выходного тока инвертора $i_{\text{ВЫХ}}$ относительно коммутационной функции $\psi_{\text{П}}$ (т.е. выходного напряжения). Для этого необходимо наличие двусторонней проводимости у ключей вентильного комплекта инвертора, т.е. ключи должны быть выполнены на вентилях с полным управлением (транзисторы, ГТО-тиристоры), шунтированных вентилями обратного тока.

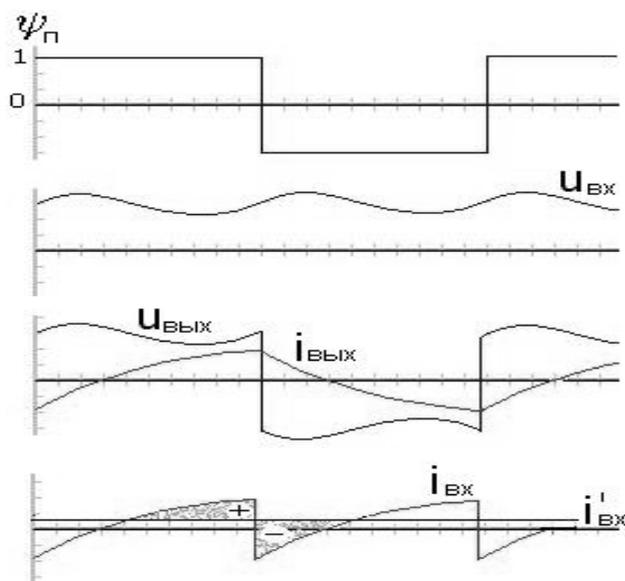


Рис. 2.3.2

Таким образом, рассматривая переменный ток как периодически реверсируемый постоянный ток, приходим к выводу, что схемы однофазных инверторов напряжения повторяют схемы реверсивных (по напряжению и току) преобразователей постоянного напряжения в постоянное (см. рис. 1.1.5,б, 1.1.6).

Форма выходного напряжения инвертора определяется в соответствии с соотношением (2.3.1) видом коммутационной функции вентильного коммутатора $\psi_{п}$. Основные виды этих функций, формирующие прямоугольное выходное напряжение инвертора по «гладкой составляющей», показанной пунктиром, приведены на рис. 2.3.3.

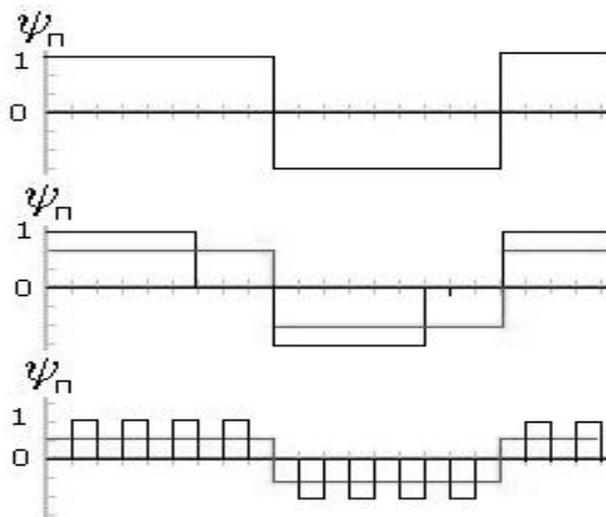


Рис. 2.3.3

Под **гладкой составляющей** периодической импульсной функции в силовой электронике принято понимать функцию, образованную непрерывной аппроксимацией средних значений (на интервале такта T_T коммутаций в преобразователе) мгновенной кривой напряжения или тока. Тогда гладкая со-

ставляющая первой коммутационной функции на рис. 2.3.3 есть нерегулируемый прямоугольник, а второй и третьей коммутационных функций – регулируемое по величине прямоугольное напряжение (за счет широтного и *широтного-импульсного регулирования* соответственно). Последний способ формирования кривой выходного напряжения, называемый «120° управлением» в отличие от предшествующего рассмотренного «180° управления», используется для исключения гармоник, кратных трем, особенно неблагоприятных для такой типовой нагрузки инвертора, как асинхронные двигатели.

Для оценки качества выходного напряжения инвертора при регулировании найдем спектры этих напряжений. Действующее значение k -й гармоники напряжения инвертора при широтном регулировании будет равно в долях входного напряжения

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}(k)}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{2 \cdot 4}{T \sqrt{2}} \int_0^{\frac{t_{\text{и}}}{2}} 1 \cos k\omega t dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi k} \sin kt_{\text{и}}^* \pi, \quad (2.3.2)$$

где $t_{\text{и}}^* = \frac{t_{\text{и}} \cdot 2}{T}$ – относительная длительность импульса в полупериоде выходного напряжения.

Из (2.3.1) можно выразить доли высших гармоник напряжения по сравнению с первой как

$$U_{\text{ВЫХ}}^*(k) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(k)}{U_{\text{ВЫХ}}(1)} = \frac{\sin k\pi t_{\text{и}}^*}{k \sin \pi t_{\text{и}}^*}. \quad (2.3.3)$$

На рис. 2.3.4 построены зависимости первой гармоники по (2.3.2) и высших гармоник по (2.3.3) от относительной длительности импульса напряжения, которую можно назвать глубиной модуляции напряжения по управлению, меняющейся от 0 до 1. Присутствуют только нечетные гармоники, наибольшая из которых – третья – при $t_{\text{и}}^* = \frac{2}{3}$ исчезает. Но уже при $t_{\text{и}}^* = \frac{1}{3}$ третья гармоника почти сравнивается с первой. Поэтому широтное регулирование может применяться только в малом диапазоне изменения $t_{\text{и}}^*$ для целей стабилизации выходного напряжения. К тому же зависимость первой гармоники от глубины регулирования нелинейна.

Для улучшения спектра выходного напряжения инвертора используют широтно-импульсное регулирование на несущей частоте, значительно превышающей (в число раз, называемое *кратностью коммутации* – $K_{\text{т}}$) частоту выходного напряжения инвертора (последняя диаграмма на рис. 2.3.3). Это смещает гармоники напряжения, обусловленные регулированием, в область более высоких частот, что облегчает их фильтрацию в нагрузке.

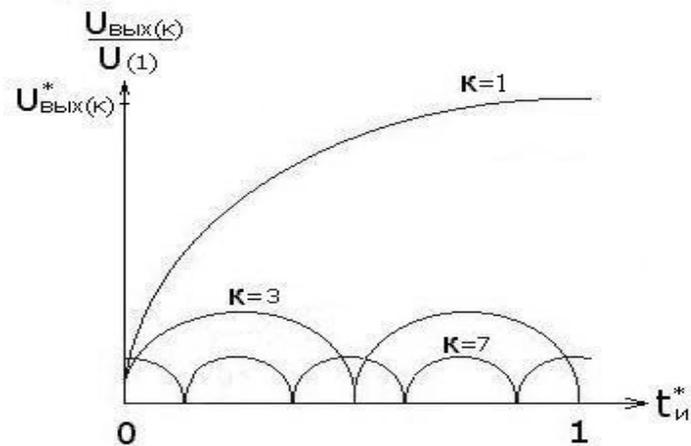


Рис. 2.3.4

Дальнейшее улучшение спектра выходного напряжения инвертора обеспечивается при модуляции длительностей импульсов по синусоидальному закону, как показано на рис. 2.3.5 для однополярной и двухполярной модуляций соответственно. Пунктиром показана гладкая составляющая выходного напряжения.

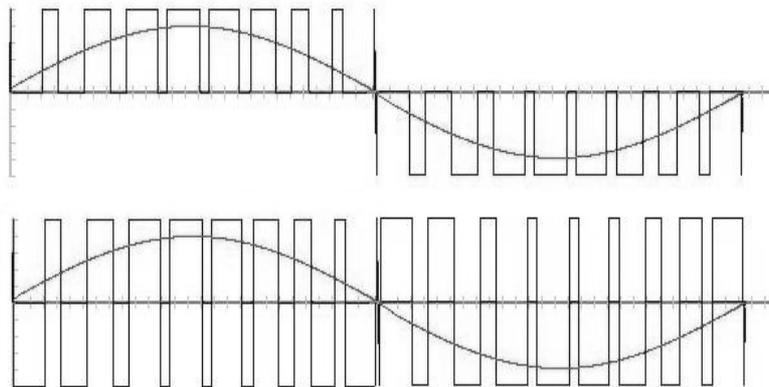


Рис. 2.3.5

Принята следующая классификация видов широтно-импульсной модуляции.

- По модулируемому параметру различают *одностороннюю* и *двухстороннюю широтно-импульсную модуляцию* (ШИМ). При односторонней модулируется положение переднего или заднего фронтов импульсов, при этом соответственно задний и передний фронты импульсов следуют с неизменной тактовой частотой. При двухсторонней модуляции изменяется в пределах такта положение обоих фронтов импульсов.

- По отношению периода модулирующего сигнала к периоду тактов импульсной последовательности, т.е. по *кратности коммутации*, различают ШИМ с целочисленной кратностью, рассмотренную выше, ШИМ с кратностью, выражаемой дробным рациональным числом, и ШИМ с кратностью,

выражаемой иррациональным числом. При дробно-рациональной кратности период повторения модулированной последовательности импульсов, формирующих выходное напряжение инвертора, определится как такой наибольший период выходного напряжения, в котором укладывается целое число периодов модулирующего сигнала и периодов тактов. Этот период задает период нижней *субгармоники* в кривой выходного напряжения, т.е. гармоники с частотой ниже частоты модулирующего сигнала, которой определяется частота основной гармоники выходного напряжения.

- По числу полярностей импульсов на длительности такта различают *двухполярную модуляцию*, когда такт образован совокупностью импульса положительной и отрицательной полярности (вторая диаграмма на рис. 2.3.5), *однополярную модуляцию*, когда такт образуется импульсом одной полярности и паузой (первая диаграмма на рис. 2.3.5), и *квазиоднополярную модуляцию*, когда после импульсов одной полярности, приближающихся по длительности к предельно минимальной длительности, допустимой при практической реализации, следуют импульсы другой полярности неизменной длительности, равной предельно минимальной [23]. Квазиоднополярная модуляция позволяет воспроизвести при широтно-импульсной модуляции как угодно малые величины выходного напряжения инвертора при наличии практических ограничений на минимальное время между коммутацией у реальных вентилях.

- По форме модулирующего сигнала, задающего закон изменения длительностей импульсов на такте, а значит, и форму гладкой составляющей выходного напряжения, различают синусоидальный, треугольный, трапецеидальный, прямоугольный законы модуляции.

- По способу однозначного определения конкретной длительности импульса на такте в функции непрерывного модулирующего сигнала различают *ШИМ первого рода*, когда длительность импульса зависит от значения модулирующего сигнала в некоторые фиксированные моменты времени, например в моменты начала импульса, *ШИМ второго рода*, когда длительность импульса обусловлена значением модулирующего сигнала в момент окончания модулируемого по длительности импульса, и ШИМ третьего и четвертого рода, когда длительность импульса определяется некоторой функциональной зависимостью от значения модулирующего сигнала в некоторой промежуточной точке на интервале импульса [24].

- По числу уровней модуля обобщенного вектора напряжения (см. далее раздел 2.3.2) трехфазного инвертора различают *одноуровневые алгоритмы управления*, реализуемые в классических трехфазных мостовых схемах инверторов, и *многоуровневые алгоритмы управления*, реализуемые в модифицированных схемах трехфазных инверторов.

Для оценки качества выходного напряжения инвертора при синусоидальной широтно-импульсной модуляции необходимо знать спектры напряжения. Теория спектров широтно-модулированных последовательностей импульсов первоначально получила развитие в радиотехнике, где исследовалась возмож-

ность построения мощных усилителей сигналов, работающих в режиме переключения (режим усиления класса Д), т.е. в режиме широтно-импульсной модуляции [24], а также в теории связи, где изучалась возможность использования ШИМ для помехоустойчивой передачи сообщений. Был разработан эффективный метод нахождения спектров напряжений при широтно-импульсной модуляции, названный *методом временной деформации*. Технология применения этого метода достаточно проста. Сначала находят спектр немодулированной последовательности прямоугольных (или любой другой формы) импульсов. Затем в выражение для полученного спектра подставляют вместо регулируемого параметра (момент фронта импульса, длительность импульса) его принятый закон изменения во времени (закон модуляции). Полученное выражение приводят к виду, удобному для применения.

Таким образом, можно показать, что спектр напряжения при синусоидальной широтно-импульсной модуляции второго рода содержит помимо первой высшие гармоники, частоты которых

$$\omega_{\omega} = kK_T \omega_T \pm l\omega_1,$$

где k, l равны 1,2,3,4....

При двухсторонней ШИМ в трехфазном инверторе в фазном напряжении инвертора (см. рис 2.3.14) будут присутствовать только гармоники порядка

$$n = k K_T \pm l,$$

где k_T – кратность коммутации, а k не кратно трем и отсутствуют комбинации, состоящие из двух нечетных либо четных чисел m и l (рис. 2.3.6).

Реализация двухполярной ШИМ возможна в любой базовой схеме однофазного инвертора (см. рис. 1.1.5,б, 1.1.6), а однополярная – только в двух последних схемах – полумостовой с нулевыми вентилями и мостовой. Все эти схемы инверторов, выполненных на реальных вентилях, имеют общий недостаток, связанный с конечным временем выключения вентиля. При этом из вновь включаемого вентиля и выключаемого вентиля (транзистора) на время его выключения образуется цепь короткого замыкания источника входного напряжения

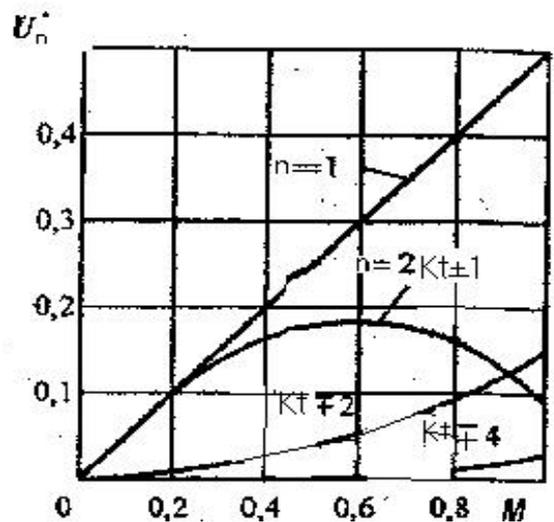


Рис. 2.3.6

и через транзисторы текут короткие импульсы больших сквозных токов, которые увеличивают потери и если их не ограничить, в состоянии вывести транзисторы из строя. Поэтому в реальных системах между моментом запираания одного транзистора плеча моста или полумоста и моментом отпираания другого транзистора этого же плеча вводится «мертвая» пауза, обычно порядка одной микросекунды.

Другая возможность снижения потерь мощности в транзисторах при переключении в инверторе напряжения связана с использованием переключения при нулевом напряжении, как в квазирезонансных преобразователях постоянного напряжения в постоянное, рассмотренных в разделе 1.3. Полумостовая схема инвертора напряжения с реализацией принципа переключения транзисторов при нулевом напряжении показана на рис. 2.3.7.

Емкости C образуют (при необходимости) среднюю точку источника входного напряжения для обеспечения работы $L_k C_k$ контура, который для каждого транзистора функционирует аналогично работе $L_k C_k$ контура в квазирезонансном преобразователе по схеме рис. 2.2.4,б. Роль L_k может выполнить и соответствующая индуктивность цепи нагрузки инвертора при работе на нагрузку с фиксированными параметрами.

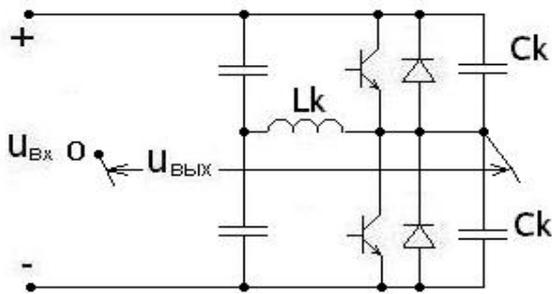


Рис. 2.3.7

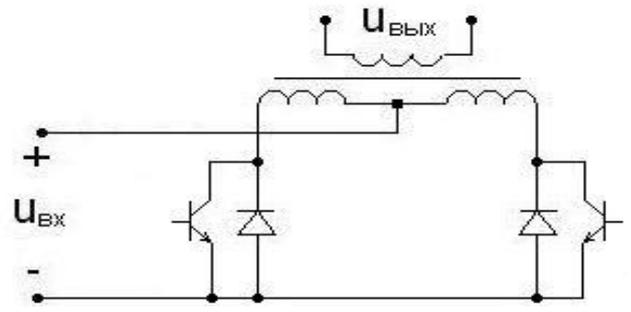


Рис. 2.3.8

При необходимости согласования уровней напряжения на входе и выходе инвертора напряжения может быть использована так называемая нулевая схема инвертора, показанная на рис. 2.3.8. В этой схеме в течение конечного времени выключения реального транзистора также происходит замыкание источника входного напряжения через включающийся и выключающийся транзисторы, соединенные на это время параллельно по отношению к входному источнику. Но так как при этом последовательно с каждым транзистором оказывается включенной индуктивность рассеивания соответствующей первичной обмотки трансформатора, то пики токов короткого замыкания источника будут ограничены.

Для возможности реализации в нулевой схеме инвертора однополярной ШИМ с целью улучшения качества она должна быть дополнена ключом переменного тока, образованного, например, двумя встречно-параллельно включенными управляемыми нулевыми вентилями (транзисторами), шунтирующей результирующую первичную или вторичную обмотки, как для второго случая показано на рис. 2.3.9.

Другой путь улучшения качества выходного напряжения инвертора связан с использованием дополнительной амплитудной модуляции импульсов выходного напряжения. Применительно к нулевой схеме инвертора это достигается секционированием первичной обмотки трансформатора и подключением к отводам дополнительных ключей переменного тока, выполненных аналогично выходному ключу на рис. 2.3.9. Схема такого инвертора приведена на рис. 2.3.10.

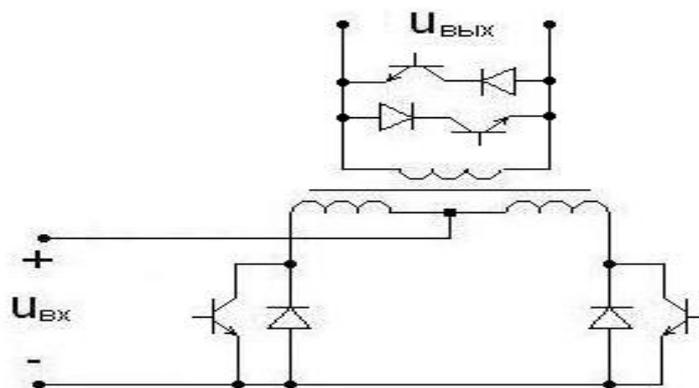


Рис. 2.3.9

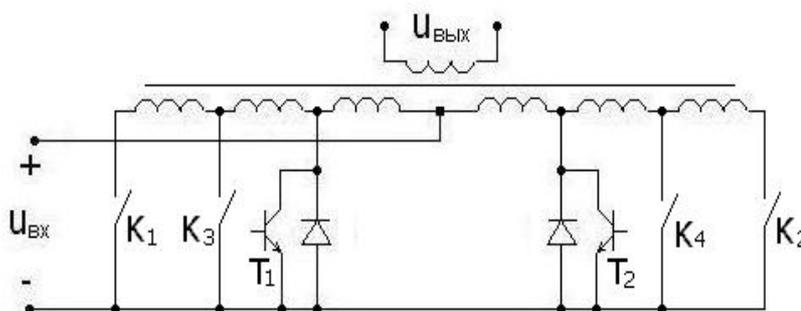


Рис. 2.3.10

При поочередном включении ключей K_1 , K_3 и транзистора T_1 формируется ступенчатая положительная полуволна выходного напряжения трансформатора за счет изменения парциальных коэффициентов трансформации подключенных обмоток трансформатора в соответствии с числами витков соответствующих частей первичной обмотки. Проблемы оптимальной аппроксимации синусоиды прямоугольно-ступенчатой функцией проанализированы в работах [25,26].

2.3.2. БАЗОВЫЕ СХЕМЫ ТРЕХФАЗНЫХ ИНВЕРТОРОВ НАПЯЖЕНИЯ

2.3.2.1. ТРЕХФАЗНЫЙ МОСТОВОЙ ИНВЕРТОР

Самая простая и самая распространенная схема трехфазного инвертора напряжения получается простым объединением по общему источнику входного напряжения трех полумостовых однофазных инверторов напряжения по схеме рис. 1.1.5,б, при этом при соединении фаз трехфазной нагрузки в звезду без нуля или треугольником не требуется наличие средней точки у источника входного напряжения, как показано на рис. 2.3.11.

В режиме 180-градусного управления сигналы управления на верхний и нижний транзисторы каждого плеча моста поступают в течение полупериода выходного напряжения с соответствующими фазовыми сдвигами для получения трехфазной системы, как показано на первых шести временных диаграммах рис. 2.3.12.

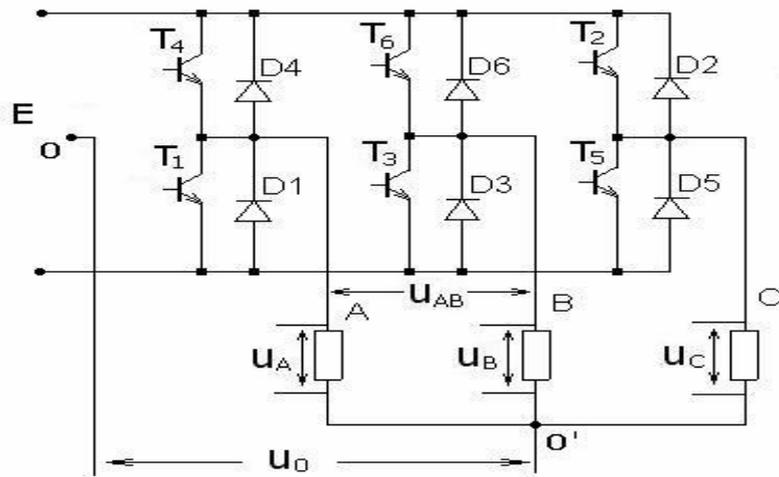


Рис. 2.3.11

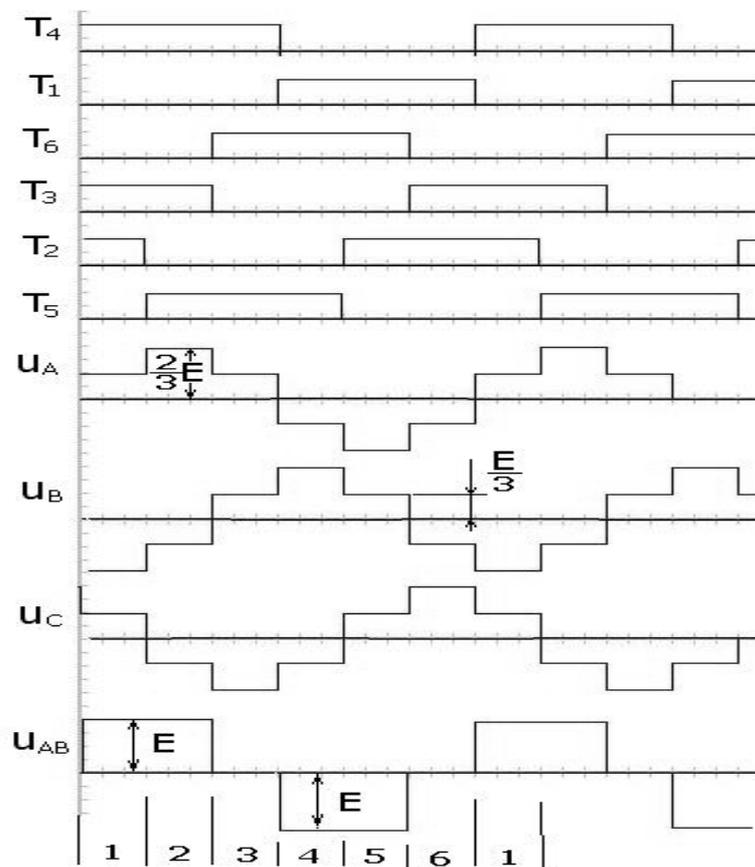


Рис. 2.3.12

На следующих трех диаграммах изображены кривые фазных напряжений трехфазной нагрузки и на последней диаграмме – кривая одного линейного напряжения. Шестиступенчатый характер диаграмм фазных напряжений инвертора свидетельствует о шести различных состояниях силовой схемы инвертора, интервалы существования которых обозначены цифрами 1-6 на рис. 2.3.12. Шесть схем замещения инвертора, соответствующие этим шести состояниям

силовой схемы, показаны на рис. 2.3.13. В шестом состоянии включены транзисторы T_2 , T_4 и T_5 . Фазы A и C нагрузки подключены к положительной шине входного источника питания E , а фаза B нагрузки подключена к отрицательной шине источника E . При одинаковых сопротивлениях фаз нагрузки на две параллельно соединенные фазы A и C будет приложена в положительном направлении треть напряжения источника, а на последовательно соединенную с ними фазу B – две трети напряжения источника питания, отрицательной полярности (минус на конце фазы нагрузки), что отражено соответствующей величиной ступеней фазных напряжений инвертора на первом интервале диаграммы рис. 2.3.12. Аналогично определяются по схемам замещения величины ступеней в фазных напряжениях инвертора и на всех остальных интервалах. Характерно, что каждое состояние отличается от предыдущего переключением только одной фазы нагрузки в противоположную полярность напряжения.

