Р. П. Карташов, А. К. Кулиш, Э. М. Чехет

ТИРИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ С ИСКУССТВЕННОЙ КОММУТАЦИЕЙ

КИЕВ · «ТЕХНІКА» · 1979

Карташов Р. П. и др.

К27 Тиристорные преобразователи частоты с искусственной коммутацией. К., «Техніка», 1979.

152 с. Список лит.: с. 147—150.

Перед загл. авт.: Р. П. Карташов, А. К. Кулиш, Э. М. Чехет.

6000 экз. 50 к.

В книге рассмотрены схемы тиристорных преобразователей частоты с непосредственной связью и искусственной коммутацией. Особое внимание уделено преобразователям частоты с однократной модуляцией. Показаны особенности построения устройств искусственной коммутации при различных способах формирования кривой выходного напряжения. Приведены данные для расчета параметров некоторых схем. Рассчитана на инженерно-технических работников, занимающихся разработкой и эксплуатацией устройств силовой преобразовательной техники.

К $\frac{30307\text{-}004}{\text{М202 (04)-79}}$ 41-79 2302030000 6П2.1.082

Рецензенты кандидаты техн. наук *В. Ф. Басовский, В. А. Сушко*

Редакция литературы по энергетике, электронике, кибернетике и связи
Зав. редакцией *З. В. Божко*

© Издательство «Техніка», 1979

ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время в силовой преобразовательной технике широко используют мощные полупроводниковые приборы — тиристоры. При незначительных внутренних потерях они позволяют управлять большими мощностями. Это открывает широкие возможности для преобразования напряжения стандартной промышленной частоты в напряжение другой (чаще регулируемой) частоты. Применение частоты питания, отличной от промышленной, позволяет более эффективно использовать электроэнергию, обеспечить оптимальные режимы многих потребителей и интенсификацию технологических процессов.

Разработка и внедрение в промышленность тиристоров вызвали бурное развитие статических тиристорных преобразователей частоты (ПЧ). Это относится как к их схемам, так и методам их построения. В настоящее время развитие таких ПЧ идет как на основе уже известных схем, построенных ранее на ионных вентилях, так и по пути создания принципиально новых схем, разработка которых стала возможной благодаря применению тиристоров.

Работа тиристорных преобразователей основана на коммутации вентилей, суть которой заключается в переводе тока нагрузки с одной ветви на другую, с одного вентиля на другой. При естественной коммутации это осуществляется за счет естественного изменения фазных напряжений и токов в схеме. При искусственной коммутации (ИК) для такого перехода используются специально формируемые в схеме импульсы напряжения и тока. Искусственная коммутация применялась и раньше в схемах на ионных вентилях.

Однако ИК стала эффективной благодаря применению тиристоров, обладающих относительно малыми временами включения и выключения.

Широкое применение искусственной коммутации представляет качественный скачок в развитии ПЧ. Искусственную коммутацию с полным основанием считают новым направлением в преобразовательной технике. Вентильным преобразователям с естественной коммутацией свойствен существенный недостаток: их работа всегда связана с потреблением дополнительной реактивной мощности от сети переменного тока. Этот недостаток устраняется с помощью искусственной коммутации. С применением искусственной

коммутации открылись перспективы создания устройств, работа которых не только связана с дополнительным расходом реактивной энергии, но и дает возможность ее генерирования. В настоящее время ИК широко используется в различных тиристорных устройствах преобразовательной техники. Относительно новым, слабо освещенным в технической литературе, является применение ИК в преобразователях частоты с непосредственной связью.

Преобразователи частоты с непосредственной связью с ИК (НПЧ с ИК) представляют собой полностью управляемые ключевые преобразователи, отличающиеся наибольшими функциональными возможностями, высокими энергетическими показателями, непосредственной двусторонней связью питающей сети и нагрузки. Перечисленные достоинства и привлекают внимание к НПЧ с ИК, которые в целом сейчас представляют новое развивающееся направление в технике тиристорных ПЧ.