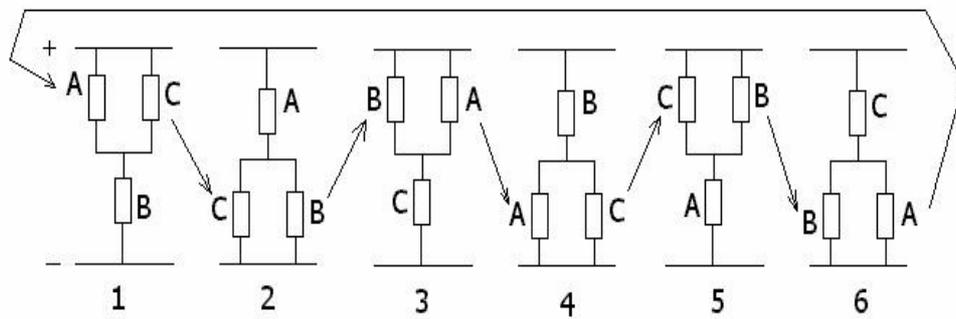


Рис. 2.3.13

По построенным фазным напряжениям легко определить и межфазное (линейное) напряжение, как это показано для линейного напряжения U_{AB} .

Математическая модель инвертора в фазных переменных. Полученная трехфазная система фазных напряжений нагрузки инвертора образует уравновешенную систему напряжений, так как

$$U_A + U_B + U_C = 0. \quad (2.3.4)$$

В то же время трехфазная система фазных напряжений плеч инвертора, отсчитываемая относительно условной средней точки O источника входного напряжения, уже не является уравновешенной, так как

$$\frac{1}{3}(U_{A_0} + U_{B_0} + U_{C_0}) = U_0, \quad (2.3.5)$$

Между нулевыми точками источника и нагрузки выделяется напряжение тройной частоты U_0 , которое является напряжением нулевой последовательности трехфазной системы и равно сумме гармоник, кратных трем, содержащихся в фазных напряжениях плеч инвертора U_{A_0} , U_{B_0} , U_{C_0} .

Определим коммутационные функции вентильного комплекта преобразователя ψ_n для фаз A, B, C , связывающие входные и выходные переменные соотношениями вида (2.3.1). При этом будем основываться на алгоритме *180-градусного управления*, т.е. на взаимно-обратном характере коммутационных функций ключей (КФК), верхнего и нижнего транзистора в каждом плече моста, а именно:

$$\psi_1 + \psi_4 = 1, \quad \psi_2 + \psi_5 = 1, \quad \psi_3 + \psi_6 = 1. \quad (2.3.6)$$

Тогда с учетом этого коммутационные функции каждого плеча (КФП) трехфазного моста найдем через КФК очевидным образом:

$$\psi_{A0} = \psi_4 - \psi_1 = 2\psi_4 - 1, \quad \psi_{B0} = 2\psi_6 - 1, \quad \psi_{C0} = 2\psi_2 - 1. \quad (2.3.7)$$

Из уравнений связи между напряжениями инвертора с учетом (2.3.5) находим связь между фазными напряжениями инвертора и фазными напряжениями плеч моста:

$$\begin{aligned} u_A &= E\psi_A = u_{A_0} - u_0 = \frac{1}{3}(2u_{A_0} - u_{B_0} - u_{C_0}), \\ u_B &= E\psi_B = u_{B_0} - u_0 = \frac{1}{3}(2u_{B_0} - u_{C_0} - u_{A_0}), \\ u_C &= E\psi_C = u_{C_0} - u_0 = \frac{1}{3}(2u_{C_0} - u_{A_0} - u_{B_0}). \end{aligned} \quad (2.3.8)$$

В свою очередь для фазных напряжений плеч моста можно записать

$$\begin{aligned} u_{A_0} &= \frac{E}{2}\psi_{A_0} = (\psi_4 - \psi_1)\frac{E}{2} = \frac{E}{2}(2\psi_4 - 1), \\ u_{B_0} &= \frac{E}{2}\psi_{B_0} = (\psi_6 - \psi_3)\frac{E}{2} = \frac{E}{2}(2\psi_6 - 1), \\ u_{C_0} &= \frac{E}{2}\psi_{C_0} = (\psi_2 - \psi_5)\frac{E}{2} = \frac{E}{2}(2\psi_2 - 1). \end{aligned} \quad (2.3.9)$$

После подстановки (2.3.9) в (2.3.8) и преобразований получим связь между коммутационными функциями фаз нагрузки (КФФ) и коммутационными функциями ключей инвертора (КФК):

$$\begin{aligned} \psi_A &= \frac{1}{3}(2\psi_4 - \psi_6 - \psi_2), \\ \psi_B &= \frac{1}{3}(2\psi_6 - \psi_2 - \psi_4), \\ \psi_C &= \frac{1}{3}(2\psi_2 - \psi_4 - \psi_6). \end{aligned} \quad (2.3.10)$$

Из (2.3.5) с учетом (2.3.9) можно получить коммутационную функцию ψ_n напряжения нулевой последовательности (КФН), действующего между нулевыми токами источника и нагрузки, из соотношения

$$u_0 = E\psi_n = E\left(\frac{\psi_4 + \psi_6 + \psi_2}{3} - \frac{1}{2}\right),$$

откуда

$$\psi_n = \frac{1}{3}(\psi_4 + \psi_6 + \psi_2) - \frac{1}{2}. \quad (2.3.11)$$

При соединении нагрузки инвертора не в звезду, а в треугольник удобно оперировать с коммутационными функциями линейных напряжений (КФЛ), которые просто выражаются через коммутационные функции фазных напряжений КФФ:

$$\begin{aligned} \psi_{AB} &= \psi_A - \psi_B = \psi_4 - \psi_6, \\ \psi_{BC} &= \psi_B - \psi_C = \psi_6 - \psi_2, \\ \psi_{CA} &= \psi_C - \psi_A = \psi_2 - \psi_4. \end{aligned} \quad (2.3.12)$$

Из выражений (2.3.10) для КФФ следует, что в трехфазном мостовом инверторе фазное напряжение на нагрузке определяется коммутационными функциями ключей (КФК) анодной (катодной) группы всех трех фаз. Это обуславливает **специфику управления** инвертором напряжения при ШИМ, заключающуюся в том, что невозможно управлять напряжением в каждой фазе, воздействуя только на один канал управления ключами этой фазы.

Теперь найдем связь входного тока инвертора i_n с токами фаз нагрузки, исходя из уравнения баланса мгновенных мощностей на входе и выходе инвертора

$$Ei_n = i_A u_A + i_B u_B + i_C u_C = E(i_A \psi_A + i_B \psi_B + i_C \psi_C), \quad (2.3.13)$$

что с учетом (2.3.10) дает

$$i_n = i_A \psi_4 + i_B \psi_6 + i_C \psi_2. \quad (2.3.14)$$

По этому соотношению можно построить форму тока на входе инвертора по известной форме тока в фазах нагрузки, определяемой заданной формой напряжения на нагрузке.

Для нахождения форм токов в транзисторе и диоде ключей моста через токи фаз выразим ток транзистора, учитывая его одностороннюю проводимость, с помощью его коммутационной функции, например для фазы A :

$$i_{T_4} = \frac{1}{2}(i_A \psi_4 + |i_A| \psi_4) = \psi_4 \frac{i_A + |i_A|}{2}. \quad (2.3.15)$$

Тогда ток встречно-параллельного обратного диода

$$i_{D_4} = \Psi_4 \frac{|i_A| - i_A}{2}. \quad (2.3.16)$$

Эти два соотношения позволяют рассчитать загрузку вентиля по среднему и действующему значениям анодного тока в функции токов фаз нагрузки и принятого алгоритма управления вентилями, определяющего вид коммутационной функции вентиля.

На рис. 2.3.14 показаны диаграммы, иллюстрирующие вид введенных коммутационных функций и построенных с их помощью токов вентиля и входа инвертора при синусоидальной ШИМ.

Первая диаграмма показывает алгоритм формирования КФП трех фаз инвертора Ψ_{A_0} , Ψ_{B_0} , Ψ_{C_0} , изображенных на трех следующих диаграммах. Переключение КФП происходит по точкам сравнения симметричного пилообразного напряжения с синусоидальным модулирующим напряжением соответствующей фазы, в результате чего реализуется двухполярная синусоидальная двусторонняя ШИМ с кратностью $N = 12$. Вслед за диаграммами КФП следует диаграмма КФФ фазы A , определяющая форму фазного напряжения инвертора, а за ними изображена КФЛ, формирующая кривую линейного напряжения u_{AB} . На следующих двух диаграммах соответственно приведены форма тока транзистора T_4 и ток на входе инвертора i_{π} . При построении диаграмм токов считалось, что токи в фазах нагрузки представлены своими гладкими составляющими (здесь совпадающими с их первыми гармониками). При активно-индуктивной нагрузке на выходе инвертора первая гармоника тока в фазе отстает от первой гармоники напряжения фазы на угол $\varphi_{(1)}$.

Из диаграммы входного тока инвертора i_{π} следует, что этот ток, во-первых, имеет разрывной (скачкообразный) характер и, во-вторых, на коротких интервалах времени может менять свой знак, как на рис. 2.3.2. Поэтому источник входного напряжения должен быть безындуктивным и, кроме того, способным пропускать импульсы тока в обоих направлениях. Этим требованиям удовлетворяет только аккумулятор. Если же постоянное напряжение получается с выхода выпрямителя, то на вход инвертора необходимо включить фильтровой конденсатор, через который и замкнутся скачки входного тока, а его гладкая составляющая замкнется через выпрямитель.

На последних трех диаграммах (рис. 2.3.14), относящихся к следующему разделу, приведены модуль обобщенного вектора напряжения инвертора и его реальная и заданная фазы, отсчитываемые в пределах одного полного оборота обобщенных векторов в комплексной плоскости.

В случае высоких частотах выходного напряжения инвертора частота коммутации вентиля при синусоидальной ШИМ с кратностью 12 и выше может превысить предельно допустимую частоту коммутации вентиля. Особенно это актуально для GTO-тиристоров, у которых предельная частота коммутации сегодня не превосходит 1 кГц, а также для мощных IGBT-транзисто-

Рис. 2.3.14

ров, где эти ограничения лежат на уровне нескольких килогерц. К тому же значения реактивных сопротивлений индуктивностей реальных нагрузок на высоких частотах (индуктивности рассеивания трансформаторов, асинхронных двигателей) обычно обеспечивают приемлемое сглаживание пульсаций в токах фаз инвертора при частотах коммутации, не превышающих предельно допустимых. В этих случаях для формирования кривой выходного напряжения и регулирования величины его первой гармоники приемлемым оказывается способ широтно-импульсного регулирования (ШИР). Формы фазного и линейного напряжений трехфазного мостового инвертора при шестикратном ШИР приведены на рис. 2.3.15. Кривая напряжения сформирована путем попередного пребывания схемы в тех же шести состояниях, что и на рис. 2.3.12, разделенных нулевыми паузами. Последние формируются путем одновременного подключения всех фаз нагрузки или к положительной шине источника входного напряжения или к отрицательной шине. Разновидности видов ШИР трехфазных инверторах рассмотрены в [27].

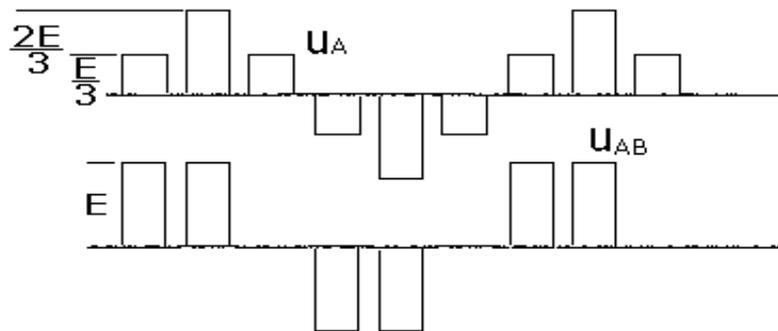


Рис. 2.3.15

Математическая модель инвертора при преобразовании координат (в ортогональные двухфазные). Рассмотренная математическая модель инвертора построена в фазных координатах, которые являются естественными и дают реальные напряжения и токи и в модели и в реальной установке. Вместе с тем модель в фазных координатах имеет и недостатки.

1. Трудность расчета электромагнитных процессов в такой модели, когда нагрузка содержит переменные параметры. Такой распространенной нагрузкой инвертора являются машины переменного тока (асинхронные и синхронные), модель которых, как известно из теории электрических машин [28], имеет периодически изменяющиеся параметры (индуктивности обмоток) даже при работе машины в установившемся режиме.

2. Число каналов управления инвертором (три модулирующих сигнала при ШИМ для трехфазного инвертора с соединением нагрузки в звезду без нуля или треугольник) превышает число независимо регулируемых переменных (токи двух фаз нагрузки, так как ток третьей фазы однозначно определяется через токи двух фаз в соответствии с первым законом Кирхгофа).

Эти недостатки естественных координат для данного объекта можно устранить полностью либо частично, если перейти к модели инвертора в ортогональной системе координат или, что аналогично, к модели инвертора в плоскости комплексного переменного, называемую моделью инвертора для обобщенных векторов.

Обобщенный вектор в комплексной плоскости определяется как следующая композиция из трех переменных, например для фазного выходного напряжения инвертора в неподвижной α, β - системе координат:

$$\dot{i} = u_{\alpha} + ju_{\beta} = \frac{2}{3}(u_A + au_B + a^2u_C), \quad (2.3.17)$$

где

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}, \quad (2.3.18)$$

$$a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

есть единичные операторы поворота соответственно на 120° и 240° .

После их подстановки в (2.3.17) получаем

$$\dot{i} = u_{\alpha} + ju_{\beta} = u_A + j\frac{u_B - u_C}{\sqrt{3}} = u_A + j\frac{u_{BC}}{\sqrt{3}}. \quad (2.3.19)$$

Модуль обобщенного вектора

$$|\dot{i}| = \sqrt{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} \quad (2.3.20)$$

и его фаза

$$\theta = \arctg \frac{u_{\beta}}{u_{\alpha}}. \quad (2.3.21)$$

Для трехфазной симметричной системы синусоидальных напряжений единичной амплитуды обобщенный вектор в плоскости комплексного переменного будет представлен вектором единичной амплитуды, который равномерно вращается со своей угловой частотой.

При прямоугольно-ступенчатой форме выходного напряжения трехфазного инвертора (см. рис. 2.3.12) для модуля обобщенного вектора получаем единицу во всех состояниях, а фаза обобщенного вектора скачком увеличивается на 60° при каждой смене состояний, как показано на рис. 2.3.16. Если изобразить обобщенный вектор на комплексной плоскости, то он будет иметь шесть дискретных положений, скачком переходя в моменты коммутации из текущего в следующее по порядку (рис. 2.3.17,а). Формируемая при ШИМ еще и нулевая пауза в выходных напряжениях инвертора соответствует состоянию, когда все фазы нагрузки подключаются к положительной шине ис-

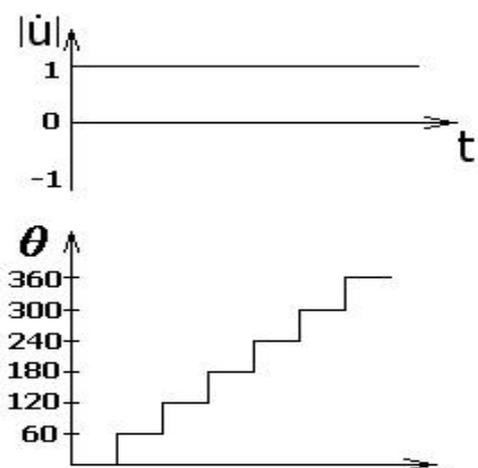


Рис. 2.3.16

точника питания (код состояния 111) или к отрицательной шине источника (код состояния 000). Здесь состояния инвертора закодированы трехразрядным двоичным числом, где присутствие единицы в первой, второй и третьей позиции числа соответствует единичным значениям коммутационных функций ключей 4, 6, 2 моста инвертора.

Таким образом, силовая схема инвертора может находиться в **восьми состояниях**: в шести возможных активных состояниях и двух пассивных (нулевых). Синтез алгоритма управления инвертором содержательно сводится к заданию порядка смены состояний

(очередности коммутаций вентилях) и длительностей пребывания в каждом из них.

Если оперировать не с мгновенными значениями обобщенного вектора напряжения, а с его средними значениями на интервале такта, т.е. перейти к *гладкой составляющей* изменения обобщенного вектора, то в пределах сектора 60° между двумя средними положениями двух смежных обобщенных векторов напряжений i_1 и u_2 можно получить любое положение усредненного вектора заданной величины (гладкую составляющую), как это показана на рис. 2.3.17,б. Его величина и фаза определяется в соответствии с уравнением

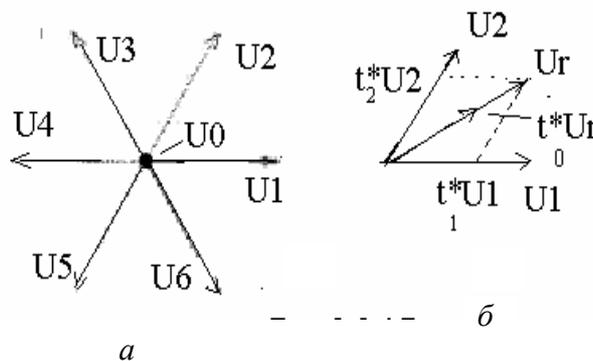


Рис. 2.3.17

$$\dot{i} = t_1^* \dot{i}_1 + t_2^* \dot{i}_2 + t_3^* \dot{i}_0, \quad (2.3.22)$$

где \dot{i}_0 – нулевой вектор напряжения, определяемый состояниями 000 и 111 вентилях инвертора; t_1^* , t_2^* , t_3^* – относительные длительности включения векторов \dot{i}_1 , \dot{i}_2 , \dot{i}_0 , отсчитанные в долях периода тактовой частоты коммутаций в инверторе при ШИМ.

При этом возможно множество вариантов технической реализации в системе управления инвертором алгоритма (2.3.22) за счет изменения порядка следования во времени слагаемых в этом уравнении и за счет различных способов получения вектора нулевого напряжения. Это и определяет известное множество алгоритмов управления инвертором по обобщенному вектору, которое будет рассмотрено в главе по системам управления преобразователями.

Тем не менее уже сейчас можно отметить, что формально синтез алгоритма управления инвертором сводится в конечном итоге к синтезу трех коммутационных функций фазных напряжений (КФФ) в плоскости действительных переменных или одного обобщенного вектора коммутационной функции фазного напряжения (ОКФФ) в плоскости комплексного переменного, определяемого аналогично (2.3.19)

$$i = \frac{2}{3} E(\psi_A + \psi_B a + \psi_C a^2) = E\psi = E(\psi_\alpha + j\psi_\beta) = E\left(\psi_A + j\frac{\psi_{BC}}{\sqrt{3}}\right).$$

За критерий оптимизации формы коммутационной функции в конкретной ситуации может быть принят один из следующих:

- минимизация гармоник заданной частоты в выходном напряжении;
- минимизация интегральных коэффициентов гармоник выходного напряжения соответствующего порядка (обычно первого), определяемого видом нагрузки;
- ограничение на заданном уровне максимальной частоты коммутации вентиляей.

Кроме системы неподвижных ортогональных осей α , β -координат при переменной частоте напряжения инвертора применяют ортогональную вращающуюся с произвольной переменной скоростью систему x, y -координат [28]. Ее важным частным случаем является система d, q -координат, вращающаяся с постоянной скоростью, определяемой частотой напряжения инвертора. Формулы перехода от α , β -координат к d , q -координатам имеют вид

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix}, \quad (2.3.23)$$

а формулы обратного перехода аналогичны, поскольку обратная матрица преобразования здесь подобна первоначальной матрице.

В d , q -координатах, или, как их еще называют, синхронных координатах, трехфазная синусоидальная система напряжений представляется уже неподвижным вектором с фиксированными (постоянными) проекциями на d , q -оси, вращающиеся с синхронной скоростью. Такое представление упрощает, как будет показано в соответствующем разделе по управлению, реализацию регуляторов системы управления, работающих с сигналами постоянного тока, а не переменного тока.

2.3.2.2. ТРЕХФАЗНЫЙ ИНВЕРТОР НАПРЯЖЕНИЯ НА БАЗЕ ТРЕХ ОДНОФАЗНЫХ МОСТОВЫХ СХЕМ

Возможны два варианта такого инвертора. Если у трехфазной нагрузки доступны оба конца каждой фазы, то отдельные фазы нагрузки просто подключаются к выходу каждого однофазного моста. Такая ситуация возможна

при питании от инвертора напряжения трехфазного двигателя переменного тока (асинхронного или синхронного) при наличии на двигателе выводов от всех концов обмоток. Но при независимом формировании методом однополярной синусоидальной ШИМ фазных напряжений в каждом однофазном инверторе полученная трехфазная система будет неуравновешенной, так как

$$u_A + u_B + u_C \neq 0, \quad (2.3.24)$$

и вследствие этого в фазных токах появятся гармоники нулевой последовательности, дополнительно загружающие инвертор и электрическую машину. Для их исключения необходимо согласованно управлять однофазными мостами инвертора, обеспечивая уравновешенность трехфазной системы напряжений [23].

Второй вариант инвертора для трехфазной нагрузки с тремя доступными выводами требует применения трех однофазных выходных трансформаторов, при соединении вторичных обмоток которых в звезду (рис. 2.3.18) исключается возможность протекания токов нулевой последовательности в нагрузке.

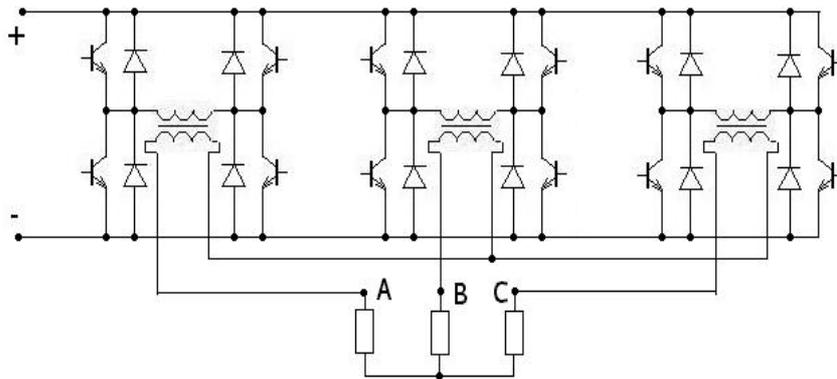


Рис. 2.3.18

Сравнивая два вида рассмотренных трехфазных инверторов напряжения, отметим их отличительные признаки. Трехфазные инверторы на базе однофазных мостовых схем можно назвать одноступенчатыми с ШИМ, так как их выходное напряжение в каждой полуволне имеет только одну ступень напряжения, отличную от нулевой, а именно ступень E . Модуль обобщенного вектора напряжения трехфазного инвертора также имеет только один уровень. Трехфазные мостовые инверторы можно в этом случае назвать двухступенчатыми с ШИМ, так как их выходное фазное напряжение имеет две возможные ступени напряжения $\frac{E}{3}$ и $\frac{2}{3}E$. Модуль обобщенного вектора напряжения, как было показано, также имеет только один уровень. Можно построить схемы трехфазных инверторов напряжения с большим числом ступеней в выходном напряжении, что априорно улучшит геометрически форму выходного напряжения инвертора и приведет к появлению в математической модели инвертора нескольких возможных уровней модуля обобщенного вектора напря-

жения инвертора. По этому признаку различают *многоуровневые инверторы напряжения* (трехуровневые, пятиуровневые, семиуровневые). Технически это достигается за счет добавления с методу ШИМ формирования кривой выходного напряжения еще и метода амплитудной модуляции. Последнее возможно при наличии нескольких уровней напряжения у входного источника питания. Такие усложненные схемы инверторов оправданы при больших мощностях (более тысячи киловатт), когда улучшение качества выходного напряжения за счет добавления амплитудной модуляции компенсирует его ухудшение, вызываемое снижением допустимой *кратности коммутации* на верхних частотах выходного напряжения.

2.3.3. ТРЕХУРОВНЕВЫЙ ТРЕХФАЗНЫЙ ИНВЕРТОР

Схема трехуровневого трехфазного инвертора напряжения показана на рис. 2.3.19. Здесь каждое плечо классического трехфазного инвертора состоит из двух последовательно включенных полностью управляемых вентилей, шунтированных обратными диодами. Дополнительные диоды соединяют нулевую точку источника входного напряжения со средними точками плеч инвертора, образованные последовательно соединенными вентилями. В качестве полностью управляемых вентилей в мощных инверторах используют GTO-тиристоры или IGCT-тиристоры, которые и изображены в схеме рис. 2.3.19.

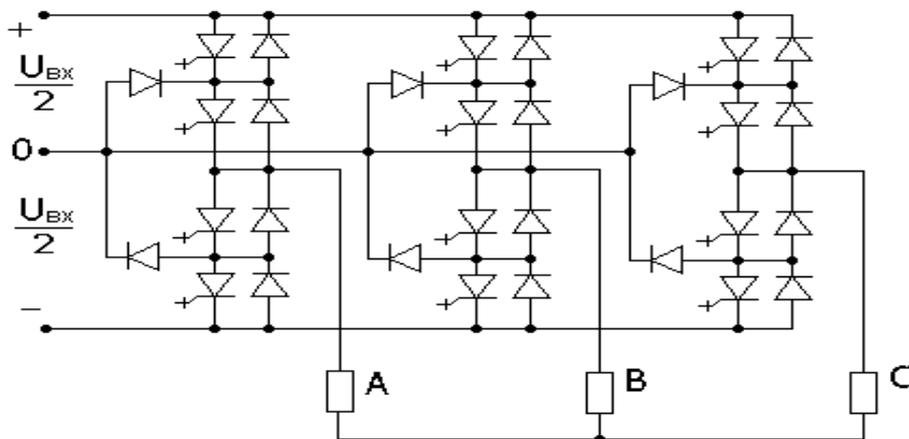


Рис. 2.3.19

Первому (наибольшему) уровню модуля обобщенного вектора напряжения соответствует схема замещения инвертора (рис. 2.3.20,а), как и у одноуровневого инвертора, с тем только отличием, что каждая фаза нагрузки подключена через два последовательных открытых тиристора к положительному или отрицательному полюсу источника входного напряжения. Ступени напряжения на фазах нагрузки в этом состоянии могут быть равны $\frac{1}{3}U_{\text{вх}}$ или $\frac{2}{3}U_{\text{вх}}$. Шести подобным схемам замещения инвертора соответ-

вуют шесть векторов обобщенного вектора напряжения наибольшего уровня, изображенных на рис. 2.3.17.

Второму (промежуточному) уровню модуля обобщенного вектора напряжения соответствует схема замещения инвертора, приведенная на рис. 2.3.20,б. Здесь две фазы нагрузки подключаются к двум различным полюсам источника входного напряжения, а третья фаза через один из внутренних тиристоров подключается к средней точке источника. Ступени напряжения на двух фазах нагрузки равны $\pm \frac{1}{2} U_{\text{вх}}$, а на третьей фазе – нулевому напряжению. Для изо-

браженного случая модуль обобщенного вектора напряжения равен $\frac{U_{\text{вх}}}{\sqrt{3}}$,

а его фаза равна 30° . Здесь также возможны шесть векторов с таким модулем и с фазами, различающимися между двумя соседними векторами на 60° .

Третьему (наименьшему) уровню модуля обобщенного вектора напряжения соответствует схема замещения, показанная для одного из состояний на рис. 2.3.20,в. При этом две фазы нагрузки подключены к одному полюсу входного источника, а третья фаза – через внутренний тиристор к нулевой точке источника, т.е. как бы нагрузка питается от одной половинки входного источника. Ступени напряжения на фазах нагрузки равны $\frac{1}{3} U_{\text{вх}}$ и $\frac{1}{6} U_{\text{вх}}$.

Модуль обобщенного вектора напряжения при этом в соответствии с (2.3.20)

равен $\frac{U_{\text{вх}}}{3}$, а его фаза для изображенного случая равна нулю. Возможны

шесть подобных состояний инвертора, имеющие ту же величину модуля обобщенного вектора и фазовые сдвиги, нарастающие по 60° при переходе от соответствующих последовательностей состояний типа рис. 2.3.13 с питанием от половины источника.

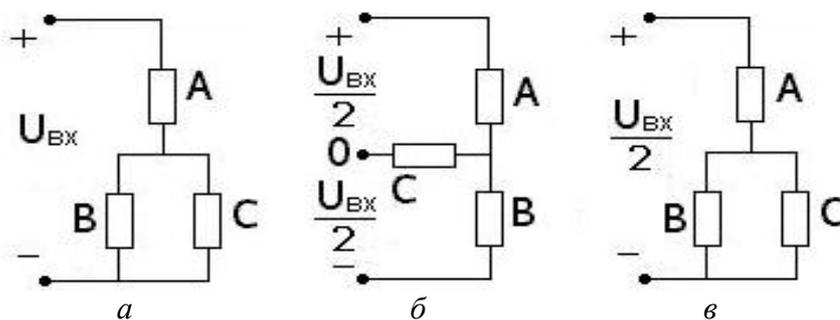


Рис. 2.3.20

Таким образом, трехуровневый инвертор, имея в три раза большее (восемнадцать) число возможных положений обобщенного вектора напряжения, чем одноуровневый инвертор, позволяет более качественно сформировать кривую напряжения на нагрузке за счет использования еще и амплитудной модуляции обобщенного вектора выходного напряжения.

2.3.4. ПЯТИУРОВНЕВЫЕ И m -УРОВНЕВЫЕ ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

При выполнении трехуровневых инверторов на IGBT-транзисторах с предельными параметрами на сегодня достигнуты мощности порядка 1000 кВт. Дальнейшее наращивание мощности инверторов для решения задач большой электроэнергетики приводит к необходимости выполнять их на GTO-тиристорах или IGCT-тиристорах, имеющих более высокие значения рабочих напряжений и токов, но, к сожалению, меньшие предельные частоты коммутации, обычно в сотни герц. С другой стороны, с ростом мощности и напряжения инвертора повышаются требования к качеству его выходного напряжения, которое невозможно теперь сформировать методами синусоидальной ШИМ из-за низкой допустимой частоты коммутации тиристоров с полным управлением. Поэтому единственной возможностью улучшения качества выходной энергии инвертора напряжения большой мощности является использование амплитудной модуляции, позволяющей сформировать ступенчатую кривую выходного напряжения, аппроксимирующую синусоиду.

Известны два подхода к достижению этой цели. Первый подход основан на секционировании (емкостным делителем) общего источника питания постоянного напряжения. Для получения m -уровней в полуволне выходного напряжения инвертора требуется $m-1$ емкостей в делителе напряжения. Из такого же количества ключей (вентилей с полным управлением) будет состоять и каждое плечо инвертора. Пример одной фазы такого пятиуровневого инвертора приведен на рис. 2.3.21, а форма его выходного напряжения будет иметь вид пятиступенчатой аппроксимации каждой полуволны синусоиды.

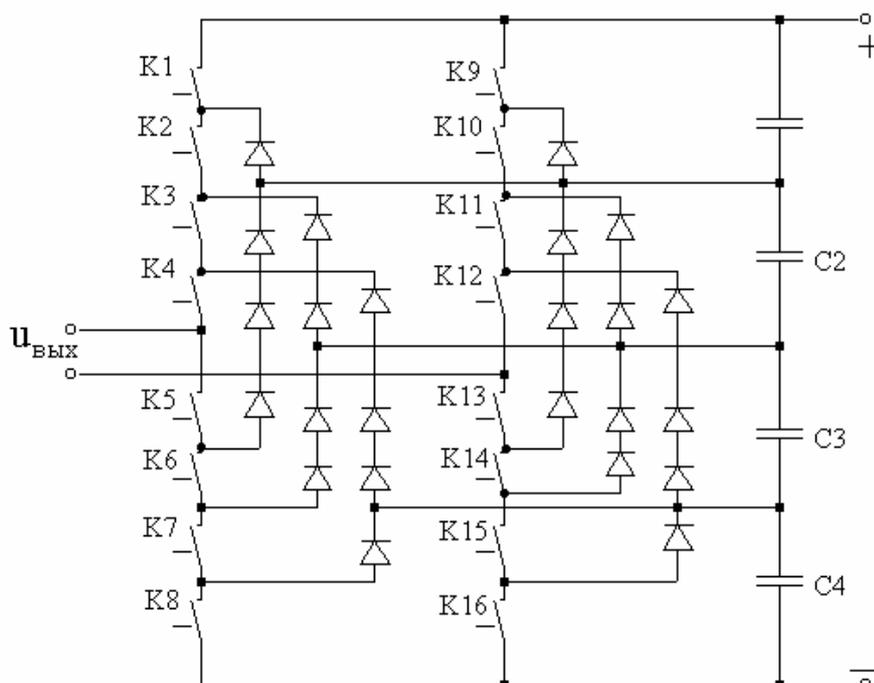


Рис. 2.3.21

Напряжение на каждом элементе схемы ограничено уровнем напряжения одного конденсатора делителя входного напряжения, которое здесь равно $U_{вх}/4$. Это обеспечивается соответствующим включением блокирующих диодов. Платой за улучшение качества выходного напряжения является большое число диодов на высокие напряжения и трудности управления по равномерному распределению напряжения источника питания между конденсаторами делителя напряжения. Возможен вариант этой схемы с заменой блокирующих диодов конденсаторами с плавающим (не фиксированным) уровнем напряжения на них [29].

Второй подход к построению *многоуровневого инвертора* напряжения основан на использовании в каждой фазе последовательного включения $(m-1)$ однофазных мостовых ячеек инверторов напряжения, имеющих отдельные источники питания постоянного напряжения. Схема трехфазного инвертора напряжения, образованного из таких каскадов однофазных ячеек, соединенных в звезду, показана на рис. 2.3.22.

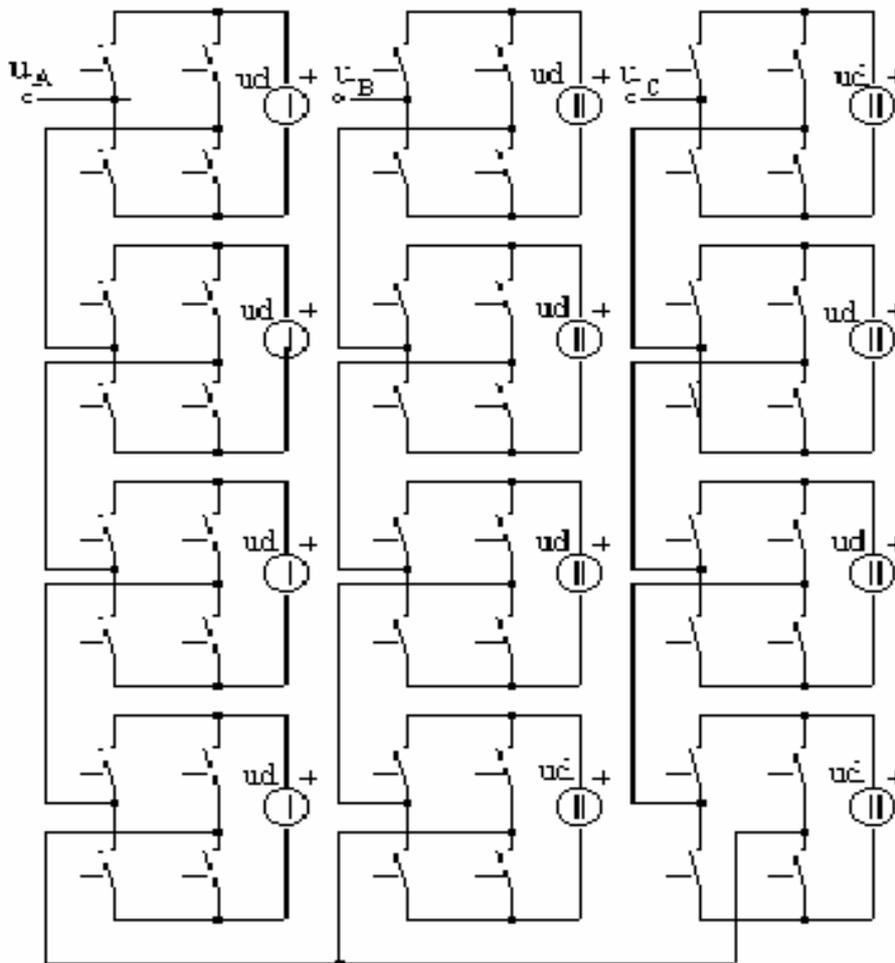


Рис. 2.3.22

Форма кривой фазного напряжения инвертора такая же, как в предыдущей схеме. Амплитудная модуляция выходного напряжения каскада ячеек обеспечивается различной продолжительностью импульсов напряжения отдельных ячеек. Затраты на собственно инвертор здесь меньше, чем при первом подходе, но возрастают затраты на создание $(m-1)$ независимых источников постоянных напряжений u_d для каждой ячейки инвертора. Это потребует многообмоточного трансформатора и $3(m-1)$ выпрямителей с емкостными фильтрами для трехфазного m -уровневого инвертора.

ВОПРОСЫ К ГЛАВЕ 2

- 1.1. Какие известны типы автономных инверторов?
- 1.2. В чем основные отличия схем инверторов напряжения от схем инверторов тока?
- 1.3. Какие особенности у внешней характеристики инвертора тока?
- 1.4. Как можно регулировать величину выходного напряжения инвертора тока?
- 1.5. Какими модификациями схемы инвертора тока можно ограничить рост напряжения холостого хода инвертора тока?
- 1.6. Что дает применение вентиля обратного тока в резонансных инверторах?
- 2.7. Какими преимуществами обладает транзисторный резонансный инвертор перед тиристорным?
- 2.8. Как регулируется выходное напряжение у инверторов напряжения?
- 2.9. Какие свойства у резонансного инвертора класса E ?
- 2.10. В чем отличие ШИР от ШИМ в инверторах напряжения?
- 2.11. Какая особенность спектра выходного напряжения инвертора напряжения при синусоидальной двухсторонней ШИМ 2?
- 2.12. Как определяется обобщенный вектор трехфазного инвертора напряжения?
- 2.13. Сколько активных и нулевых состояний у обобщенного вектора трехфазного мостового инвертора напряжения?
- 2.14. Как выражаются компоненты обобщенного вектора в α , β и d , q осях?
- 2.15. В чем отличие трехуровневого инвертора напряжения от одноуровневого?
- 2.16. Как строить многоуровневые инверторы напряжения?
- 2.17*. В каких типах инверторов возможна рекуперация энергии из нагрузки и почему?

3. РЕГУЛЯТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

3.1. КЛАССИФИКАЦИЯ РЕГУЛЯТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Регуляторами переменного напряжения в силовой электронике называются преобразователи переменного напряжения в переменное же напряжение той же частоты, но с регулируемой величиной напряжения. Они позволяют плавно, бесконтактно, быстро изменять переменное напряжение на нагрузке в отличие от громоздких, инерционных традиционных устройств его регулирования на основе трансформаторов с переключением отводов, автотрансформаторов, управляемых реактивных балластных сопротивлений (реакторов, конденсаторов).

Можно выделить следующие типы регуляторов переменного напряжения.

1. *С фазовым способом регулирования переменного напряжения* и естественной коммутацией. Эти регуляторы выполняются на вентилях с неполным управлением (тиристорах), и поэтому они самые простые и дешевые, но имеют пониженное качество выходного напряжения и потребляемого из сети тока.

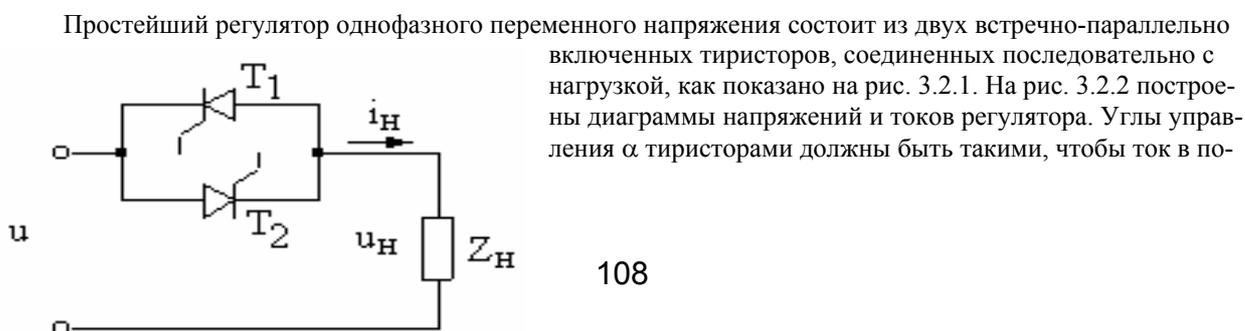
2. *По принципу вольтодобавки*, когда последовательно с источником переменного входного напряжения вводится дополнительное напряжение, так что напряжение на нагрузке определяется векторной суммой двух указанных напряжений. Напряжение вольтодобавки, как правило, вводится с помощью трансформатора. Возможны две разновидности устройств вольтодобавки. В первом варианте устройство пропускает через себя активную и реактивную мощности, создаваемые от взаимодействия напряжения вольтодобавки с током нагрузки. Во втором варианте устройство вольтодобавки пропускает через себя только реактивную мощность, что уменьшает потери в нем и не требует для его питания источника активной мощности. Первый вариант устройств может быть выполнен на вентилях с неполным управлением и используется при небольшом диапазоне регулирования напряжения на нагрузке. Второй вариант устройств выполняется на вентилях с полным управлением.

3. *С широтно-импульсными способами регулирования* переменного напряжения. Эти регуляторы выполняются на вентилях с полным управлением, они более сложные и дорогие, чем первые два типа, но могут обеспечивать высокое качество выходного напряжения и потребляемого тока во всем диапазоне регулирования.

4. *С управляемым высокочастотным обменом энергией* между накопительными элементами. Они позволяют в бестрансформаторном варианте получать выходное напряжение как больше, так и меньше входного при высоком качестве выходного напряжения и потребляемого из сети тока. Такие регуляторы предназначены в первую очередь для питания ответственных электропотребителей.

3.2. РЕГУЛЯТОРЫ С ФАЗОВЫМ СПОСОБОМ РЕГУЛИРОВАНИЯ

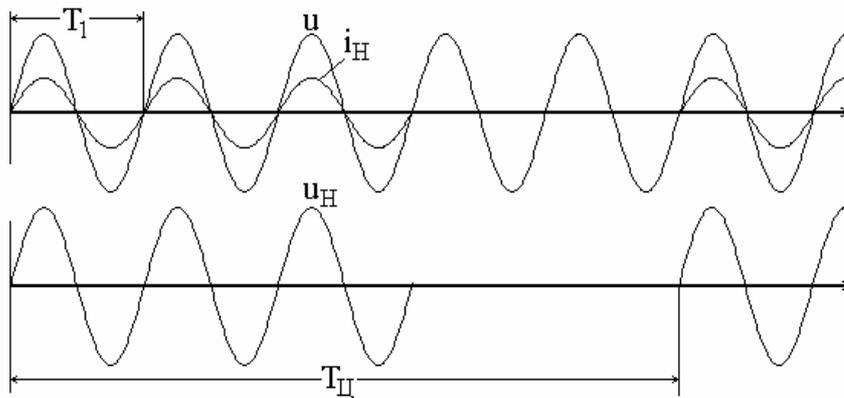
3.2.1. БАЗОВЫЕ СХЕМЫ РЕГУЛЯТОРОВ



следовательной активно-индуктивной нагрузке был прерывистым. Соотношение для угла регулирования α , длительности протекания тока через тиристор λ и параметров нагрузки L_n, R_n здесь такое же, как (2.2.5) у однофазного выпрямителя в режиме прерывистого тока (см. параграф 2.2 части 1 [1]). Увеличение угла регулирования α приводит к уменьшению λ и росту искажения кривой напряжения на нагрузке U_n и за счет этого к изменению его действующего значения и первой гармоники. При этом ухудшается и качество потребляемого из сети тока из-за роста сдвига фазы тока относительно напряжения (увеличение потребления реактивной мощности) и за счет ухудшения его формы вследствие уменьшения длительности протекания λ .

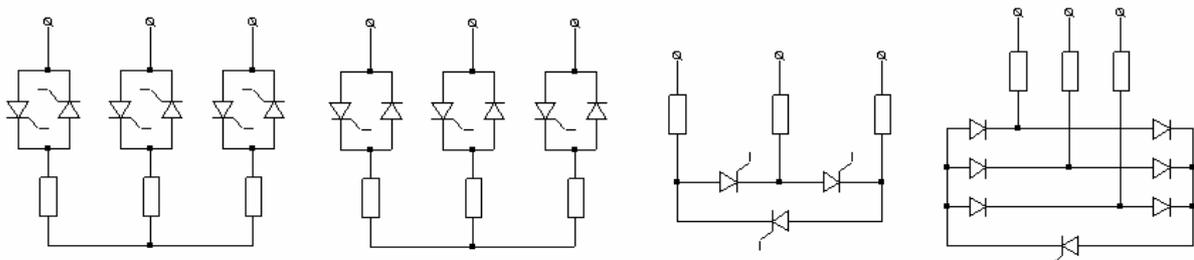
РИС. 3.2.2

Возможен и другой способ регулирования переменного напряжения в этой схеме – широтно-импульсное регулирование при естественной коммутации. На рис. 3.2.3 показаны диаграммы входного напряжения и входного тока такого регулятора (первая диаграмма) и выходного напряжения (вторая диаграмма) при работе на активную нагрузку (термопечи сопротивления). Здесь уже цель регулирования состоит в изменении действующего значения напряжения на активной нагрузке для преобразования электрической энергии в тепловую. При таком регулировании период входного тока регулятора T_{Π} много больше периода сетевого напряжения T_1 и в этом токе появляются субгармоники, т.е. гармоники с частотой ниже частоты сетевого напряжения. Это, в свою очередь, при «слабой» сети может вызвать в ней низкочастотные колебания уровня напряжения, приводящие к мерцанию освещения (*фликкер-эффект*), нормы которого устанавливаются ГОСТом на качество электроэнергии.



Улучшен ременного на
пряжения, основные схемы которых приведены на рис. 3.2.4. Схема на рис. 3.2.4,а объединяет три однофазных регулятора

и при отсутствии нулевого провода характеризуется лучшим качеством выходного фазного напряжения, как в шестипульсовой схеме, а не как в двухпульсовой схеме однофазного регулятора. Форма напряжения на фазе нагрузки и ток фазы показаны на рис. 3.2.5,а,б для активной и активно-индуктивной нагрузки соответственно (см. [6] части 1). Более простая схема регулятора на рис. 3.2.4,б характеризуется худшим качеством выходного напряжения, проявляющимся в неодинаковости форм полуволн фазного напряжения, но без постоянной составляющей в нем. Схемы регуляторов на рис. 3.2.4,в,г применимы при условии доступности всех шести концов трехфазной нагрузки. При использовании трансформатора в регуляторе возможно более качественное регулирование переменного напряжения за счет использования комбинации фазового и амплитудного способов регулирования [30-32].