За последние годы по НПЧ с ИК накоплен теоретический материал, получены практические результаты в различных организациях нашей страны и за рубежом. Развитие НПЧ с ИК происходит по разным направлениям, разнообразны их схемы. Однако сведения о них разбросаны в отдельных статьях и докладах. Авторы попытались в какой-то мере восполнить указанный пробел, написав эту книгу. В книге используется единый подход с общих позиций ко всем НПЧ с ИК, позволивший их удобно классифицировать, выявить и указать их наиболее принципиальные различия и особенности.

Первая и вторая главы книги написаны Р. П. Карташовым и Э. М. Чехетом, третья — авторами совместно.

Авторы выражают свою признательность кандидатам техн. наук В. Ф. Басовскому и В. А. Сушко за ценные замечания, сделанные ими при рецензировании книги.

Отзывы и пожелания просим направлять по адресу: *252601, Киев, 1, ГСП, Крещатик, 5, издательство «Техніка».*

Глава I

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ В ТИРИСТОРНЫХ СХЕМАХ С ИСКУССТВЕННОЙ КОММУТАЦИЕЙ

1. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ СХЕМЫ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

В большинстве случаев ПЧ различают по схемным признакам, что ограничивает и затрудняет их сравнение, анализ и выбор более удобного типа для решения конкретной задачи, поэтому известная классификация ПЧ по схемным признакам дополняется классификацией по функциональным признакам [28], т. е. по заложенным в них алгоритмам работы.

В тиристорных преобразователях процесс преобразования частоты осуществляется за счет периодического воздействия на параметры напряжений и токов нагрузки, т. е. за счет их модуляции. Характер модуляции определяется по алгоритму работы преобразователя и описывается системой так называемых модуляционных или коммутационных функций.

По схемным признакам вентильные ПЧ представляют многополюсники, число внешних зажимов которых определяется соответственно числом фаз на первичной и вторичной сторонах. С помощью ключевых вентильных элементов (тиристоров) внутренней схемы многополюсников обеспечиваются взаимные соединения входных и выходных зажимов. Внутренняя схема может быть различной по сложности и конфигурации, что определяется произвольностью выбора числа ветвей и связей между ними. Последнее может быть сокращено приведением сложных схем к более простым, эквивалентным основным схемам.

Функциональные схемы вентильных ПЧ отражают связь между процессами, протекающими в отдельных узлах и элементах преобразователя, и определяют соотношения между различными величинами, характеризующими процесс модуляции, их число, порядок и кратность. С помощью таких схем можно рассмотреть лишь их наиболее характер-

ные признаки и представить процесс преобразования в общем виде.

В основу построения функциональных схем преобразователей положен метод сигнальных направленных графов. Такой граф представляет схему, состоящую из узлов, соединенных направленными ветвями — ребрами. Узлам графа

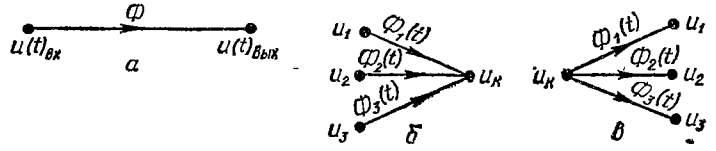


Рис. 1. Сигнальные графы с ветвями:
а — одиой; *б* — сходящимися; *в* — расходящимися

соответствуют переменные, т. е. токи и напряжения в исследуемых цепях, а ветвям — коэффициенты при этих переменных, т. е. величины, характеризующие соотношения между токами и напряжениями. Стрелки на ветвях графа указывают направление передачи сигнала. Каждая ветвь сигнального графа характеризуется значением передачи — отношением выходной величины к входной. Например,