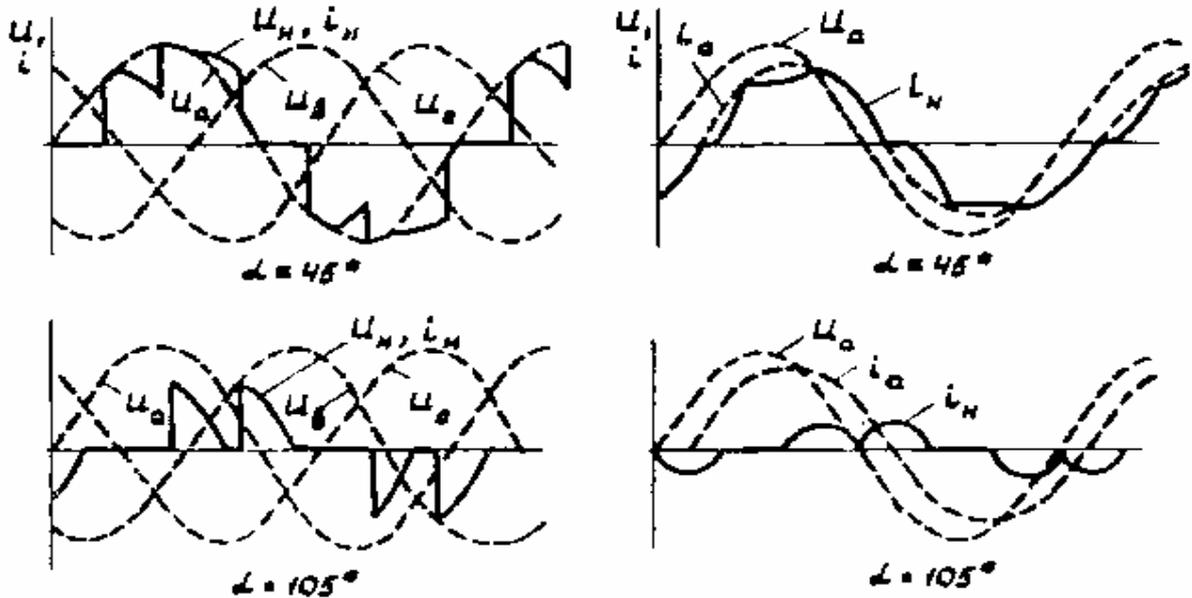
а

б

в

г

Рис. 3.2.4



Регулировочные характеристики. Для регуляторов переменного напряжения значимы два вида регулировочных характеристик в зависимости от характера нагрузки. При работе на активную нагрузку показательной является зависимость действующего значения выходного напряжения регулятора от угла регулирования α . Для однофазного регулятора эта регулировочная характеристика принимает следующий вид:

$$C_{p.d} = \frac{U_H}{U_1} = \frac{1}{U_1} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}U_1 \sin \vartheta)^2 d\vartheta} = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}. \quad (3.2.1)$$

При работе на асинхронный двигатель (в первом приближении активно-индуктивная нагрузка) показательной является зависимость действующего значения первой гармоники выходного напряжения регулятора от угла α . Для однофазного регулятора эту регулировочную характеристику получаем при разложении кривой выходного напряжения в ряд Фурье, а синусная составляющая первой гармоники будет:

$$U_{H(1)}^s = \frac{2}{\pi\sqrt{2}} \int_{\alpha}^{\alpha+\lambda} \sqrt{2}U_1 \sin \vartheta \cdot \sin \vartheta d\vartheta = \frac{1}{\pi} \left[\lambda - \frac{\sin 2(\alpha + \lambda) - \sin 2\alpha}{2} \right] U_1, \quad (3.2.2)$$

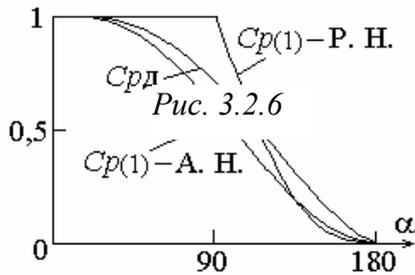
косинусная составляющая действующего значения первой гармоники равна

$$U_{H(1)}^c = \frac{2}{\pi\sqrt{2}} \int_{\alpha}^{\alpha+\lambda} \sqrt{2}U_1 \sin \vartheta \cdot \cos \vartheta d\vartheta = -\frac{U_1}{2\pi} [\cos 2\alpha - \cos 2(\alpha + \lambda)]. \quad (3.2.3)$$

Тогда действующее значение первой гармоники выходного напряжения регулятора относительно действующего значения входного напряжения регулятора, т.е. регулировочная характеристика регулятора по первой гармонике, будет определяться по выражению

$$C_{p(1)} = \frac{U_{H(1)}}{U_1} = \frac{1}{U_1} \sqrt{(U_{H(1)}^s)^2 + (U_{H(1)}^c)^2} = f(\alpha, \lambda). \quad (3.2.4)$$

Здесь регулировочная характеристика из-за прерывистого режима работы регулятора будет зависеть не только от управления (от α), но и от параметров цепи нагрузки (от λ), как и в выпрямителе в режиме прерывистых токов. На рис. 3.2.6 показаны графики рассчитанных регулировочных характеристик, причем $C_{p(1)}$



построена для двух крайних сочетаний параметров нагрузки – без R_H (чисто индуктивная нагрузка) и без L_H (чисто активная нагрузка).
Входной коэффициент сдвига и коэффициент мощности. Второй важной характеристикой регулятора напряжения является его входная энергетическая характеристика – зависимость входного коэффициента мощности от степени регулирования выходного напряжения. Так как входной коэффициент мощности равен произведению коэффициента сдвига на коэффициент искажения входного тока, то удобно найти отдельные зависимости для указанных множителей.

Для расчета коэффициента искажения входного тока регулятора необходимо аналитическое описание его мгновенных значений. Это описание полуволны тока аналогично уравнению (2.2.4) части 1 [1] для прерывистого режима выпрямленного тока. Сложность указанного выражения приведет к громоздкой (не инженерной) формуле для нахождения коэффициента искажения входного тока. Для приближенной оценки качества входного тока используем приближенную аппроксимацию реальной полуволны тока эквивалентной полусинусоидой с длительностью полуволны, равной длительности протекания импульса тока λ . Тогда действующее значение такой эквивалентной полусинусоиды с частотой ω , и с единичной амплитудой будет

$$I_{\text{э.д}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\omega}{\omega_3}}, \quad (3.2.5)$$

а действующее значение ее первой гармоники

$$I_{\text{э(1)}} = \frac{2 \cdot 4}{T \sqrt{2}} \int_0^{T_3/4} \cos \omega_3 t \cdot \cos \omega t dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\cos \frac{\pi \omega}{2 \omega_3}}{\frac{\omega_3}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_3}}. \quad (3.2.6)$$

В результате находим коэффициент искажения входного тока регулятора

$$v_I = \frac{I_{\text{э(1)}}}{I_{\text{э.д}}}. \quad (3.2.7)$$

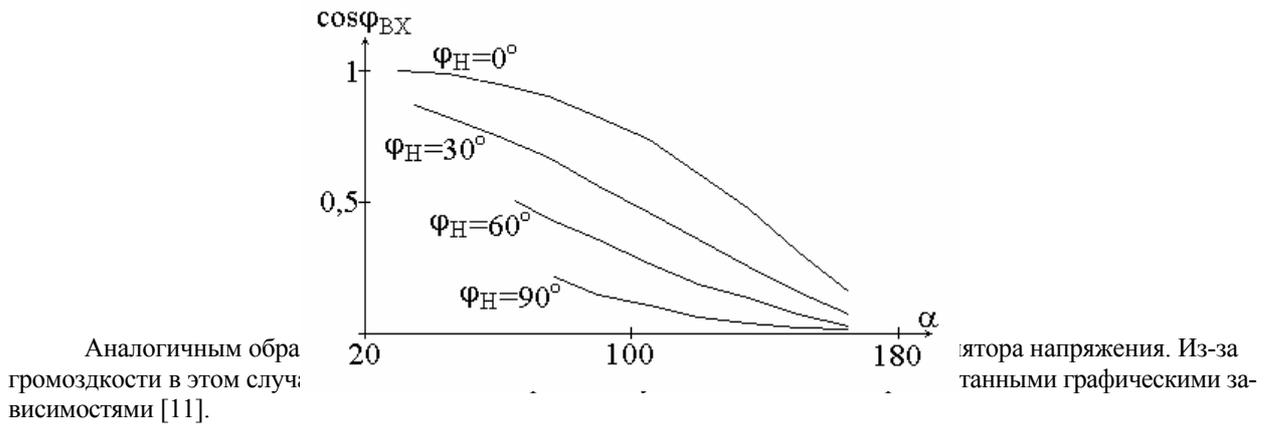
Сдвиг фазы первой гармоники тока нагрузки относительно первой гармоники выходного напряжения определяется параметрами нагрузки. Сдвиг фазы первой гармоники выходного напряжения регулятора относительно входного напряжения регулятора рассчитываем с учетом (3.2.2) и (3.2.3):

$$\varphi_{\text{вых}} = \arctg \frac{U_{H(1)}^s}{U_{H(1)}^c}. \quad (3.2.8)$$

Тогда входной коэффициент сдвига тока будет

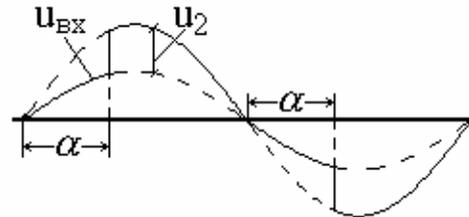
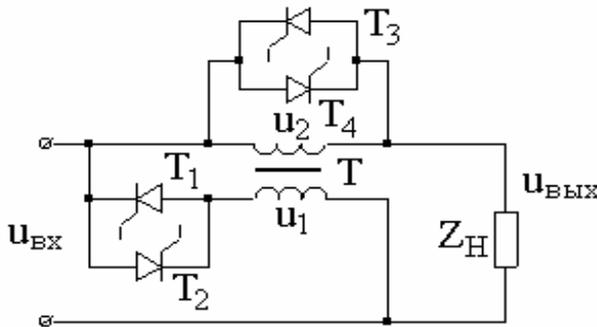
$$\cos \varphi_{\text{вх}} = \cos \left(\arctg \frac{U_{H(1)}^s}{U_{H(1)}^c} + \arctg \frac{\omega L_H}{R_H} \right). \quad (3.2.9)$$

На рис. 3.2.7 приведены графики указанной зависимости.



3.3. РЕГУЛЯТОРЫ С ВОЛЬТОДОБАВКОЙ

Схема однофазного регулятора с вольтодобавкой на базе регулятора с фазовым способом регулирования напряжения показана на рис. 3.3.1. Он содержит трансформатор, в первичной обмотке которого включен тиристорный регулятор на вентильях T_1, T_2 с фазовым способом регулирования (см. параграф 3.2), а вторичная обмотка включена последовательно с нагрузкой. Кроме того, вторичная обмотка трансформатора шунтирована двумя встречно-параллельно включенными тиристорами T_3, T_4 , которые могут и отсутствовать. На рис. 3.3.2 приведена форма выходного напряжения регулятора. Тиристоры T_3, T_4 отпираются в начале каждой полуволны входного напряжения, обеспечивая его прохождение на выход регулятора на интервале α . Тиристоры T_1, T_2 открываются с углом регулирования α , при этом к проводящему тиристор из пары T_3, T_4 прикладывается обратное напряжение и он закрывается. Напряжение на нагрузке на интервале $\pi - \alpha$ складывается из суммы входного напряжения и напряжения вторичной обмотки трансформатора, равного $K_T U_{BX}$, где K_T – коэффициент трансформации вольтодобавочного трансформатора.



еме регулятора обеспечивается повышение напряжения на его выходе по сравнению с входным напряжением, что используется для стабилизации напряжения на нагрузке при снижении входного напряжения ниже номинального.

Свойства регулятора с вольтодобавкой выводятся из свойств того регулятора, который использован в устройстве вольтодобавки. Обычно эти регуляторы применяют при необходимости регулирования напряжения на нагрузке в небольших пределах вверх или вниз от входного напряжения.

Регулятор с реактивным напряжением вольтодобавки на основе инвертора напряжения. Источник напряжения вольтодобавки можно нагрузить чисто реактивным током, если в качестве такого источника использовать автономный инвертор напряжения или тока. Вариант такого регулятора с вольтодобавкой на базе инвертора напряжения по однофазной мостовой схеме показан на рис. 3.3.3. Фильтр $L_\phi C_\phi$ выделяет первую гармонику напряжения инвертора (50 Гц), работающего с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией. Если фазу напряжения инвертора (напряжение вольтодобавки) устанавливать все

время сдвинутой на 90° от тока инвертора, т.е. тока нагрузки I_H , то через инвертор не будет проходить активная мощность. Векторная диаграмма напряжений и тока регулятора для такого режима построена на рис.

3.3.4. В инверторе при этом не требуется источник активной мощности на входе звена постоянного напряжения. Задать начальный уровень напряжения на емкости фильтра C_d инвертора можно, сделав сдвиг фазы напряжения инвертора относительно тока чуть меньше 90° . При этом инвертор будет потреблять от входного источника небольшую активную мощность, компенсирующую потери в инверторе при определенном установленном уровне постоянного напряжения на емкости фильтра C_d .

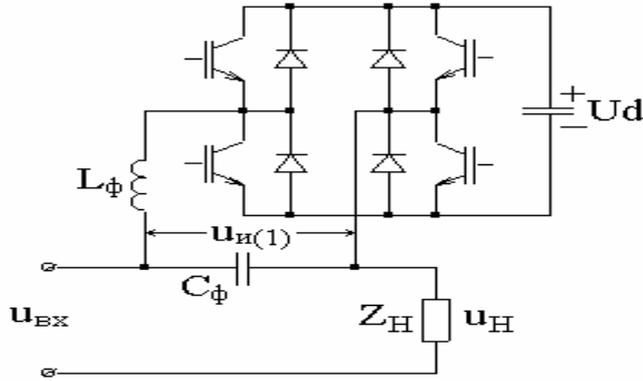


Рис. 3.3.3

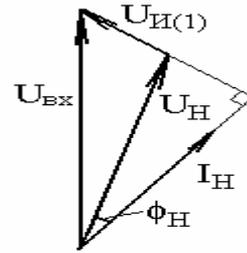


Рис. 3.3.4

3.4. РЕГУЛЯТОРЫ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ СПОСОБОМ РЕГУЛИРОВАНИЯ

3.4.1. БАЗОВЫЕ СХЕМЫ И СПОСОБЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Широтно-импульсные способы регулирования переменного напряжения, как и постоянного напряжения (см. главу 1), требуют выполнения схем регуляторов на вентилях с полным управлением, чтобы иметь возможность включать и выключать вентили в желаемые моменты времени. На рис. 3.4.1 представлены схемы регуляторов на ключах, позволяющие применять широтно-импульсное регулирование переменного напряжения.

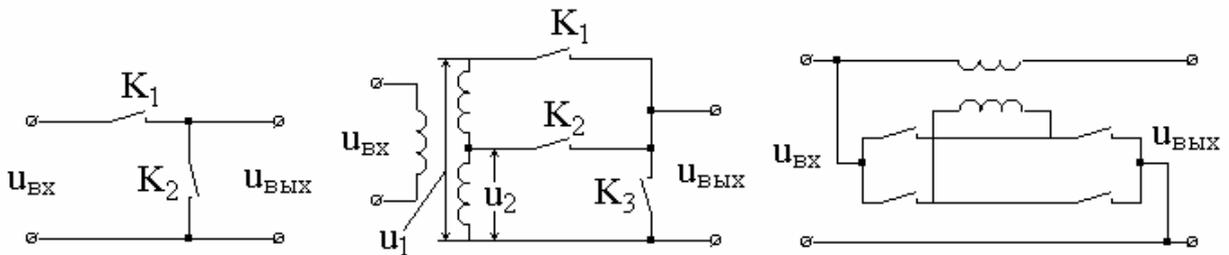
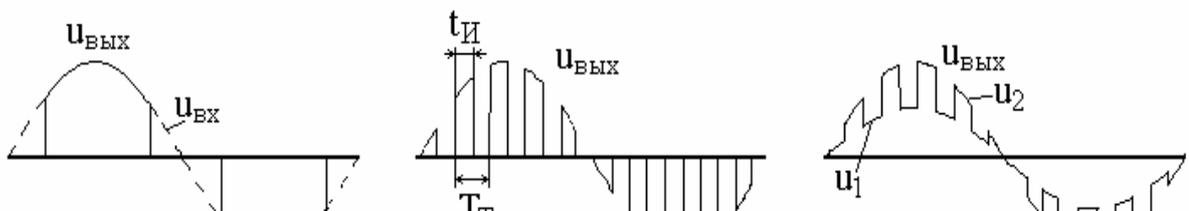


Рис. 3.4.1

Схема регулятора на рис. 3.4.1,а позволяет регулировать вниз выходное напряжение методом однократного или многократного широтно-импульсного регулирования, кривые выходных напряжений для которых приведены соответственно на рис. 3.4.2,а,б. При этом ключи K_1 и K_2 работают в противофазе, так что все время такта T_T существует цепь для протекания тока нагрузки, содержащей индуктивность.

Схема регулятора на рис. 3.4.1,б позволяет выполнять комбинированное регулирование переменного напряжения как за счет амплитудной, так и за счет широтно-импульсной модуляции. Противофазное переключение ключей K_1 и K_2 обеспечивает переключение мгновенного значения выходного напряжения регулятора между уровнями U_1 и U_2 , как видно из рис. 3.4.2,в. При необходимости уменьшения выходного напряжения регулятора ниже значения U_2 , в противофазе начинают переключаться ключи K_2 и K_3 , обеспечивая многократное широтно-импульсное регулирование выходного напряжения, аналогично рис. 3.4.2,б.



а

б

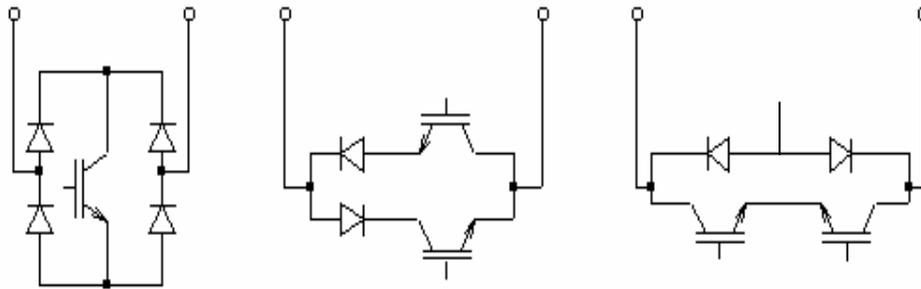
в

РИС. 3.4.2

Схема регулятора на рис. 3.4.1,в построенная на концепции реверсивной вольтодобавки позволяет суммировать или вычитать из ее выходного напряжения путем подключения через соответствующую диагональ моста на ключах 1-4 трансформатора вольтодобавки в фазе или в противофазе с входным напряжением. Это приводит к форме кривой выходного напряжения регулятора, аналогичной рис. 3.4.2,в. При этом мгновенная кривая входного напряжения совпадает в первом случае с U_2 , а во втором – с U_1 .

На основе этих принципов регулирования переменного напряжения может быть построено большое разнообразие схем регуляторов [30,32].

Ключи для цепей переменного тока реализуются или встречно-параллельным включением полностью управляемых тиристоров – ГТО-тиристоров, или диодно-транзисторными комбинациями, показанными на рис. 3.4.3. В схеме ключа на рис. 3.4.3,а на транзистор с диодного моста всегда поступает напряжение только необходимой (рабочей) полярности для коллекторного перехода транзистора. В схемах ключей на рис. 3.4.3,б,в нерабочая полярность напряжения на транзисторе снимается последовательными или параллельными диодами соответственно.



Специфической особенностью всех регуляторов с широтно-импульсными способами регулирования переменного напряжения является импульсный характер входного тока регулятора. При наличии у источника входного напряжения собственной индуктивности (индуктивность линии, индуктивности рас-сеивания трансформатора и электрического генератора) это требует установки входного LC-фильтра. Например, при многократном широтно-импульсном способе регулирования выходного напряжения, как показано на рис. 3.4.4,а, при частоте коммутации в несколько килогерц форма тока i_n в нагрузке регулятора будет практически синусоидальной. При этом форма тока на входе регулятора будет иметь вид, представленный на рис. 3.4.4,а. Характерно, что широтно-импульсное регулирование переменного напряжения не вносит дополнительного фазового сдвига первой гармоники тока на входе регулятора, а этот сдвиг зависит только от фазового угла активно-индуктивной нагрузки. В регуляторе переменного напряжения с фазовым способом регулирования сдвиг первой гармоники входного тока регулятора определяется суммой углов сдвига активно-индуктивной нагрузки и управления в соответствии с уравнением (3.2.6).

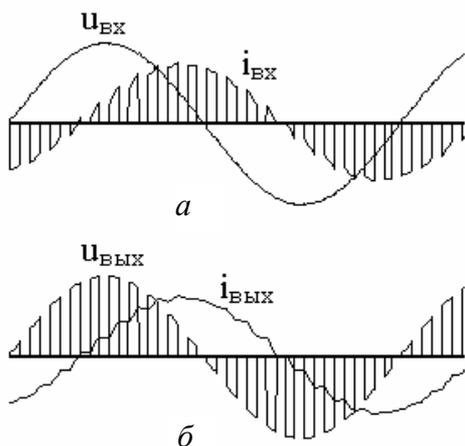
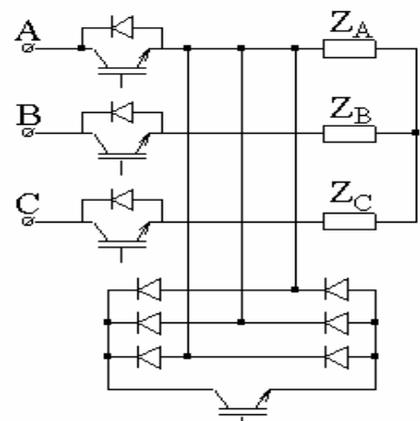


Рис. 3.4.4

Регуляторы трехфазного напряжения получают путем объединения трех однофазных регуляторов напряжения. При этом, используя свойство связности трехфазных нагрузок без нулевого провода, можно упростить схемы трехфазных регуляторов по сравнению с прямым суммированием однофазных регуляторов. Так композиция из трех однофазных регуляторов по схеме рис. 3.4.1 в один трехфазный потребует шесть ключей переменного тока, т.е. двенадцать



транзисторов в соответствии с выполнением ключей по схемам рис. 3.4.3,б,в. Модифицированная схема трехфазного регулятора с широтно-импульсным способом регулирования напряжения показана на рис. 3.4.5. Здесь последовательные ключи выполнены на антипараллельно соединенных транзисторах и диодах, а вместо закорачивания фаз нагрузки параллельными ключами применено межфазное закорачивание нагрузки с помощью трехфазного диодного моста и общего однонаправленного ключа – транзистора. При этом формы напряжений и токов в фазах регулятора такие же, как у однофазного регулятора на рис. 3.4.4, только с соответствующим временным сдвигом между фазами.

Рис. 3.4.5

3.4.2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕГУЛЯТОРОВ

Регулировочные характеристики. Для нахождения зависимости первой гармоники выходного напряжения регулятора от относительной длительности импульса $t_{и}$ напряжения в интервале такта T , обозначаемой как $t_{и}^*$, необходимо вычисление соответствующего коэффициента ряда Фурье. Ограничимся здесь случаем однократного широтно-импульсного регулирования (ШИР), тогда в соответствии с рис. 3.4.2,а действующее значение первой гармоники выходного напряжения регулятора вычислим как первый коэффициент ряда Фурье:

$$U_{\text{ВЫХ}(1)} = \frac{2 \cdot 4}{T\sqrt{2}} \int_0^{t_u/2} \sqrt{2}U_{\text{ВХ}} \cos \omega t \cdot \cos \omega t dt = 2U_{\text{ВХ}} \left[t_{и}^* + \frac{1}{2\pi} \sin 2\pi t_{и}^* \right] \quad (3.4.1)$$

или в относительных единицах

$$C_p = \frac{U_{\text{ВЫХ}(1)}}{U_{\text{ВЫХ}(1)\text{max}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}(1)}}{U_{\text{ВХ}}} = 2 \left(t_{и}^* + \frac{\sin 2\pi t_{и}^*}{2\pi} \right), \quad (3.4.2)$$

где $t_{и}^* = \frac{t_{и}}{T}$.

Здесь регулировочная характеристика нелинейная, но при многократном широтно-импульсном регулировании (рис. 3.4.2,б) с ростом кратности регулировочная характеристика приближается к линейной.

Внешние характеристики. Под внешней характеристикой регулятора переменного напряжения с ШИР понимается зависимость действующего значения первой гармоники выходного напряжения регулятора от действующего значения первой гармоники выходного тока при постоянном фазовом угле нагрузки по первой гармонике и постоянной относительной длительности импульса ШИР, так как такой регулятор предназначен для получения практически синусоидального регулируемого переменного напряжения и тока.