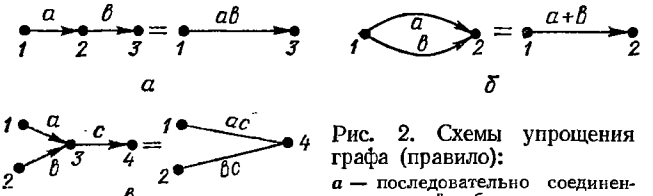


Рис. 2. Схемы упрощения графа (правило):
а — последовательно соединенных ветвей; *б* — параллельно одинаково соединеиных ветвей; *в* — устраиением простой узловой точки

в простейшем графе, содержащем одну ветвь с передачей Φ (рис. 1, *а*), выходная величина $u_{вых} = \Phi u_{вх}$, где $u_{вх}$ — входная величина.

Если передаче такого графа привести в соответствие модуляционную функцию $\Phi(t)$, то графическое изображение (рис. 1, *а*) будет обозначать процесс модуляции входного напряжения $u_{вх}$ по закону, описываемому функцией $\Phi(t)$, что эквивалентно произведению $u_{вх}(t)\ \Phi(t)$. Такой граф соответствует простейшему преобразователю, в котором производится модуляция напряжения $u(t)$ функцией $\Phi(t)$.

Если в k-м узле сигнального графа сходится несколько ветвей, то сигнал k-го узла равен сумме сигналов, приходящих к нему (рис. 1, *б*). Если же из этого узла исходит несколько ветвей, то узловой сигнал передается по каждой из этих ветвей (рис. 1, *в*). С помощью правил граф может быть упрощен (рис. 2). Сигнальный направленный граф несет ту же информацию, что и система уравнений, описывающая исследуемый объект. Он является удобной и наглядной формой представления информации. Существует три типа узлов: 1) истоки — узлы с выходящими ветвями; 2) простые каскадные — узлы с выходящими и входящими ветвями; 3) стоки — узлы с входящими ветвями. Истоки соответствуют независимым переменным (в нашем случае — напряжениям или токам питания), а стоки — зависимым (выходным величинам).

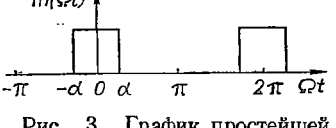


Рис. 3. График простейшей коммутационной функции

Для ключевых элементов в процессе работы характерны два установившихся периодически изменяющихся состояния: включено и выключено. При этом происходят коммутации в схеме, а модуляционные функции представляют собой скачкообразно и ступенчато изменяющиеся функции времени, называемые поэтому коммутационными функциями (КФ). Каждому скачку такой функции соответствует коммутация в одной из ветвей преобразователя.

Алгоритм работы преобразователя может быть описан не только системой, состоящей из нескольких КФ, но и одной, но уже более сложной коммутационной функцией. Функция, описывающая алгоритм работы преобразователя как многополюсника, обеспечивающего взаимные соединения зажимов на его первичной и вторичной сторонах, называется коммутационной функцией преобразователя.

Сложную КФ преобразователя можно представить как совокупность простейших функций, описывающих работу его отдельных составных частей. Простейшей функцией $П1\,(t)$ такого рода является последовательность однополярных прямоугольных импульсов (рис. 3), соответствующая периодически чередующимся замыканиям и размыканиям ключа. Нулевое значение функции соответствует разомкнутому состоянию ключа, а значение, равное 1,— его замкну-

тому состоянию. Тогда

$$\text{П1}(\Omega t) = \begin{cases} 1 & \text{при } -\alpha < \Omega t < \alpha \\ 0 & \text{при } \alpha < \Omega t < (2\pi - \alpha). \end{cases} \quad (1)$$

Параметры коммутационных функций определяются алгоритмом работы преобразователя и могут: 1) зависеть от принципа его работы и параметров нагрузки; 2) не зависеть от них. В первом случае они называются неавтономными, или зависимыми, во втором — автономными, или независимыми.