Как уже отмечалось, из-за импульсного характера входного тока регулятора (рис. 3.4.4,б) обязательно наличие входного LC-фильтра, причем функцию продольной индуктивности фильтра может исполнять и собственная индуктивность источника питания при «слабых» источниках. В этом случае внешняя характеристика регулятора будет практически определяться внешней характеристикой входного LC-фильтра из-за близких к идеальным характеристик современных ключевых элементов.

Функциональная и расчетная схемы замещения регулятора с фильтром для нахождения его внешней характеристики приведены на рис. 3.4.6,а,б. На рис. 3.4.6,б вентильная часть регулятора с активно-индуктивной нагрузкой заменена эквивалентным по первым гармоникам входным также активно-индуктивным сопротивлением, следующим образом пересчитанным из сопротивлений нагрузки

$$I_{\text{ВЫХ}(1)} = \frac{U_{\text{ВЫХ}(1)}}{Z_{\text{Н}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}(1)}}{\sqrt{R_{\text{Н}}^2 + (\omega L_{\text{Н}})^2}}, \quad (3.4.3)$$

$$I_{\text{ВХ}(1)} = I_{\text{ВЫХ}(1)} t_{и}^* = \frac{U_{\text{ВЫХ}(1)} t_{и}^*}{Z_{\text{Н}}}, \quad (3.4.4)$$

что становится очевидным, если сравнить непрерывный выходной и импульсный входной ток регулятора на рис. 3.4.4.

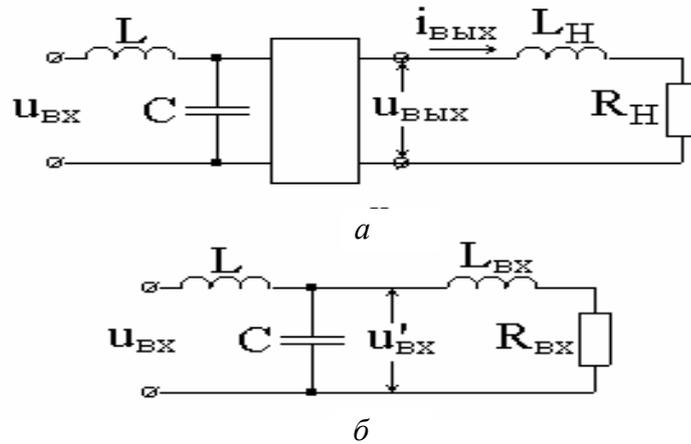


Рис. 3.4.6

Входное сопротивление вентильной части регулятора по первой гармонике (при отсутствии LC -фильтра)

$$Z_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}(1)}{I_{\text{ВХ}}(1)} = \frac{U_{\text{ВХ}}(1)Z_{\text{Н}}}{U_{\text{ВЫХ}}(1)t_{\text{и}}^*} = \frac{Z_{\text{Н}}}{(t_{\text{и}}^*)^2} = \frac{Z_{\text{Н}}}{C_{\text{р}}^2} = \sqrt{R_{\text{ВХ}} + (\omega L_{\text{ВХ}})^2} \quad (3.4.5)$$

с учетом того, что регулировочная характеристика при многократном ШИР имеет линейную зависимость.

Если для схемы на рис. 3.4.6,б найти зависимость действующего значения первой гармоники напряжения на выходе фильтра U' от приведенных параметров нагрузки

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{R_{\text{Н}}}{C_{\text{р}}^2}, \quad L_{\text{ВХ}} = \frac{L_{\text{Н}}}{C_{\text{р}}^2}, \quad (3.4.6)$$

а по значениям $U'_{\text{ВЫХ}}(1)$ определить и выходное напряжение регулятора

$$U_{\text{ВЫХ}}(1) = U_{\text{ВХ}}(1)C_{\text{р}},$$

то можно обеспечить возможность построения внешней характеристики регулятора, определяя при этом выходной ток по (3.4.3).

Здесь необходимо отметить один характерный промежуточный результат на пути нахождения внешней характеристики. Из (3.4.5) следует, что регулятор переменного напряжения согласовывает сопротивления входной и выходной цепей по первой гармонике как трансформатор. Учитывая, что в главе 1 регулятор постоянного напряжения, обладающий таким же свойством пересчета сопротивлений входной и выходной цепи по постоянному току, был назван «электронным трансформатором постоянного напряжения», здесь регулятор переменного напряжения можно назвать «электронным трансформатором переменного напряжения». При этом коэффициентом трансформации служит степень регулирования напряжения. Если она меньше единицы, то трансформатор только понижающий.

Возвращаясь к задаче нахождения внешней характеристики регулятора, найдем методом АДУ1 зависимость первой гармоники напряжения на выходе LC -фильтра $U'_{\text{ВХ}}$ от параметров схемы.

Дифференциальное уравнение для указанного напряжения из схемы рис. 3.4.6,б имеет вид

$$\frac{d^2 u'_{\text{ВХ}}}{dt^2} + \frac{R_{\text{ВХ}}}{L_{\text{ВХ}}} \frac{du'_{\text{ВХ}}}{dt} + \frac{L + L_{\text{ВХ}}}{LL_{\text{ВХ}}C} u'_{\text{ВХ}} + \frac{R_{\text{ВХ}}}{L_{\text{ВХ}}LC} \bar{u}'_{\text{ВХ}} = \frac{e}{CL} + \frac{\bar{e}R_{\text{ВХ}}}{LL_{\text{ВХ}}C}. \quad (3.4.7)$$

После его алгебраизации методом АДУ1 (см. раздел 1.5.2.3.1 части 1) получаем для действующего значения напряжения на выходе LC -фильтра, а значит, через умножение на степень регулирования и действующего значения первой гармоники выходного напряжения регулятора следующее выражение:

$$U'_{\text{ВХ}(1)} = \frac{U_{\text{ВЫХ}(1)}}{C_p} = \frac{1}{\omega^4 C^2 L^2 + \left(\frac{R_{\text{ВХ}}}{\omega^3 C L L_{\text{ВХ}}} \right)^2} = \frac{1}{1 + \left(\frac{R_{\text{ВХ}}}{C L_{\text{ВХ}} \omega} \right)^2 + \left(\frac{L_{\text{ВХ}} + L}{L_{\text{ВХ}} L C \omega^2} \right)^2 + \left(\frac{R_{\text{ВХ}}}{\omega^3 L_{\text{ВХ}} L C} \right)^2 - 2 \frac{L + L_{\text{ВХ}}}{C L L_{\text{ВХ}} \omega^2} - 2 \frac{R_{\text{ВХ}}^2}{L_{\text{ВХ}}^2 L C \omega^4}}. \quad (3.4.8)$$

Значение емкости C входного фильтра выбирается так, чтобы импульсная составляющая входного тока регулятора замкнулась через нее, а в питающую сеть проходила практически только первая гармоника входного тока регулятора. Тогда при заданных параметрах входного фильтра L, C методика построения внешних характеристик такова. Для фиксированного значения степени регулирования C_p и фазового угла нагрузки

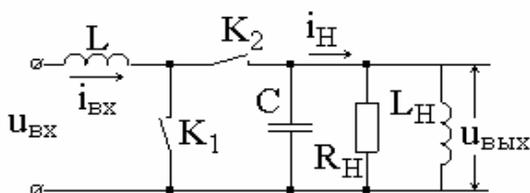
$\varphi = \arctg \frac{\omega L_{\text{Н}}}{R_{\text{Н}}}$ варьируют параметры нагрузки, а значит, по (3.4.6) и $R_{\text{ВХ}}, L_{\text{ВХ}}$ и по (3.4.8) находят дейст-

вующее значение первой гармоники выходного напряжения регулятора, а по (3.4.3) и действующее значение первой гармоники выходного тока. Так по точкам строится семейство внешних характеристик.

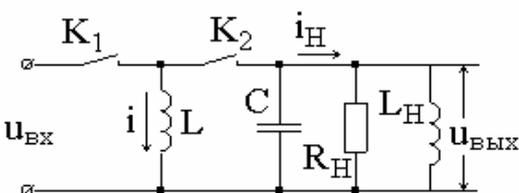
3.5. РЕГУЛЯТОРЫ С КОЭФФИЦИЕНТОМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПО НАПРЯЖЕНИЮ БОЛЬШЕ ЕДИНИЦЫ (ПОВЫШАЮЩИЕ И ПОВЫШАЮЩЕ-ПОНИЖАЮЩИЕ РЕГУЛЯТОРЫ)

3.5.1. СХЕМЫ РЕГУЛЯТОРОВ

Проблема построения бестрансформаторных повышающих регуляторов переменного напряжения является значимой и актуальной, так как позволяет не только стабилизировать напряжение на выходе регулятора на номинальном уровне при снижении входного напряжения, но и открывает новые возможности для их использования. Исключение трансформатора избавляет от дорогого, громоздкого, инерционного элемента регулятора. Повысить выходное напряжение регулятора над входным напряжением позволяет использование управляемого с помощью ШИР на высокой частоте обмена энергией между накопительными дросселями и конденсаторами, введенными в регуляторы [5], аналогично тому, как это делалось в преобразователях постоянного напряжения в постоянное (см. главу 1). Схемы таких регуляторов переменного напряжения получают путем модернизации соответствующих схем регуляторов постоянного напряжения с учетом знакопеременности входного и выходного напряжения.



а



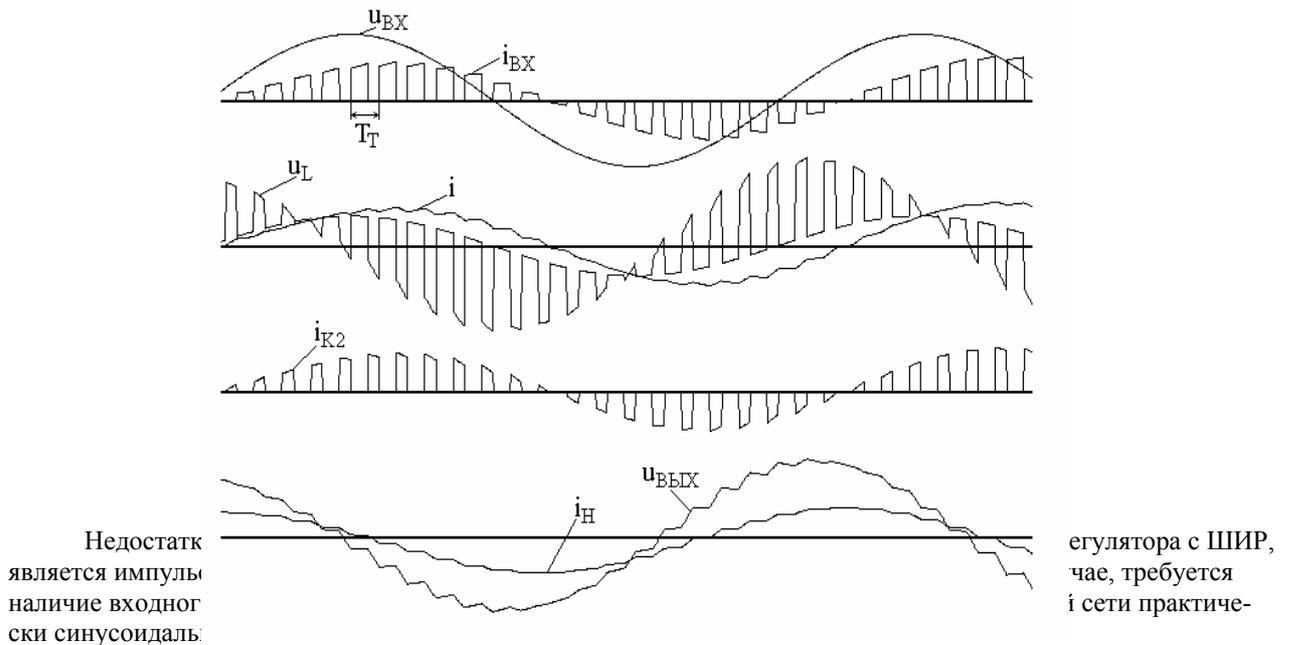
На рис. 3.5.1,а,б приведены схемы однофазных повышающего и повышающе-понижающего регуляторов переменного напряжения, аналогичные соответствующим повышающему и повышающе-понижающему преобразователям постоянного напряжения на рис. 1.2.1 и 1.2.5. Тран-

зисторы и диоды в преобразователях постоянного напряжения заменены на ключи переменного тока по одной из схем рис. 3.4.3. Принцип действия регулятора переменного напряжения такой же, как и соответствующего преобразователя постоянного напряжения. При этом изменение по синусоиде входного напряжения регулятора приводит к воспроизведению синусоиды (с пульсациями от ШИР) на выходе регулятора. Новым моментом здесь является не только наличие в нагрузке ветви с активным сопротивлением R_H , но и возможной ветви

с индуктивным сопротивлением L_H .

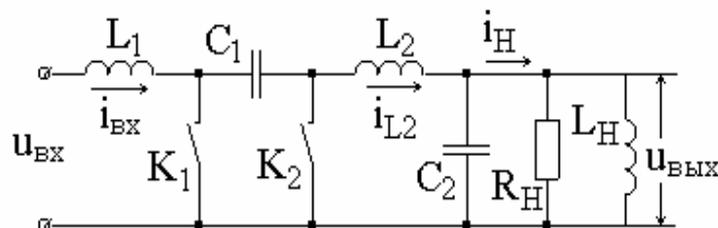
На рис. 3.5.2 построены временные диаграммы для повышающе-понижающего регулятора переменного напряжения. На первой диаграмме показаны входное напряжение и входной ток регулятора, на второй – напряжение

и ток накопительного дросселя L . На третьей диаграмме приведен ток ключа K_2 . На четвертой диаграмме приведены напряжение на накопительной емкости C и суммарный ток активно-индуктивной нагрузки. Ключи K_1 и K_2 работают в противофазе. При включенном ключе K_1 в накопительном дросселе L нарастает ток под действием напряжения питающей сети и запасается энергия. При включенном ключе K_2 (K_1 разомкнут) энергия из накопительного дросселя L передается в накопительный конденсатор C и в нагрузку. Изменением соотношения включенного состояния ключей K_1 и K_2 в высокочастотном такте T_T можно регулировать величину выходного напряжения регулятора как выше, так и ниже значения входного напряжения. Чем выше частота тактов, тем меньше значение емкости накопительного конденсатора, выполняющего также функцию сглаживания высших гармоник выходного напряжения. Значение накопительной индуктивности практически не зависит от частоты коммутации, а определяется мощностью, потребляемой в нагрузке.

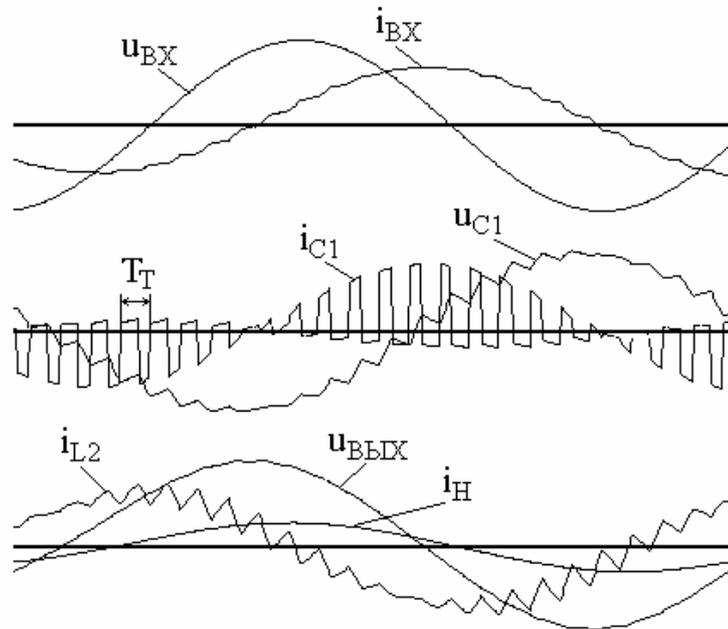


От указанного недостатка свободен повышающий регулятор переменного напряжения (см. рис. 3.5.1,а). Но он не позволяет при таком же (рассмотренном в предыдущем повышающе-понижающем регуляторе) способе управления получать на выходе напряжение меньше, чем на входе. Однако для регулирования выходного напряжения вниз от входного здесь можно использовать фазовый способ регулирования, изложенный в разделе 3.5.2.

Получить непрерывный входной ток повышающе-понижающего регулятора можно, если выполнить его на базе повышающе-понижающего преобразователя постоянного напряжения Кука, рассмотренного в разделе 1.2.2.2. Схема такого регулятора переменного напряжения показана на рис. 3.5.3,



а временные диаграммы его работы – на рис. 3.5.4. Ключи K_1 и K_2 также работают в противофазе. При замыкании ключа K_1 запасается энергия в накопительном реакторе L_1 . Одновременно от накопительной емкости C_1 через ключ K_1 питается выходная цепь, состоящая из выходного L_2C_2 -фильтра и цепи нагрузки R_n, L_n . При размыкании K_1 и замыкании K_2 накопленная энергия из дросселя L_1 передается в накопительный конденсатор C_1 . Одновременно через ключ K_2 энергия реактивных элементов выходного L_2C_2 -фильтра обеспечивает продолжение питания цепи нагрузки R_n, L_n . Подобно преобразователю Кука постоянного напряжения, здесь изменение соотношения длительностей работы ключей K_1 и K_2 в такте T_T высокой частоты позволяет регулировать переменное выходное напряжение как выше, так и ниже входного напряжения. Далее на основе качественного анализа работы регуляторов построены их математические модели и по ним дан количественный анализ всех основных характеристик регуляторов.



3.5.2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕГУЛЯТОРОВ

Регулировочные характеристики. Как и в предыдущих типах регуляторов, здесь под регулировочной характеристикой понимаю зависимость действующего значения первой гармоники выходного напряжения регулятора от относительной (в такте) длительности управления ключа K_1 при фиксированных параметрах цепи нагрузки. Чтобы найти эту зависимость, используем прямой метод расчета АДУ1, который требует наличия математической модели схемы в виде дифференциального уравнения n -го порядка для интересующей переменной. Именно эта форма математической модели, которую далее будем обозначать как *модель* типа *один вход – один выход* (ОВОВ), использована во всех предыдущих расчетах преобразователей. В случае нескольких источников питания подход АДУ легко обобщался на эту *модель* вида *много входов – один выход* (МВОВ) (см. раздел 1.5 часть 1). Ограниченность модели типа ОВОВ (или МВОВ) связана с тем, что при необходимости расчета характеристик для различных переменных для каждой из них требовалось составление своей модели типа ОВОВ.

Здесь мы кратко изложим расширенные возможности прямого метода расчета энергетических показателей и характеристик, распространив его на случай более общей математической модели преобразователя – модели в форме системы дифференциальных уравнений первого порядка для всех переменных состояния [5]. Напомним, что под переменными состоянием электрической цепи понимаются мгновенные значения токов в индуктивностях и напряжений на емкостях, однозначно определяющие поведение цепи. В случае одного источника питания (регулятор однофазного напряжения) это будет *модель* вида *один вход – много выходов* (ОВМВ). В случае нескольких источников питания (многофазная сеть) это будет общая *модель*: *много входов – много выходов* (МВМВ).

В самом общем виде модель типа МВМВ имеет следующий вид в матричной форме:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}, \quad (3.5.1)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Cx} + \mathbf{Du}. \quad (3.5.2)$$

Здесь \mathbf{x} – вектор переменных состояния; \mathbf{y} – вектор переменных выхода, так как помимо переменных состояния нас интересуют переменные активных сопротивлений, источников питания и т.д.; \mathbf{U} – вектор воздействий (источники питания); \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , \mathbf{D} – матрицы соответствующих размерностей, определяемые размерностью векторов состояний, выхода, воздействий.

Применительно к схеме на рис. 3.5.1,б система уравнений типа (3.5.1) приобретает следующий вид:

$$\begin{pmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt} \\ \frac{di_{L_H}}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{\Psi_2}{L} & 0 \\ \frac{\Psi_2}{C} & -\frac{1}{CR} & -\frac{1}{C} \\ 0 & \frac{1}{L_H} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i \\ u_{\text{ВЫХ}} \\ i_{L_H} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{\Psi_1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} |e, 0, 0|. \quad (3.5.3)$$

Новой особенностью математической модели (3.5.3) регулятора является наличие переменных коэффициентов в матрицах \mathbf{A} и \mathbf{B} , обусловленных коммутационными функциями ψ_1 и $\psi_2 = 1 - \psi_1$, являющимися функциями времени. Специфика процедуры алгебраизации дифференциальных уравнений в этом случае рассмотрена в работе [5]. Здесь мы в соответствии с целевой задачей нахождения регулировочной характеристики по первой гармонике (гладкой составляющей) заменим коммутационные функции их гладкими составляющими, равными средним значениям этих функций Ψ_1^* и $\Psi_2^* = 1 - \Psi_1^*$.

Процедура алгебраизации системы дифференциальных уравнений вида (3.5.3) также изменяется по сравнению с рассмотренной в разделе 1.5.3.2.2 части 1 для модели ОВОВ. Здесь она состоит из следующих этапов:

1. Уравнения (3.5.3) умножаем на $\sin \omega_1 t$ и усредняем за период сетевого напряжения. Получаем следующую подсистему алгебраических уравнений относительно активных (синфазных) и реактивных (ортогональных) компонентов векторов действующих значений первых гармоник рассматриваемых переменных состояния:

$$\begin{pmatrix} 0 & \omega & \frac{\Psi_1^*}{L} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\Psi_1^*}{C} & 0 & \frac{1}{CR_H} & \omega & 0 & \frac{1}{C} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_H} & 0 & \omega & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_p \\ U_a \\ U_p \\ I_{L_a} \\ I_{L_p} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\Psi_1^*}{L} E_{(1)} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (3.5.4)$$

2. Уравнения (3.5.3) умножаем на $\cos \omega_1 t$ и усредняем за период сетевого напряжения. Получаем вторую подсистему алгебраических уравнений относительно тех же интегральных переменных:

$$\begin{vmatrix} \omega & 0 & 0 & -\frac{\Psi_1^*}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\Psi_1^*}{C} & \omega & -\frac{1}{CR_H} & -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_H} & 0 & \omega \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_a \\ I_p \\ U_a \\ U_p \\ I_{L_a} \\ I_{L_p} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (3.5.5)$$

3. Две полученные подсистемы алгебраических уравнений объединяем в одну совместную систему уравнений

$$\begin{vmatrix} 0 & \omega & \frac{\Psi_1^*}{L} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\Psi_1^*}{C} & 0 & \frac{1}{CR_H} & \omega & 0 & \frac{1}{C} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_H} & 0 & \omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 & -\frac{\Psi_1^*}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\Psi_1^*}{C} & \omega & -\frac{1}{CR_H} & -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_H} & 0 & \omega \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_a \\ I_p \\ U_a \\ U_p \\ I_{L_a} \\ I_{L_p} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{\Psi_1^*}{L} E_{(1)} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (3.5.6)$$

4. Полученную систему уравнений решаем по правилу Крамера и через активные и реактивные компоненты искомых переменных находим их модули и фазы.

$$x_{j(a)} = \frac{\Delta_{j(a)}}{\Delta}, \quad x_{j(p)} = \frac{\Delta_{j(p)}}{\Delta}, \quad (3.5.7)$$

$$x_j = \sqrt{x_{j(a)}^2 + x_{j(p)}^2}, \quad \varphi_j = \arctg \frac{x_{j(a)}}{x_{j(p)}}, \quad (3.5.8)$$

где Δ – определитель матрицы \mathbf{A} в (3.5.6); $\Delta_{j(a)}$, $\Delta_{j(p)}$ – определитель, получающийся из определителя Δ заменой столбца коэффициентов при неизвестном x_j столбцом правой части уравнения.