Каналами, через которые в процессе модуляции осуществляются нужные воздействия на параметры электроэнергии в преобразователе, служат изменения параметров КФ (длительность, частота и порядок следования прямоугольных импульсов).

Вентильные преобразователи частоты в общем случае представляют систему с многофазной модуляцией. Напряжения нужной частоты выделяются в них фазокомпенсационным способом — за счет суммирования нескольких модулированных с соответствующими фазовыми сдвигами напряжений или токов.

Модуляция является первым и основным этапом преобразования частоты. В процессе модуляции появляются новые частоты, значения которых определяются частотой питания ω, частотой коммутационных функций Ω и их сложностью или гармоническим составом. Выделение в нагрузке из всей совокупности получаемых частот требуемой частоты является вторым этапом процесса.

Таким образом, напряжение на выходе любого вентильного преобразователя частоты

$$u_{\text{вых}}(t) = \sum_{k=1}^{n} \Phi_k(t)\, u_{\text{вх}k}(t), \quad (2)$$

где $\Phi_1(t)$, $\Phi_2(t)$, ..., $\Phi_n(t)$ — система КФ, описывающая процессы коммутации в каждой из n фаз преобразователя; $u_{\text{вх}1}(t)$, $u_{\text{вх}2}(t)$, ..., $u_{\text{вх}n}(t)$ — n-фазная система напряжений питания, действующих на его первичной стороне.

Если преобразователь имеет m выходных фаз, то

$$u_{\text{вых}q}(t) = \sum_{k=1}^{n} \Phi_{kq}(t)\, u_{\text{вх}k}(t), \qquad q = 1, 2, \ldots, m. \quad (3)$$

Модуляция может быть: 1) однократной; 2) многократной. В первом случае модуляционная функция не является про-

изведением нескольких функций, каждая из которых в отдельности может быть реализована в схеме; параметры модуляционной функции не изменяются периодически во времени. Во втором случае производится ряд дополнительных преобразований, одним из которых является, например, выпрямление. Дополнительные преобразования определяются сомножителями модуляционной функции. Они могут осуществляться либо одновременно в одной схеме и не

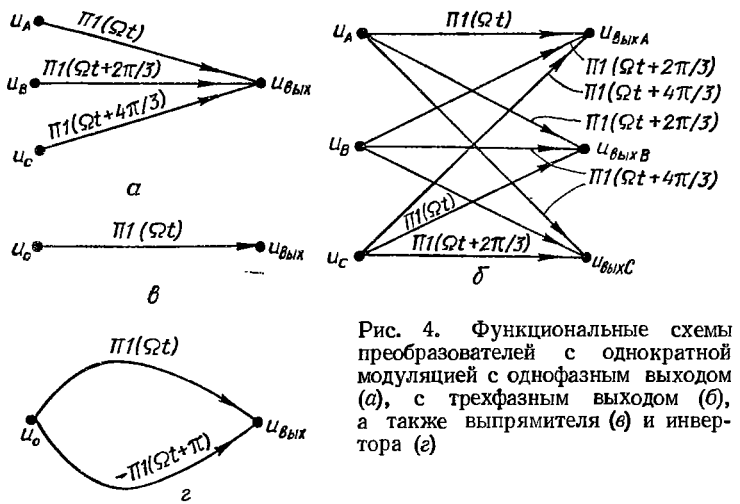


Рис. 4. Функциональные схемы преобразователей с однократной модуляцией с однофазным выходом (*а*), с трехфазным выходом (*б*), а также выпрямителя (*в*) и инвертора (*г*)

представлять явно выраженных ступеней модуляции, либо каскадно в отдельных звеньях схемы.

В устройствах с непосредственным преобразованием частоты модулируются переменные напряжения с их дальнейшим суммированием в нагрузке. При модуляции напряжений u_A, u_B, u_C трехфазной системой единичных прерывистых функций $\Pi1\,(t)_A$, $\Pi1\,(t)_B$, $\Pi1\,(t)_C$ на выходе преобразователя формируется напряжение, частота основной гармоники которого в зависимости от порядка чередования фаз равна сумме или разности частоты питания и модуляции: $\omega \pm \Omega$. Функциональная схема такого устройства с однофазным выходом представлена графом рис. 4, *а*, а с трехфазным — графом рис. 4, *б*. Простейшим примером указанного преобразователя является трехфазный выпрямитель, в котором частота модуляции равна частоте питания, а порядок чередования фаз прямой. При прямом порядке чередование

фаз коммутационных функций совпадает с чередованием фаз напряжений источника, а при обратном — не совпадает.

Преобразование постоянного напряжения в переменное (инвертирование) соответствует умножению постоянного или выпрямленного напряжения на какую-либо модуляционную функцию, в простейшем случае — на единичную прерывистую (рис. 4, *в*, *г*). Приведенные графы имеют лишь

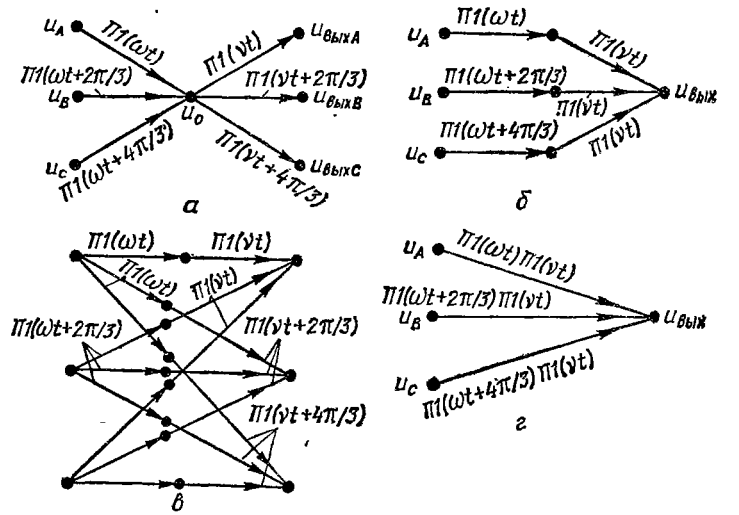


Рис. 5. Функциональная схема преобразователя частоты с явно выраженным звеном постоянного тока (*а*), с неявно выраженным звеном постоянного тока с однофазным выходом (*б*), с трехфазным выходом (*в*), после упрощения (*г*)

истоки и стоки, соединенные ветвями. В соответствующих им преобразователях трансформация частоты происходит за счет однократной модуляции входных напряжений. Процессы, соответствующие таким графам, называются непосредственными с однократным или прямым преобразованием частоты, а сами преобразователи — преобразователями с однократной модуляцией.

Каскадное соединение двух преобразователей — выпрямителя и инвертора — называют преобразователем частоты с явно выраженным звеном постоянного тока. Функциональная схема такого устройства представляет граф с промежуточным каскадным узлом, в котором сходятся все ветви, исходящие от источников, и расходятся все ветви, иду-

щие к стокам (рис. 5, *а*). Наличие в графе общего каскадного узла указывает на функциональное разделение обоих процессов в преобразователе.

Если функции выпрямления и инвертирования совмещены в одном блоке или элементе устройства, говорят о преобразователе с неявно выраженным звеном постоянного тока. Его функциональной схеме в зависимости от числа выходных фаз соответствуют графы рис. 5, *б*, *в*. Такой граф не содержит каскадного узла; каскадные узлы распределены на каждом из путей от источников к стокам. Передача воздействий от источников к стокам осуществляется в нем