В итоге после упрощения для регулировочной характеристики повышающе-понижающего регулятора по схеме рис. 3.5.15 получаем следующее выражение:

$$C_p = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(1)}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{\Psi_1^* \Psi_2^*}{\sqrt{\left[\omega^2 LC + L \left(\frac{(F_2^*)^2}{L} + \frac{1}{L_H} \right) \right]^2 + \left(\frac{\omega L}{R_H} \right)^2}}. \quad (3.5.9)$$

На рис. 3.5.5 построены графики регулировочных характеристик при активной нагрузке, которая представлена в долях базового сопротивления, за которое принято сопротивление накопительной индуктивности по первой гармонике входного напряжения

$$R^* = \frac{R_H}{\omega_1 L}. \quad (3.5.10)$$

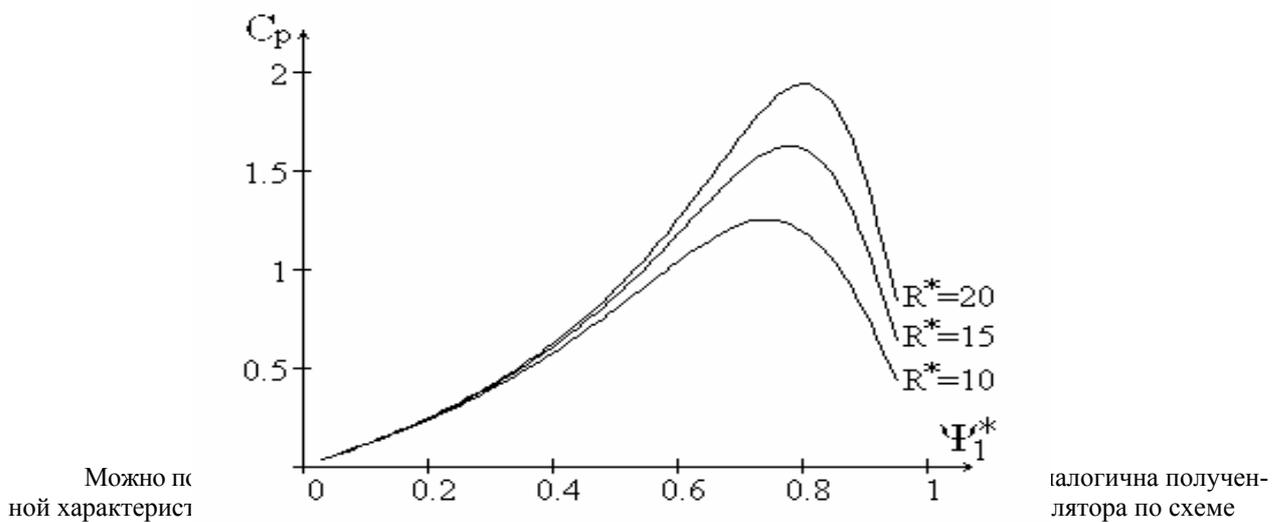


рис. 3.5.1,а отличается от выражения (3.5.9) только отсутствием в числителе множителя Ψ_1^* .

Внешние характеристики. Зависимость действующего значения первой гармоники выходного напряжения регулятора от действующего значения первой гармоники выходного тока регулятора при постоянном значении управления Ψ_1^* и фиксированном значении фазы тока нагрузки, т.е. внешнюю характеристику

регулятора, можно построить на базе выражения (3.5.9). При заданном значении Ψ_1^* для каждого сочетания R_H , L_H и фиксированном их отношении (заданная фаза тока нагрузки) определяем выходное напряжение, а по нему – выходной ток. Графики внешних характеристик для повышающе-по-нижающего регулятора по схеме рис. 3.5.1,б представлены на рис. 3.5.6. Выходное напряжение представлено в относительных единицах аналогично рис. 3.5.5. Ток нагрузки также построен в относительных единицах, при этом за базовый ток принят ток, определяемый базовым напряжением $U_{\text{вх}}$ и базовым сопротивлением $\omega_1 L$:

$$I_B = \frac{U_{\text{ВХ}}}{\omega_1 L}, \quad I^* = \frac{I_{\text{ВЫХ}}(1)}{I_B}. \quad (3.5.11)$$

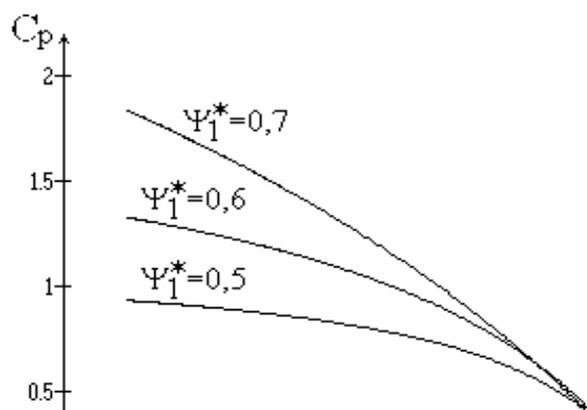


РИС. 3.5.6

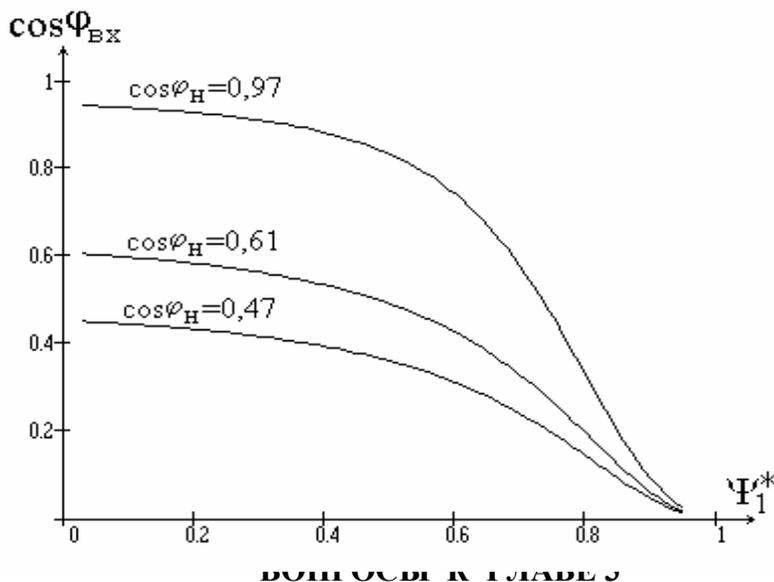
Показательно, что все внешние характеристики имеют одинаковый участок режима токоограничения и одинаковый ток короткого замыкания.

Входные энергетические характеристики. Учитывая практически синусоидальный характер входного тока повышающего регулятора и повышающе-понижающего регулятора на базе схемы Кука, а также возможность получения такого же тока при применении входного LC-фильтра в повышающе-понижающем регуляторе по схеме рис. 3.5.1,б, определим здесь под входной характеристикой зависимость коэффициента

сдвига входного тока от параметра управления Ψ_1^* при фиксированном значении коэффициента сдвига нагрузки $\cos\varphi_H$. Коэффициент сдвига входного тока для повышающе-понижающего преобразователя по схеме рис. 3.5.1,б определим через активные и реактивные компоненты тока накопительного реактора, вычисляемые в результате решения системы (3.5.6), т.е.

$$\cos\varphi_{\text{вх}} = \frac{I_a}{\sqrt{I_a^2 + I_p^2}}. \quad (3.5.12)$$

График этой зависимости показан на рис. 3.5.7. Здесь, как и в регуляторе с ШИР, наблюдается пропорциональная зависимость входного коэффициента сдвига тока от выходного коэффициента сдвига тока.



- 1.1. Какие известны типы вентильных регуляторов переменного напряжения?
- 1.2. Какие свойства у тиристорного регулятора переменного напряжения с фазовым регулированием?
- 1.3. Какие свойства у транзисторного регулятора переменного напряжения с широтно-импульсным способом регулирования?
- 1.4. Какое новое качество у регулятора с вольтодобавкой по сравнению с регуляторами с фазовым и широтно-импульсным регулированием?
- 1.5. Какая особенность у регулятора с вольтодобавкой реактивного напряжения?
- 1.6. В каких бестрансформаторных регуляторах можно получить напряжение на выходе больше входного?
- 2.7. Чем определяется наклон внешней характеристики у тиристорных регуляторов с фазовым управлением?

2.8. Чем определяется наклон внешней характеристики у транзисторных регуляторов с широтно-импульсным управлением?

2.9. У каких регуляторов можно получить единичный коэффициент сдвига во всем диапазоне регулирования?

2.10. Схемы каких регуляторов с возможным повышением выходного напряжения над входным имеют непрерывный входной ток?

2.11. Чем определяется максимально возможное напряжение на выходе повышающих регуляторов?

2.12*. В каких типах регуляторов возможен режим рекуперации?

4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ПЕРЕМЕННЫЙ – ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Преобразователями частоты называют устройства для преобразования переменного напряжения одной частоты (постоянной или регулируемой) в переменное напряжение другой частоты (постоянной или регулируемой). Такие устройства однокаскадного преобразования частоты получили название *преобразователей частоты с непосредственной связью* или *циклоконверторов* (за рубежом). (В последние годы такие преобразователи на полностью управляемых вентилях стали называть еще *матричными преобразователями*.) Термин «непосредственная связь» добавлен для того, чтобы отличать этот вид преобразователей частоты от двухкаскадных (многокаскадных) преобразователей частоты по структуре выпрямитель – автономный инвертор, называемых еще *преобразователями частоты с промежуточным звеном постоянного тока (напряжения)* в зависимости от типа автономного инвертора (тока или напряжения). Подобные составные из базовых ячеек преобразовательные устройства будут рассмотрены в третьей части учебника.

Преобразователи частоты с непосредственной связью подразделяются на два класса, а именно

- *преобразователи на вентилях с неполным управлением* (тиристорах) с отстающим фазовым регулированием и формированием кривой выходного напряжения;

- *преобразователи на вентилях с полным управлением* (транзисторы, двухоперационные тиристоры). Эти преобразователи в зависимости от способа формирования кривой выходного напряжения подразделяются на преобразователи с однократной модуляцией (циклическое управление), с широтно-импульсным управлением энергообменом реактивных накопительных элементов, с широтно-импульсной модуляцией в неявном звене постоянного тока (напряжения).

Основу любого преобразователя частоты с непосредственной связью составляет *реверсивный выпрямитель* (см. раздел 3.12 части 1), так как питается он от источника переменного напряжения и обладает способностью работать с любым (из четырех возможных) сочетанием полярностей выходного напряжения и тока, периодическое чередование которых присуще переменному току (два сочетания с совпадающими полярностями напряжения и тока и два – с противоположными полярностями, обусловленными сдвигом тока по фазе по отношению к напряжению). В результате рабочая точка, соответствующая те-

кущим значениям переменного напряжения и тока, на внешних характеристиках реверсивного вентильного преобразователя, изображенных на рис. 3.12.2 части 1, как бы периодически перемещается по всем четырем квадрантам в порядке: 1-4-3-2-1 при отстающем токе и 1-2-3-4-1 квадранты при опережающем токе, как это явствует из рис. 4.0.1,а,б соответственно, где цифрами размечены интервалы пребывания текущего электрического режима в соответствующих квадрантах.

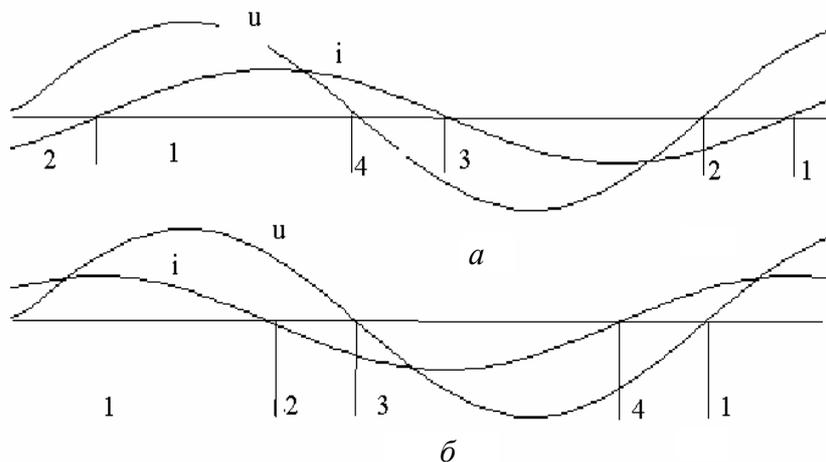


Рис. 4.0.1

Ниже рассмотрены указанные виды преобразователей частоты с непосредственной связью.

4.1. НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ НА ВЕНТИЛЯХ С НЕПОЛНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

4.1.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Принципиальные схемы непосредственных преобразователей частоты на тиристорах с трехфазным выходным напряжением образуются из трех реверсивных выпрямителей, выполненных по одной из возможных базовых схем, рассмотренных в гл. 2 части 1 [1]. На рис. 4.1.1 показана схема непосредственного преобразователя частоты трехфазного входного напряжения в трехфазное выходное напряжение с нагрузкой, соединенной в звезду.

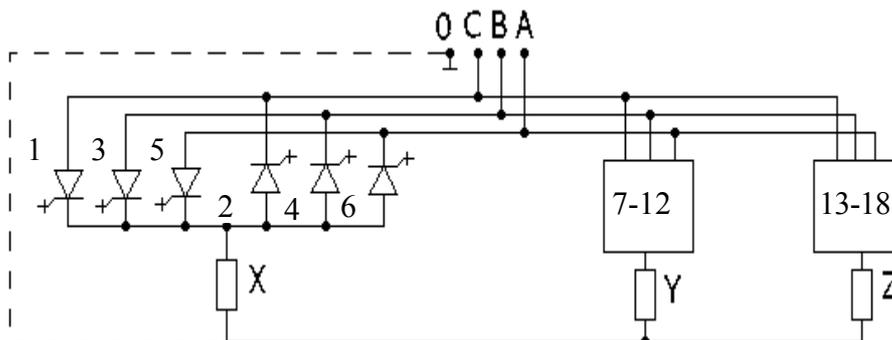


Рис. 4.1.1

Реверсивные выпрямители, образующие отдельные фазы преобразователя частоты, выполнены по трехфазным нулевым (однополупериодным) схемам. Уравнительные реакторы, присутствовавшие в реверсивном выпрямителе по схеме рис. 3.12.1 части 1, могут быть исключены из схемы. Это становится возможным, как будет видно из нижеприведенных временных диаграмм работы преобразователя на рис. 4.1.2, при использовании алгоритма раздельного управления вентиляльными комплектами, входящими в состав реверсивных выпрямителей. При этом управление импульсы управления на тиристоры подаются только на тот вентиляльный комплект в составе реверсивного выпрямителя, который в данный момент обеспечивает протекание в нагрузке тока определенного направления. В результате контур уравнительного тока оказывается разомкнутым и этот ток между вентиляльными комплектами становится невозможным.

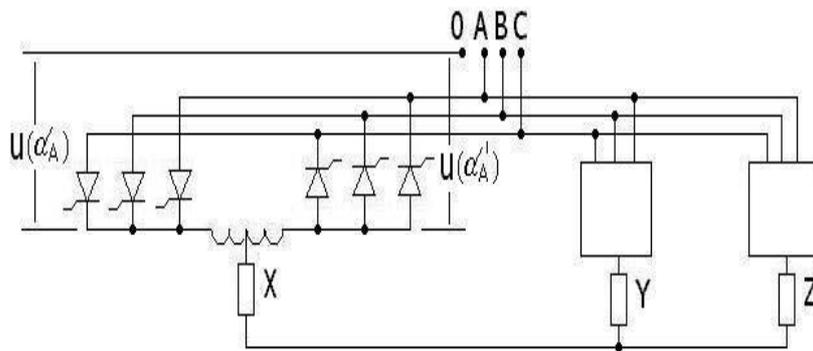


Рис. 4.1.2

Схема непосредственного преобразователя частоты на базе трехфазных мостовых схем выпрямителей показана на рис. 4.1.3.

В случае общей системы входных напряжений для всех мостовых схем фазы нагрузки преобразователя получают несвязанными. Для соединения фаз нагрузки в звезду требуется наличие входного трансформатора, обеспечивающего питание вентилялей каждой выходной фазы преобразователя от своей системы вторичных обмоток.

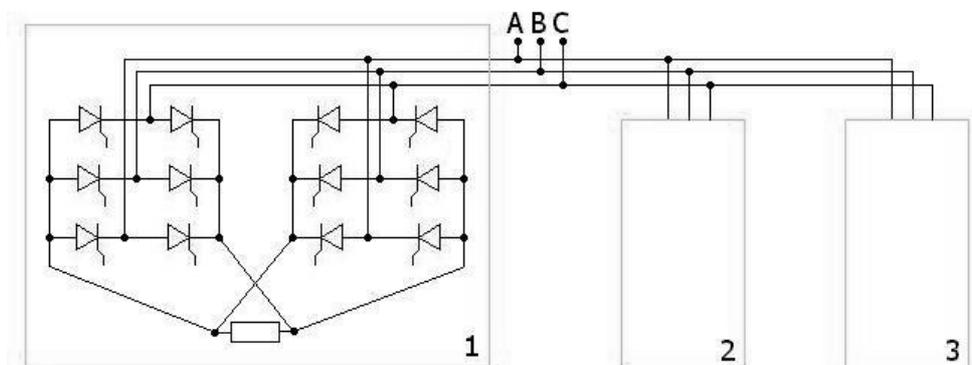


Рис. 4.1.3

Из уравнения регулировочной характеристики выпрямителя (2.9.2) части 1 известно, что выходное напряжение выпрямителя по гладкой составляющей (среднему значению) может меняться при изменении угла регулирования α в соответствии с уравнением

$$U_{\text{вых}}^*(t) = C_p(t) = \cos \alpha(t). \quad (4.1.1)$$

Здесь необходимо отметить **принципиальное ограничение** для максимальной частоты изменения угла регулирования. При естественной коммутации скорость перехода реверсивного выпрямителя из выпрямительного режима работы в инверторный режим определяется скоростью спада кривой напряжения сети от своего максимума до минимума. Значит, при полном диапазоне изменения угла регулирования от 0 до 180 градусов **максимальная частота выходного напряжения не превосходит частоты напряжения питающей сети.**

Для «исправления» нелинейности регулировочной характеристики выпрямителя закон изменения угла регулирования от времени $\alpha(t)$ (что, очевидно) должен быть арккосинусоидальным, т.е.

$$U_{\text{вых}}^*(t) = \cos \alpha(t) = \cos \arccos(f_M(t)) = f_M(t), \quad (4.1.2)$$

где $f_M(t)$ – периодическая переменная функция (*модулирующая функция*), форма которой задает по гладкой составляющей форму выходного напряжения непосредственного преобразователя частоты.

Для получения синусоидального выходного напряжения преобразователя частоты форма модулирующей функции должна быть синусоидальной с частотой, определяющей частоту выходного напряжения. Временные диаграммы для напряжений вентильных комплектов одной фазы шестипульсного непосредственного преобразователя частоты по схеме рис. 4.1.3 для этого случая показаны на рис. 4.1.4.

Гипоте-

тические диаграммы для выходных напряжений вентильных комплектов по шестипульсным схемам (рис. 4.1.3) приведены на первых двух диаграммах на рис. 4.1.4 [33]. Они построены при работе условно как бы только одного комплекта – или прямого или обратного. Реальная кривая выходного напряжения по нагрузке складывается из совокупности участков этих двух напряжений вентильных комплектов, взятых соответственно по продолжительности положительной полуволны тока прямого комплекта и отрицательной полуволны тока обратного комплекта реверсивного преобразователя при условии раздельного управления им (см. раздел 3.12 части 1). На третьей диаграмме показано то уравнительное напряжение, определяемое разностью мгновенных значений напряжений прямого и обратного вентильных комплектов, которое было бы на уравнительном реакторе при его наличии в случае совместного

управления. На последней диаграмме приведены законы изменения углов регулирования α двух вентиляльных комплектов в случае полного возможного диапазона их изменения.

При работе одной выходной фазы непосредственного преобразователя частоты требуется наличие связи нулевой точки трехфазного входного источника с нулевой точкой звезды нагрузки, как это показано пунктиром на рис. 4.1.1. Единичная коммутационная функция ψ_A , переключаемая по моментам смены полярностей полуволн тока нагрузки, представляется очевидной. Через нее и определена кривая выходного напряжения преобразователя частоты при раздельном управлении в соответствии с равенством

$$u_{\text{вых.}X} = u(\alpha_A) \psi_A - u(\alpha'_A) (1 - \psi_A) \quad (4.1.3)$$

как композиция из кривых выходных напряжений $u(\alpha_A)$, $u(\alpha'_A)$ прямого и обратного вентиляльных комплектов. Знак минус перед вторым членом обусловлен встречно-параллельным включением по выходу обратного комплекта по отношению к прямому комплекту.

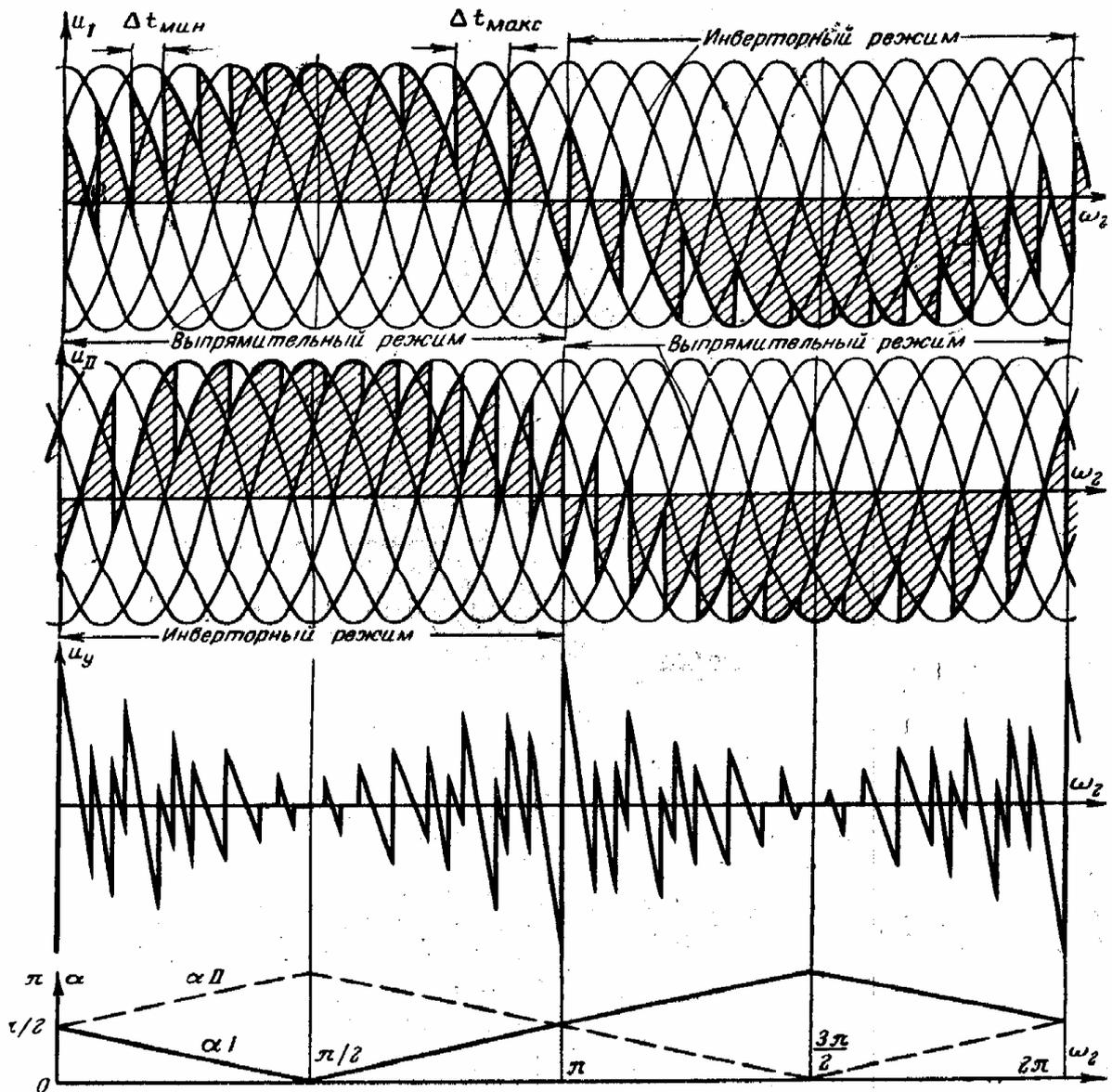


Рис. 4.1.4

Кривую мгновенных значений выходного напряжения фазы X преобразователя можно очевидным образом выразить через мгновенные значения входных напряжений преобразователя и коммутационные функции вентиля в виде

$$u_{\text{вых.}X} = u_{\text{вх.}A}(\psi_1 + \psi_2) + u_{\text{вх.}B}(\psi_3 + \psi_4) + u_{\text{вх.}C}(\psi_5 + \psi_6). \quad (4.1.4)$$

Используя аналогичную запись для других выходных фаз преобразователя, можно объединить их в одну матричную запись в виде

$$\begin{pmatrix} u_{\text{вых.}X} \\ u_{\text{вых.}Y} \\ u_{\text{вых.}Z} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \psi_1 + \psi_2 & \psi_3 + \psi_4 & \psi_5 + \psi_6 \\ \psi_7 + \psi_8 & \psi_9 + \psi_{10} & \psi_{11} + \psi_{12} \\ \psi_{13} + \psi_{14} & \psi_{15} + \psi_{16} & \psi_{17} + \psi_{18} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{\text{вх.}A} \\ u_{\text{вх.}B} \\ u_{\text{вх.}C} \end{pmatrix} \quad (4.1.5)$$

или в свернутом виде соответствующих матриц

$$\mathbf{u}_{\text{вых}} = \Psi_{m_2 m_1} \mathbf{u}_{\text{вх}}. \quad (4.1.6)$$

Здесь $\Psi_{m_2 m_1}$ – коммутационная матрица выходных напряжений преобразователя, имеющая в общем случае m_2 – число строк (по числу выходных фаз преобразователя) и m_1 – число столбцов (по числу входных фаз преобразователя), т.е. такую прямоугольную форму:

$$\Psi_{m_2 m_1} = \begin{pmatrix} \psi_{11} & \psi_{12} & \dots & \psi_{1m_1} \\ \psi_{21} & \psi_{22} & \dots & \psi_{2m_1} \\ \vdots & & & \\ \psi_{m_2 1} & \psi_{m_2 2} & \dots & \psi_{m_2 m_1} \end{pmatrix}. \quad (4.1.7)$$

При соединении трехфазной нагрузки в звезду без нулевого провода напряжение на фазе нагрузки можно построить по методу наложения, что в случае симметричной нагрузки для напряжения фазы X дает следующее выражение

$$u_{\text{вых.}X} = \frac{2}{3}u_{X_0} - \frac{1}{3}u_{Y_0} - \frac{1}{3}u_{Z_0}, \quad (4.1.8)$$

аналогичное выражению (2.3.9) для трехфазного инвертора напряжения.