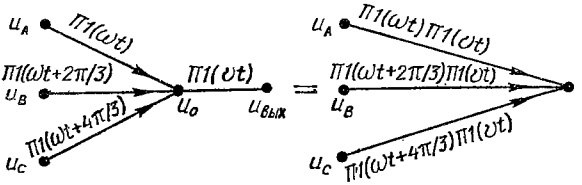


Рис. 6. Схема перехода от одной функциональной схемы к другой с помощью правила устранения узловой точки

по путям, состоящим из двух последовательно соединенных ветвей. Использовав правило упрощения, преобразуем граф (рис. 5, *г*). При этом передача эквивалентной ветви равна произведению двух коммутационных функций. В схемах рис. 5 производится двукратная модуляция, а следовательно, и двукратное преобразование частоты. Выходное напряжение представляет результат инвертирования выпрямленного напряжения.

Функциональные схемы преобразователей частоты со звеном постоянного тока и с неявно выраженным звеном постоянного тока эквивалентны. Это легко подтверждается, например, переходом от одной функциональной схемы к другой с помощью правила устранения узловой точки (рис. 2 и 6), принятого в теории графов.

Таким образом, вентильные ПЧ по кратности модуляции могут быть с однократной (ОМ) и многократной (ММ) модуляцией. Этому соответствуют преобразователи с прямым и непрямым преобразованием частоты. Преобразователи частоты со звеном постоянного тока и с неявно выраженным звеном постоянного тока рассматриваются как устройства с двукратной модуляцией или двукратным, непрямым

преобразованием частоты. Это используется при построении новых НПЧ формальным переводом известных схем ПЧ со звеном постоянного тока.

Преобразователи частоты различают по кратности фазовой компенсации при выделении на выходе устройства на-

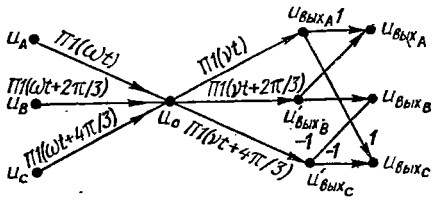
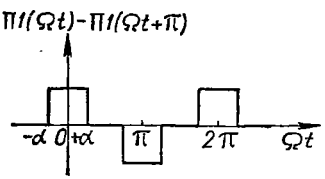


Рис. 7. Функциональная схема преобразователя с двойной фазовой компенсацией

пряжения нужной частоты. Кратность фазовой компенсации определяется количеством операций алгебраического суммирования модулированных напряжений и выходных напряжений разных фаз, которые осуществляются в схеме преобразователя.



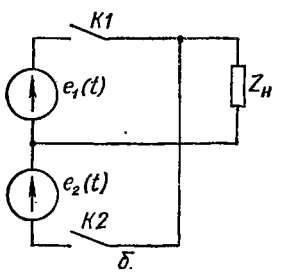


Рис. 8. Балансная модуляция:
а — коммутационная функция; *б* — двухтактная схема с балансной модуляцией

Графы рис. 5 являются функциональными схемами ПЧ с однократной фазовой компенсацией. При явно выраженном промежуточном звене в схеме рис. 5, *а* процесс суммирования однократный и осуществляется в промежуточном каскадном узле. В схемах рис. 5, *б*, *в*, *г* фазовая компенсация осуществляется за счет однократного суммирования модулированных напряжений в стоках графа. Упомянутые схемы содержат на пути от каждого истока к любому стоку один каскадный узел или сток, в котором сходится более чем одна ветвь.

Процессы с двойной фазовой компенсацией отражает, например, функциональная схема рис. 7. В ней на пути

от истока к стоку содержатся два узла: сток и каскадный узел, в которых сходятся несколько ветвей. Каждому из них соответствует суммирование нескольких напряжений.

Модуляция с помощью периодических прерывистых функций $\Pi 1\ (t)$ (рис. 3) является небалансной модуляцией; она осуществляется в однотактных схемах. Балансной модуляции соответствует умножение напряжений на функции вида $\Pi 1\ (\Omega t) - \Pi 1\ (\Omega t + \Pi)$ (рис. 8, *а*). Эта модуляция осуществляется в двухтактных схемах (рис. 8, *б*).