Формы анодных токов тиристоров и токов фаз на входе преобразователя частоты можно получить, выразив эти токи через выходные токи преобразователя и коммутационные функции вентиля. Так, ток тиристора 1 выражает-

ся через коммутационную функцию тиристора ψ_1 и выходной ток фазы X преобразователя в виде

$$i_{T1} = \psi_1 i_X.$$

Входной ток фазы A трехфазно-трехфазного преобразователя определяется суммой анодных токов тиристоров 1, 2, 7, 8, 13, 14, связанных с этой фазой

$$i_{\text{вх.}A} = (\psi_1 + \psi_2) i_X + (\psi_7 + \psi_8) i_Y + (\psi_{13} + \psi_{14}) i_Z. \quad (4.1.9)$$

Формы токов тиристора и фазы A входа преобразователя легко представить соответственно на базе двух последних соотношений.

Соотношение, аналогичное выражению (4.1.9), можно записать и для токов других входных фаз трехфазно-трехфазного преобразователя. При этом все эти соотношения для токов также удобно объединить в одну матричную форму записи

$$\begin{vmatrix} i_{\text{вх.}A} \\ i_{\text{вх.}B} \\ i_{\text{вх.}C} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \psi_1 + \psi_2 & \psi_7 + \psi_8 & \psi_{13} + \psi_{14} \\ \psi_3 + \psi_4 & \psi_9 + \psi_{10} & \psi_{15} + \psi_{16} \\ \psi_5 + \psi_6 & \psi_{11} + \psi_{12} & \psi_{17} + \psi_{18} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_X \\ i_Y \\ i_Z \end{vmatrix}. \quad (4.1.10)$$

В общем случае, при числе входных фаз преобразователя m_1 и числе выходных фаз преобразователя m_2 матричное уравнение связи входных и выходных токов преобразователя будет иметь вид:

$$\mathbf{i}_{\text{вх.}m_1} = \Psi_{m_1 m_2} \mathbf{i}_{\text{вых.}m_2}, \quad (4.1.11)$$

где $\mathbf{i}_{\text{вх.}m_1} = \begin{vmatrix} i_{\text{вх.}1} & i_{\text{вх.}2} \dots i_{\text{вх.}m_1} \end{vmatrix}^t$ – матрица-столбец входных токов преобразователя; $\mathbf{i}_{\text{вых.}m_2} = \begin{vmatrix} i_{\text{вых.}1} & i_{\text{вых.}2} \dots i_{\text{вых.}m_2} \end{vmatrix}^t$ – матрица-столбец выходных токов преобразователя; $\Psi_{m_1 m_2}$ – коммутационная матрица $m_1 \times m_2$ входных токов преобразователя, имеющая вид

$$\Psi_{m_1 m_2} = \begin{vmatrix} \psi_{11} & \psi_{12} & \dots & \psi_{1m_2} \\ \psi_{21} & \psi_{22} & \dots & \psi_{2m_2} \\ \vdots & & & \\ \psi_{m_1 1} & \psi_{m_1 2} & \dots & \psi_{m_1 m_2} \end{vmatrix} = \Psi_{m_2 m_1}^t, \quad (4.1.12)$$

элементы которой образованы из коммутационных функций вентиля в соответствии со схемой их соединения в преобразователе. При встречно-параллельном соединении вентиля эти элементы, как видно из (4.1.10), равны сумме коммутационных функций соответствующих вентилях. Из сравнения (4.1.5) и (4.1.10) следует, что матрицы $\Psi_{m_1 m_2}$ и $\Psi_{m_2 m_1}$ взаимно транспонируемы.

4.1.2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Регулировочная характеристика непосредственного преобразователя частоты на идеальных элементах определяет зависимость действующего значения первой гармоники выходного напряжения фазы преобразователя в долях предельно возможной величины действующего значения выходного напряжения от относительной величины амплитуды модулирующего напряжения (по отношению к амплитуде опорного напряжения, см. рис. 6.2.6 главы 6) и при арккосинусоидальном законе управления в соответствии с (4.1.2) имеет вид

$$\frac{U_{\text{вых.}(1)}}{U_{\text{вых.}(1)\text{пр}}} = U_{\text{вых.}(1)}^* = \frac{U_{\text{м.мах}}}{U_{\text{оп.мах}}} = M, \quad (4.1.13)$$

где M – глубина модуляции (угла α относительно значения $\alpha = 90^\circ$), управляемая регулированием амплитуды модулирующего напряжения U_m , а $U_{\text{вых.}(1)\text{пр}}$ – предельное значение действующего значения первой гармоники выходного напряжения при $M = 1$, равное U_{d0} .

Здесь величина выходного напряжения прямо пропорциональна глубине модуляции, а частота выходного напряжения равна частоте модулирующего напряжения.

Внешняя характеристика непосредственного преобразователя частоты определяет зависимость действующего значения первой гармоники выходного напряжения преобразователя от действующего значения первой гармоники выходного тока преобразователя при постоянной глубине модуляции и наборе фиксированных значений коэффициентов сдвига первой гармоники выходного тока относительно первой гармоники выходного напряжения $\cos\varphi_{(1)}$, т.е.

$$U_{\text{вых}(1)} = f(I_{\text{вых}(1)}) \text{ при } M = \text{const и } \cos \varphi_{(1)} \text{ как параметре.}$$

Для нахождения уравнения внешней характеристики преобразователя используем схему замещения выпрямителя по гладкой составляющей (рис. 3.1.7 части 1), а нагрузку преобразователя представим заданным источником тока синусоидальной формы, в результате схема замещения одной фазы преобразователя частоты с реальным входным трансформатором получим вид, показанный на рис. 4.1.5.

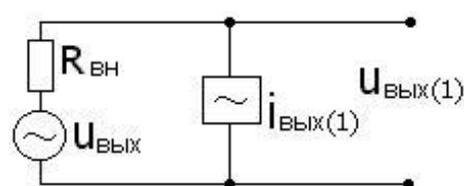


Рис. 4.1.5

Уравнение для мгновенного значения первой гармоники выходного напряжения преобразователя

$$u_{\text{вых}(1)} = u_{\text{вых.ид.}(1)} - R_{\text{вн}} i_{\text{вых}(1)}, \quad (4.1.14)$$

где $R_{\text{вн}} = \frac{3}{2\pi} X_a$, а X_a – суммарная индуктивность рассеивания первичных и вторичных обмоток входного трансформатора, приведенная ко вторичной стороне.

Алгебраизируя уравнение (4.1.14) относительно действующих значений первичных обмоток переменных путем возведения уравнения в квадрат и усреднения за период первой гармоники, будем иметь

$$U_{\text{вых}(1)}^2 = U_{\text{вых.ид}(1)}^2 + R_{\text{вн}}^2 I_{\text{вых}(1)}^2 - 2U_{\text{вых.ид}(1)} I_{\text{вых}(1)} \cos \varphi_{(1)}. \quad (4.1.15)$$

Разделив все члены уравнения на U_{d0} , получим уравнение внешней характеристики в относительных единицах в виде

$$U_{\text{вых}(1)}^* = \sqrt{M^2 + (I_{\text{вых}(1)}^*)^2} - 2MI_{\text{вых}(1)}^* \cos \varphi_{(1)}, \quad (4.1.16)$$

где $I_{\text{вых}(1)}^* = \frac{I_{\text{вых}(1)} R_{\text{вн}}}{U_{d0}}$ – относительная величина действующего значения первой гармоники выходного тока преобразователя в долях базового тока, равного току короткого замыкания выпрямителя при $\alpha = 0$.

Из уравнения (4.1.16) видно, что при

$$I_{\text{вых}(1)}^* < 2M \cos \varphi_{(1)} \quad (4.1.17)$$

внешние характеристики являются нелинейными падающими, а при дальнейшем повышении тока нагрузки сверх значения $2M \cos \varphi_{(1)}$ они имеют нелинейный нарастающий характер, как это демонстрируют их графики (рис. 4.1.6). В частности, при чисто реактивной нагрузке ($\cos \varphi_{(1)} = 0$) все характеристики будут нарастающими.

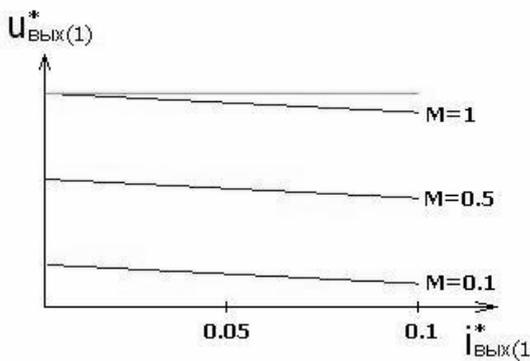


Рис. 4.1.6

Входные энергетические характеристики устанавливают зависимость входного коэффициента мощности преобразователя частоты (и его компонентов – коэффициента искажения входного тока и коэффициента сдвига тока) от глубины модуляции M и коэффициента сдвига тока нагрузки по первой гармонике относительно первой гармоники выходного напряжения.

В связи со сложной формой входного тока преобразователя частоты точный анализ входных энергетических показателей трудоемок [34, 35], и мы здесь ограничимся только оценочным анализом для случая, когда выходной ток преобразователя имеет малые пульсации и может быть принят синусоидальным. В этих условиях уравнение баланса активных мощностей на входе и выходе преобразователя на элементах без потерь имеет вид

$$3U_{\text{вх}} I_{\text{вх}(1)} \cos \varphi_{\text{вх}(1)} = 3U_{\text{вых}(1)} I_{\text{вых}(1)} \cos \varphi_{\text{вых}(1)}. \quad (4.1.18)$$

Отсюда входной коэффициент сдвига по первой гармонике равен (с учетом (3.1.13))

$$\begin{aligned} \cos \varphi_{\text{вх}(1)} &= \frac{U_{\text{вых}(1)}}{U_{\text{вых}(1)\text{пр}}} \frac{U_{\text{вых}(1)\text{пр}}}{U_{\text{вх}}} \frac{I_{\text{вых}(1)}}{I_{\text{вх}(1)}} \cos \varphi_{\text{вых}(1)} = \\ &= MK_{\text{п.н}} K_{\text{п.т}} \cos \varphi_{\text{вых}(1)}, \end{aligned} \quad (4.1.19)$$

где $K_{\text{п.н}}$, $K_{\text{п.т}}$ – соответственно коэффициенты преобразования непосредственного преобразователя частоты по напряжению и току.

Если пренебречь в первом приближении зависимостью коэффициентов преобразования по напряжению и току от режима преобразователя (M , $\cos \varphi_{\text{вых}(1)}$, числа входных фаз, величины выходной частоты), то входной коэффициент сдвига преобразователя уменьшится прямо пропорционально при снижении не только глубины модуляции M , т.е. степени регулирования выходного напряжения преобразователя (как у выпрямителя), но и коэффициента сдвига нагрузки $\cos \varphi_{\text{вых}(1)}$. Это обстоятельство формально свидетельствует об «энергетической прозрачности» непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией (т.е. на вентилях с неполным управлением), когда всякое снижение качества энергетики выходной цепи прямо ухудшает энергетику входной цепи преобразователя.

Расчет коэффициента искажения входного тока непосредственного преобразователя частоты по шестипульсным схемам (36-тиристорная схема из трех реверсивных трехфазных мостовых выпрямителей) дает для него значения 0,963...0,99 [34] в зависимости от режима. При дальнейшем увеличении пульсности в мощных преобразователях входной ток приближается к синусоиде, а его коэффициент искажения – к единице.

Спектры выходного напряжения преобразователя. Знание спектров выходного напряжения и входного тока непосредственного преобразователя частоты необходимо для решения задач электромагнитной совместимости преобразователя с нагрузкой и с питающей сетью. Эти задачи включают в себя не только расчет интегральных показателей качества электромагнитных процессов, но и ущерба от их некачественности, а также расчет фильтров на входе и на выходе преобразователя в случае их наличия. Знание спектров указанных переменных преобразователя необходимо в полном объеме при использовании спектрального метода расчета энергетических показателей и для нахождения интегральных коэффициентов гармоник напряжения и тока при прямом методе расчета энергетических показателей (см. раздел 1.5 части 1 [1]).

Описание механизма формирования выходного напряжения преобразователя с помощью коммутационных матриц (3.1.4) и (3.1.5) позволяет унифицировать это формирование через процедуру перемножения спектров коммутационных функций вентилях преобразователя и спектра питающего напряжения в общем случае, что позволяет сразу представлять возможные частоты гармоник в выходном напряжении. Величины же гармоник выходного напря-

жения удобно определить методом временной деформации (как и в инверторах напряжения). При этом методе в известный спектр выходного напряжения выпрямителя (см. раздел 3.7 части 1 [1]) вместо постоянного угла регулирования α подставляется закон периодической модуляции угла (3.1.2) с частотой выходного напряжения. Анализ показывает, что в общем случае в выходном напряжении будут гармоника с частотами

$$f_k = kqm_2 f_{\text{вх}} \pm l f_{\text{вых}}, \quad (4.1.20)$$

где k, l равны 1, 2, 3, 4... . Конкретные величины k и l для значимых гармоник будут определяться законом модуляции угла регулирования.

4.2. НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ НА ВЕНТИЛЯХ С ПОЛНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ И ЦИКЛИЧЕСКИМ МЕТОДОМ ФОРМИРОВАНИЯ КРИВОЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

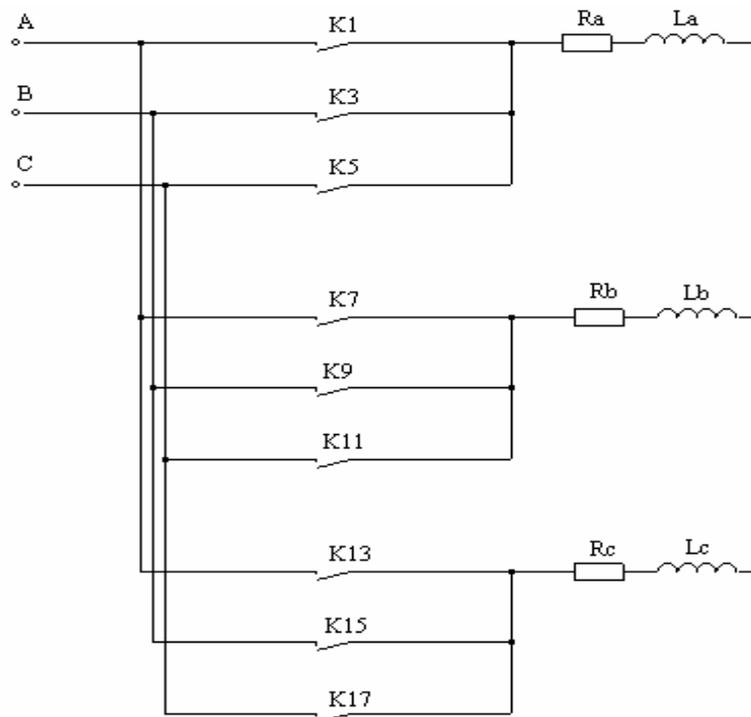
4.2.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Рассмотрение указанного типа непосредственных преобразователей частоты (циклоконверторов) необходимо начать с уточнения терминологии в названии этих преобразователей. Помимо приведенного в заголовке названия для преобразователя на вентилях с полным управлением в технической литературе используют еще такие названия: преобразователь частоты с однократной модуляцией, преобразователь частоты с квазиоднополосной модуляцией, преобразователь частоты фазоразностного типа, фазовый демодулятор, *матричный преобразователь*, инвертор напряжения с непосредственной связью и другие [36] в зависимости от того, какую особенность такого циклоконвертора принять за доминирующую. Представляется более удобным в названии преобразователя не использовать какую-либо особенность его управления, как это делается сейчас, а сохранить в названии его **специфику – непосредственную связь** (через вентили) входа и выхода, а особенность управления отмечать добавлением метода формирования кривой выходного напряжения. С учетом этого к циклическому управлению отнесем алгоритмы управления, когда коммутации вентилях в выходных фазах преобразователя осуществляются одновременно, что обеспечивает простоту управления и анализа электромагнитных процессов в преобразователе.

Принципиальные схемы непосредственных преобразователей частоты остаются неизменными при различных алгоритмах формирования их кривых выходных напряжений. Поэтому рассмотрим здесь циклический метод формирования выходного напряжения применительно к прежней схеме 18-вентильного преобразователя, в которой только встречно-параллельные тиристоры заменены на два встречно-параллельно включенных полностью управляемых вентиля, которые, в свою очередь, представлены в схеме преобразователя на рис. 4.2.1 условными ключами, способными включаться и выключаться в желаемые моменты времени и позволяющими проходить току через них в любом направлении. Практически такие ключи с двунаправленной проводимостью

мостью реализуются или встречно-параллельным включением двух ГТО-тиристоров, или одной из возможных транзисторно-диодных комбинаций, показанных на рис. 3.4.3. Использование диодов обусловлено необходимостью предотвращения смены полярности транзисторных напряжений на недопустимые для них.

Диаграммы напряжений, токов и управляющих сигналов для ключей циклоконвертора по схеме рис. 4.2.1 построены на рис. 4.2.2. На первой диаграмме приведена трехфазная система входных напряжений, на второй – кривая выходного напряжения фазы *A* преобразователя, отсчитанного относительно нулевой точки питающей сети. На следующих двух диаграммах показаны условные сигналы управления для ключей *K1*, *K3*, *K5* фазы *A* преобразо-



вателя, определяющие длительность их проводящего состояния на первом интервале T_1 такта T_T . На последней диаграмме приведены импульсы управления для соответствующих троек ключей *K1*, *K7*, *K13*; *K3*, *K9*, *K15*; *K5*, *K11*, *K17*, с помощью которых обеспечивается формирование нулевой паузы в кривой выходного напряжения.

РИС. 4.2.1

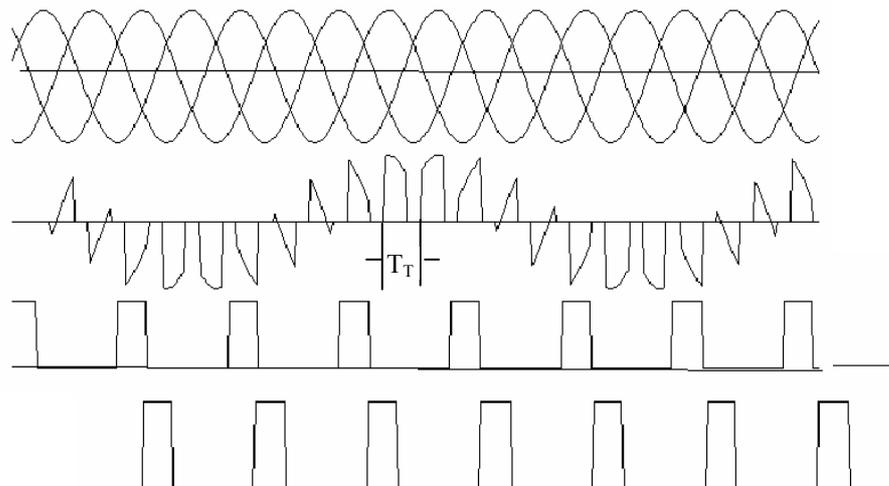


РИС. 4.2.2

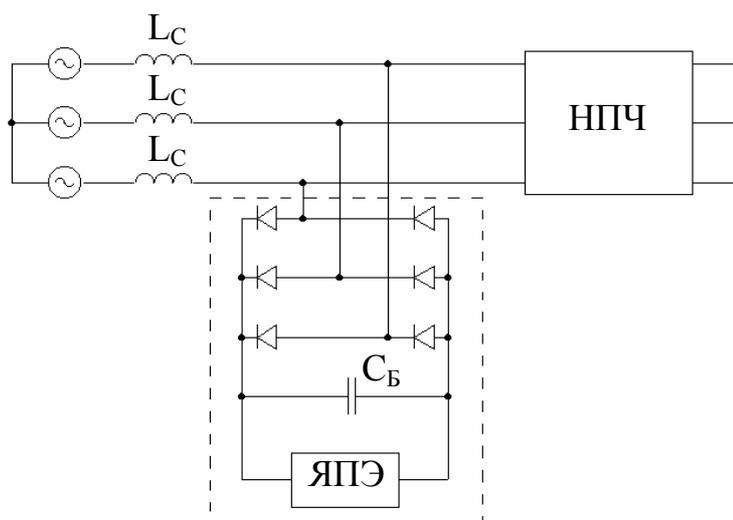


Рис.

4.2.3

Для регулирования величины первой гармоники выходного напряжения преобразователя вводят *широтно-импульсное управление*. При однополярной модуляции нулевая пауза в кривой выходного напряжения образуется, как и в инверторе напряжения с ШИР, на втором подынтервале T_2 такта T_T путем подключения всех фаз нагрузки к одной фазе питающей сети, что отразится на кривой входного тока преобразователя, также имеющей нулевые паузы. Это обстоятельство, в свою очередь, требует включения на входе преобразователя или LC -фильтра, обеспечивающего возможность скачков входного тока, аналогичного входному фильтру выпрямителя с опережающим фазовым регулированием (см. раздел 3.11.1 части 1 [1]), или устройства сброса энергии из индуктивностей питающей сети L_c при обрыве тока в них для исключения перенапряжений. Это *устройство сброса* состоит из трехфазного диодного мостового выпрямителя, буферного (накопительного) конденсатора $C_б$, ячейки поглощения энергии ЯПЭ (рис. 4.2.3). Ячейка поглощения энергии представляет собой в простейшем случае (маломощный преобразователь) активное сопротивление, а в случае мощного преобразователя – зависимый инвертор, подключенный к той же питающей сети и возвращающий энергию сброса из кон-

денсатора C_B снова в сеть. Поскольку зависимый инвертор в ЯПЭ будет работать с углом регулирования β_{\min} , потребуется наличие повышающего трансформатора на выходе этого инвертора для согласования уровня напряжения на конденсаторе C_B с напряжением питающей сети (см. входную характеристику зависимого инвертора в разделе 3.4.1 части 1 [1]). Мощность этого трансформатора в процентах от входной мощности непосредственного преобразователя частоты определяется напряжением короткого замыкания (в процентах) питающей сети.

При *двухполярной модуляции* для регулирования величины первой гармоники выходного напряжения непосредственного преобразователя частоты на втором интервале каждого такта вместо нулевой паузы используется подключение фазы нагрузки (выхода преобразователя) к другой фазе питающей сети. В шестипульсном преобразователе это будет фаза питающей сети с напряжением противоположной полярности, в трехпульсном как на рис. 4.2.1, это может быть предыдущая или последующая фаза питающей сети, как показано для последнего случая на рис. 4.2.4. При этом входной ток преобразователя частоты не прерывается нулевыми паузами и поэтому ослабевают необходимость введения входного фильтра или устройства сброса энергии из индуктивностей сети. Правда, качество выходного напряжения преобразователя тогда будет хуже, чем при однополярной модуляции.

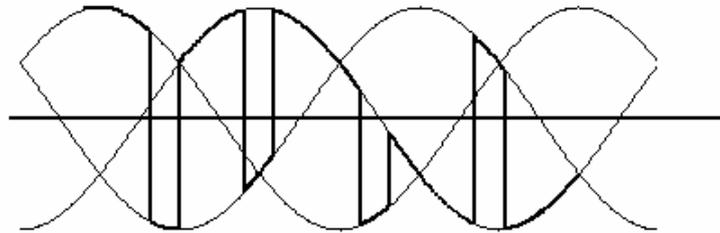


Рис. 4.2.4

Математическая модель непосредственного преобразователя частоты будет такой же, как у предыдущего преобразователя частоты, только здесь изменится вид коммутационных функций вентилях, входящих в коммутационные матрицы (4.1.7) и (4.1.12). Так как при циклическом управлении частота первой гармоники коммутационной функции вентилях отличается от частоты напряжения питающей сети в большую или меньшую сторону, то, очевидно, частота первой гармоники выходного напряжения преобразователя будет определяться разницей этих частот, т.е.

$$f_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{T_{\text{ВЫХ}}} = \left| \frac{p}{T_{\text{T}}} - \frac{1}{T_{\text{ВХ}}} \right| = |f_{\text{УПР}} - f_{\text{ВХ}}|, \quad (4.2.1)$$

где $p = qm_2$ – пульсность схемы непосредственного преобразователя частоты, определяемая пульсностью схем выпрямителей, из которых образован преобразователь; $T_{\text{ВХ}}$ – период входного напряжения.

Очевидно, что максимально достижимая частота выходного напряжения преобразователя с циклическим управлением ограничивается только предельно допустимой частотой коммутации используемых ключей.

4.2.2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Регулировочная характеристика. Под регулировочной характеристикой непосредственного преобразователя частоты с циклическим управлением будем понимать зависимость действующего значения первой гармоники выходного напряжения преобразователя от относительной длительности первого подынтервала T_1 такта коммутации T_T , обозначенной как T_1^* . Оценим эти зависимости для однополярной и двухполярной модуляции, рассмотрев процедуры формирования первой гармоники выходного напряжения преобразователя из средних значений на интервалах тактов в кривой мгновенных значений выходного напряжения преобразователя. На рис. 4.2.5, а, б показаны кривые мгновенных значений выходного напряжения преобразователя в области максимума его первой гармоники для однополярной модуляции в трехпульсном преобразователе и для двухполярной модуляции в шестипульсном преобразователе соответственно.

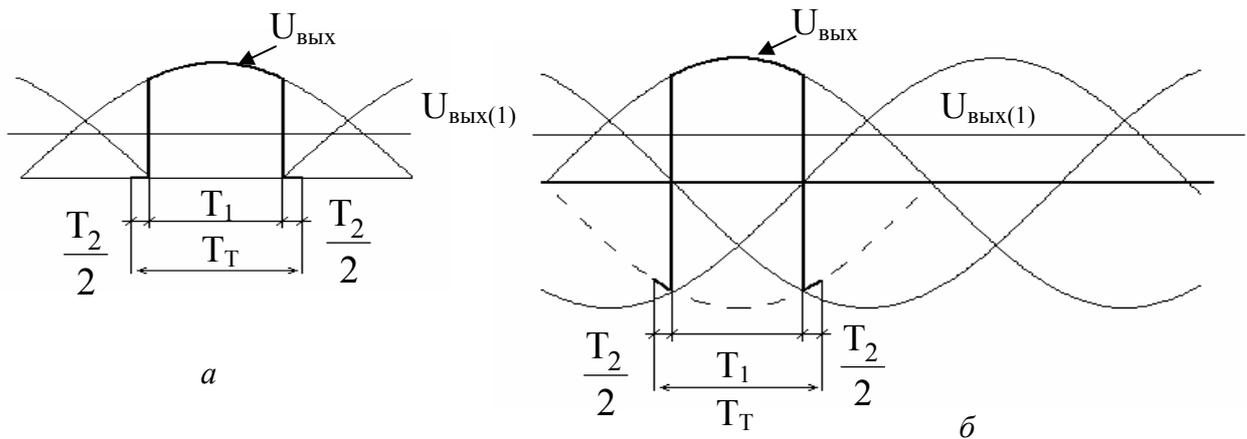


РИС. 4.2.5

Среднее значение напряжения на такте при однополярной модуляции

$$U_{\text{ср.о}} = \frac{2}{T_T} \int_0^{T_1/2} \sqrt{2}U_c \cos \omega_1 t dt = \frac{2\sqrt{2}U_c}{T_T \omega_1} \sin \frac{\omega T_1}{2} \quad (4.2.2)$$

и для двухполярной модуляции

$$U_{\text{ср.д}} = \frac{2}{T_{\text{T}}} \left[\int_0^{T_1/2} \sqrt{2}U_c \cos \omega_1 t dt - \int_{T_1/2}^{T_{\text{T}}/2} \sqrt{2}U_c \cos \omega_1 t dt \right] = \quad (4.2.3)$$

$$= \frac{2\sqrt{2}U_c}{T_{\text{T}}\omega_1} \left[2 \sin \omega_1 \frac{T_1}{2} - \sin \omega_1 \frac{T_{\text{T}}}{2} \right].$$

При частоте выходного напряжения преобразователя, стремящейся к нулю, T_{T} стремится к $T_1/3$ в трехпульсном преобразователе и к $T_1/6$ в шести-пульсном. Тогда для этого случая относительная величина действующего значения первой гармоники выходного напряжения преобразователя в соответствии с (4.2.2) будет равна для однополярной модуляции

$$U_{\text{вых(1).о}}^* = \frac{U_{\text{ср.о}}}{U_{\text{ср.о.мах}}} = \frac{\sin \frac{\omega_1 T_1}{2}}{\sin \frac{\omega_1 T_{\text{T}}}{2}} = \frac{\sin \frac{\pi}{3} T_1^*}{\sin \frac{\pi}{3}} \quad (4.2.4)$$

и для двухполярной модуляции

$$U_{\text{вых(1).д}}^* = \frac{U_{\text{ср.д}}}{U_{\text{ср.д.мах}}} = 2 \frac{\sin \frac{\pi}{3} T_1^*}{\sin \frac{\pi}{3}} - 1. \quad (4.2.5)$$

В отличие от линейных регулировочных характеристик непосредственного преобразователя частоты на вентилях с неполным управлением и фазовым способом регулирования здесь регулировочные характеристики нелинейны (рис. 4.2.6).

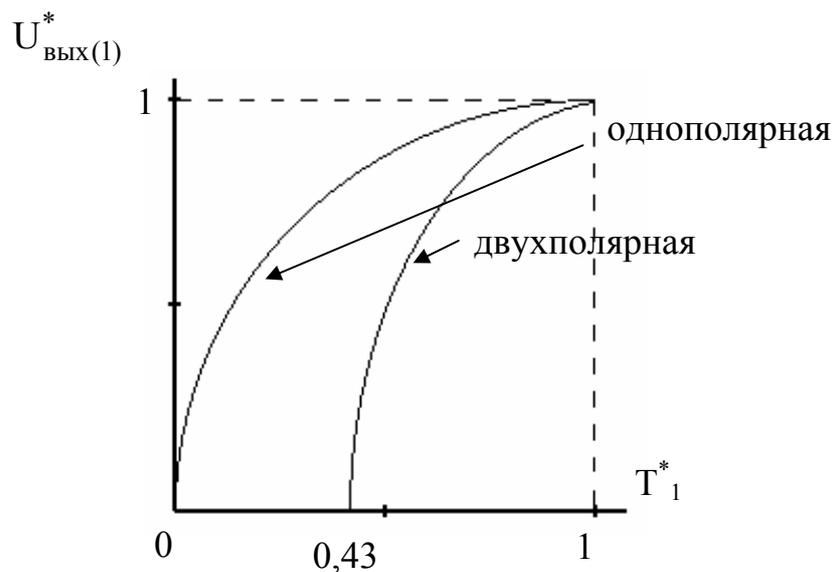


Рис. 4.2.6

Кроме того, они еще заметно зависят от степени близости частоты выходного напряжения преобразователя от частоты напряжения питающей сети.

Внешние характеристики. Разрывной характер входного тока рассматриваемого непосредственного преобразователя частоты требует, как уже отмечалось, наличия входного LC -фильтра, как и в регуляторах переменного напряжения с ШИР (см. раздел 3.4.2). В этом случае при идеальных вентилях преобразователя частоты его внешняя характеристика будет определяться внешней характеристикой входного LC -фильтра. Ее расчет был сделан и получено уравнение (3.4.8). Входящие в это уравнение параметры $R_{вх}$, $L_{вх}$ должны быть определены для преобразователя частоты по той же методике.

4.3. НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ С КОЭФФИЦИЕНТОМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПО НАПРЯЖЕНИЮ БОЛЬШЕ ЕДИНИЦЫ (ПОВЫШАЮЩИЕ ЦИКЛОКОНВЕРТОРЫ)

Концепция получения управляемого коэффициента преобразования по напряжению больше единицы в циклоконверторах аналогична рассмотренной в разделе 3.3.5 концепции повышения коэффициента преобразования в регуляторах переменного напряжения. Функционально *повышающе-понижающий циклоконвертор* является специфическим объединением непосредственного преобразователя частоты на вентилях с полным управлением с циклическим методом формирования кривой выходного напряжения (см. раздел 4.2) и повышающе-понижающего регулятора переменного напряжения. Схема такого циклоконвертора трехфазного напряжения в однофазное по нулевой схеме показана на рис. 4.3.1. Ключи K_1 - K_3 работают в режиме ключей непосредственного преобразователя частоты с циклическим управлением и широтно-импульсным регулированием. На рис. 4.3.2 показаны импульсы управления этими ключами под временными диаграммами входных напряжений и тока одной из фаз.

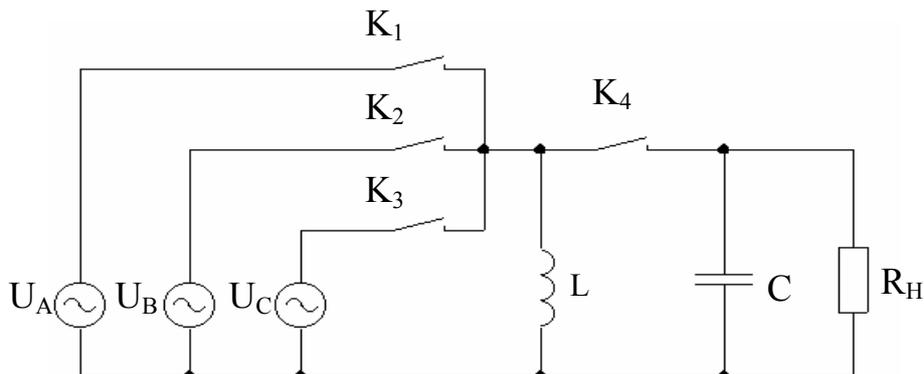


Рис. 4.3.1
140

Здесь же ниже показаны импульсы управления ключом K_4 , как бы дополняющие по длительности импульсы ключей K_1 - K_3 до такта T_T . На последней диаграмме приведена форма тока накопительного дросселя L и напряжения на накопительном конденсаторе C .

Таким образом, энергия тока накопительного дросселя L циклоконвертора передается «порциями» через ключ K_4 в накопительный конденсатор C , обеспечивая при определенных сочетаниях параметров повышение выходного напряжения по сравнению с входным, как в повышающе-понижающем регуляторе переменного напряжения.

Входной ток трехфазно-однофазного циклоконвертора, как видно из временной диаграммы, не только является импульсным, но и содержит субгармонику, порождаемую низкой частотой выходного тока. Но эта субгармоника во входном токе может быть исключена в трехфазно-трехфазном повышающе-понижающем циклоконверторе, получаемом при объединении трех трехфазно-однофазных циклоконверторов, изображенных на рис. 4.3.1. Схема такого преобразователя представлена на рис. 4.3.3. Ключи циклоконвертора K_1 - K_3 в каждой фазе рис. 4.3.1 выполнены по схеме рис. 3.4.3,в, а ключи K_4 – встречно-параллельным соединением транзисторов и диодов, с использованием свойства связности трехфазной нагрузки без нулевого провода. Для получения синусоидального тока в питающей сети из импульсного входного тока циклоконвертора включен входной LC -фильтр.

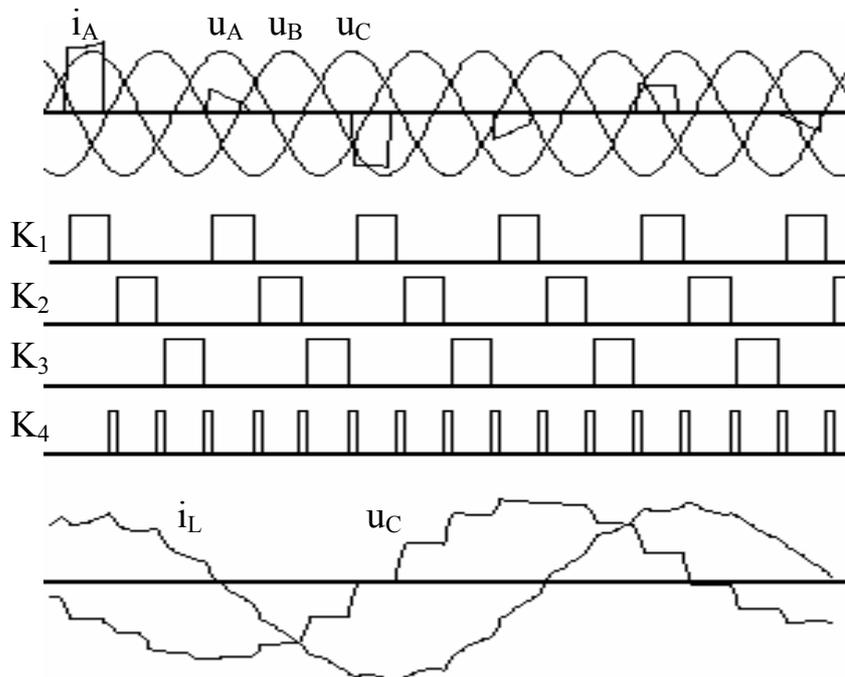


Рис. 4.3.2

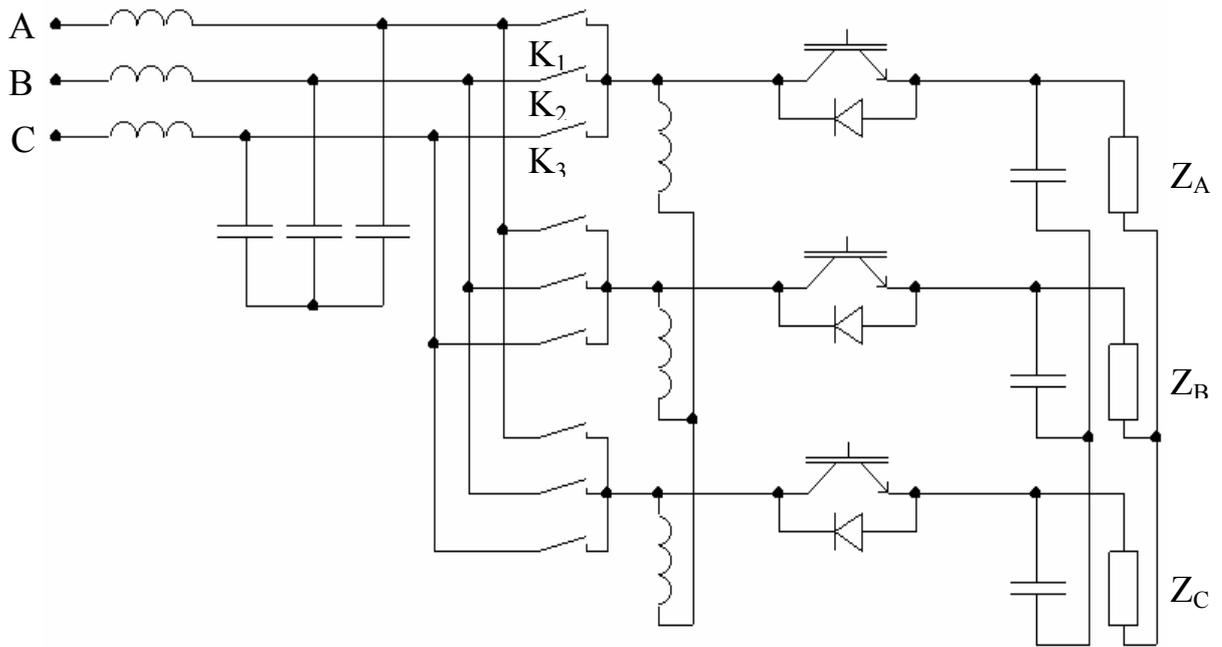


Рис. 4.3.3

Подобным же образом можно получить повышающе-понижающий циклоконвертор на основе объединения циклоконвертора с циклическим управлением и повышающе-понижающего регулятора переменного напряжения на базе схемы Кука (см. рис. 3.5.3). Но если в этом регуляторе переменного напряжения его входной ток непрерывен, то в образуемом на его основе повышающе-понижающем циклоконверторе, показанном на рис. 4.3.4, входной ток станет импульсным, так как непрерывный входной ток регулятора будет «роздан» ключами циклоконвертора по фазам входного напряжения в виде импульсных токов. Значит, и в этом случае потребуется входной LC -фильтр для обеспечения синусоидального тока в фазах источника питания.

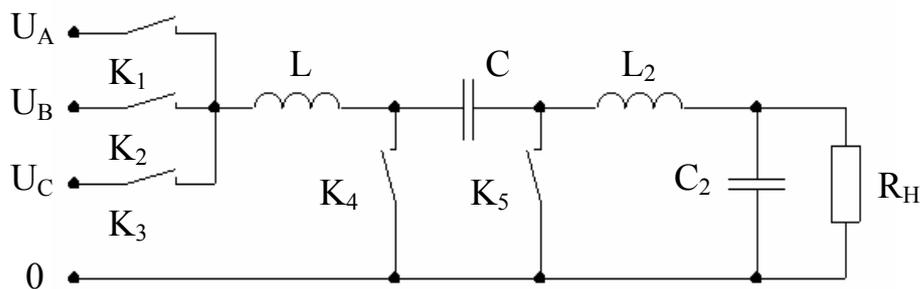


Рис. 4.3.4

Тем не менее можно построить повышающе-понижающий циклоконвертор в интеграции с регулятором на базе схемы Кука, если накопительный дроссель L в схеме рис. 4.3.4 расщепить на три и вынести в фазы входного напряжения, при этом сам циклоконвертор выполнить не по нулевой, а по

трехфазной мостовой схеме, как показано на рис. 4.3.5, причем ключи циклоконвертора K_1 - K_6 реализовать по схеме рис. 3.4.3,в.

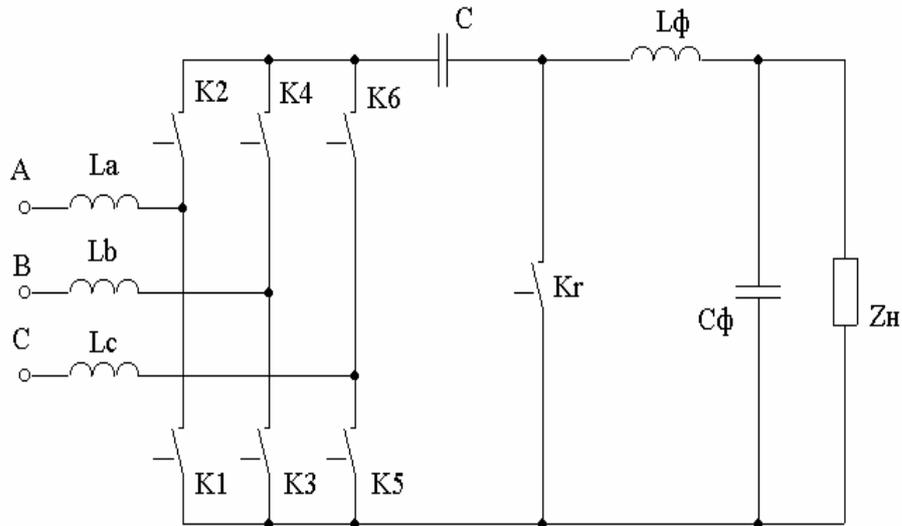


РИС. 4.3.5

Если учесть, что ключи K_1 - K_6 могут проводить ток в любом направлении, то по сути мост на ключах K_1 - K_6 эквивалентен встречно-параллельному включению двух трехфазных мостовых схем на вентилях с односторонней проводимостью. Тогда напряжение на выходе моста на ключах K_1 - K_6 может иметь любую из двух полярностей в зависимости от того, какими транзисторами ключей (например, T_1 и T_1' в ключе K_1) и когда ими управлять. Таким образом, ключи K_1 - K_6 как бы делают возможным питание такого преобразователя от трехфазной сети переменного напряжения, а не от постоянного напряжения. При этом на первом интервале такта преобразования, как и прежде (см. раздел 1.2.2), должны происходить запасение энергии в накопительных индуктивностях L в цепи трехфазного переменного тока и одновременно обеспечиваться питание выходной цепи от накопительной емкости C . Это выполняется включением на первом интервале всех ключей K_1 - K_6 моста, что приводит к соединению накопительных дросселей в звезду, и подключением конденсатора C к выходной цепи.

На втором интервале такта остаются включенными только три ключа моста ключей K_1 - K_6 , а именно те из ключей, которые обеспечивают протекание тока в накопительных индуктивностях в прежних направлениях и заданную полярность выходного напряжения моста. При этом включается и ключ K_7 , что приводит к передаче энергии из накопительных дросселей L в накопительный конденсатор C и одновременно питание нагрузки от энергии реактивных элементов выходного $L_\phi C_\phi$ -фильтра.

Как было установлено в разделе 1.2.2, уровень выходного напряжения регулятора Кука зависит от относительной длительности первого интервала такта, причем достаточно линейно до уровня относительной длительности

около 0,7. Тогда если модулировать указанную относительную длительность по синусоидальному закону с учетом возможности смены знака выходного напряжения моста ключей K_1 - K_6 , а значит, и преобразователя, то можно сформировать на выходе преобразователя синусоидальное напряжение с заданной амплитудой и частотой.

Особенность данного непосредственного преобразователя частоты заключается в том, что его входной ток будет синусоидальным (без входного LC -фильтра) и может устанавливаться в фазе с питающим напряжением. Таким свойством не обладает никакой другой непосредственный преобразователь частоты из рассмотренных.

Вопросы к главе 4

- 1.1. Какие основные свойства у непосредственных преобразователей частоты (НПЧ)?
- 1.2. Какие известны типы непосредственных преобразователей частоты?
- 1.3. Какое условие согласования углов регулирования вентильными комплектами в НПЧ на тиристорах?
- 1.4. Каково предельное значение частоты выходного напряжения в НПЧ на тиристорах при полной модуляции?
- 1.5. Чем определяется предельное значение частоты выходного напряжения в НПЧ на транзисторах?
- 1.6. От каких параметров повышающе-понижающих НПЧ зависит предельное значение коэффициента преобразования по напряжению?
- 1.7. В каком типе НПЧ возможен практически синусоидальный входной ток, совпадающий по фазе с входным напряжением?
- 2.8. Что определяет коммутационная матрица выходных напряжений НПЧ?
- 2.9. Что определяет коммутационная матрица входных токов НПЧ?
- 2.10. Как связаны коммутационные матрицы выходных напряжений и входных токов НПЧ?
- 2.11. Какая особенность у внешних характеристик НПЧ на тиристорах?
- 2.12. Какие особенности у входных энергетических характеристик НПЧ на тиристорах?

2.13. Чем определяется характер внешней характеристики у НПЧ на транзисторах с циклическим управлением?

2.14. Какие дополнительные устройства требуются на входе НПЧ на транзисторах и циклическом управлении?

2.15. Какие дополнительные устройства требуются на входе повышающе-понижающего НПЧ?

1.16*. Чем определяется ход внешней характеристики у повышающе-понижающего НПЧ?

1.17*. Чем определяется ход регулировочной характеристики у повышающе-понижающего НПЧ?