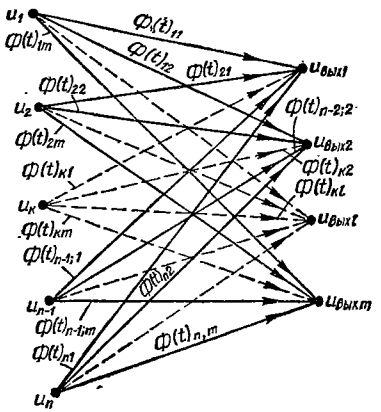


Рис. 9. Обобщенная функциональная схема преобразователя

С помощью правил преобразования сигнального графа любую из рассмотренных функциональных схем можно привести к схеме общего вида (рис. 9), которой соответствует формула (3).

2. СПОСОБЫ ФОРМИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Преобразователи частоты с естественной коммутацией и непосредственной связью имеют звено постоянного тока и являются преобразователями с двукратным непрямым преобразованием частоты. По принципу работы они представляют реверсивный выпрямитель, вентильные группы которого работают периодически не только в выпрямительном, но и в инверторном режиме. Такие преобразователи лежат в основе большинства НПЧ с ИК. Они отличаются схемами устройств искусственной коммутации и способами формирования выходного напряжения.

В НПЧ с ИК, содержащих звено выпрямления в неявном виде, можно применять практически все способы формирования выходного напряжения, используемые в инверторах: широтно-импульсного регулирования (ШИР); широтно-импульсной модуляции (ШИМ); сочетания ШИР

и ШИМ; слежения за эталонным синусоидальным напряжением.

Важными критериями выявления преимущества каждого способа формирования выходного напряжения являются возможность регулирования частоты и напряжения на выходе преобразователя при хорошем качестве энергии и простота осуществления искусственной коммутации тиристоров.

Способ широтно-импульсного регулирования до недавнего времени сравнительно мало применялся в автономных инверторах. Бóльшее распространение получил способ ШИМ, так как он обеспечивает хорошую форму выходного тока при плавной регулировке частоты и напряжения в широких пределах. Однако при этом способе производится большое число переключений, что приводит к дополнительным потерям в силовой схеме. При способе ШИР число переключений можно существенно снизить, а эффективность его применения, например, для регулирования частоты вращения двигателя можно сделать достаточно высокой, несмотря на некоторое ухудшение формы выходного тока преобразователей [8, 18, 30, 39].

Кроме того, для реализации способа ШИР не требуется наличие в каждой фазе ПЧ отдельного узла коммутации. Для этого вполне достаточно иметь общий для всех фаз узел коммутации, что упрощает его схему.

При использовании ШИР на выходе ПЧ в простейшем случае формируются напряжения ступенчатой формы (рис. 10, *а*). Здесь и ниже эпюры напряжений для простоты показаны без учета пульсаций выпрямленного напряжения. В процессе регулирования ширина ступенек уменьшается и между ними появляются паузы (рис. 10, *б*), что и приводит к изменению величины напряжения. Такой способ называется однополярным ШИР. Во время пауз при однополярном ШИР напряжение отсутствует, а нагрузка замкнута накоротко. При двухполярном способе ШИР во время паузы напряжение изменяет полярность, оставаясь неизменным по величине (рис. 11).

Ширина пауз зависит от глубины регулирования и определяется углом регулирования α, а их число за период $T_н = 1/f_н$ выходного напряжения — кратностью частоты модуляции, т. е. отношением $k = T_н/T_м = f_м/f_н$, где $T_м = 1/f_м$ — период модуляции. Приведенной на рис. 10, *б* кривой соответствует значение $k = 6$. Общепринятый способ формирования выходного напряжения с $k=2m$, где m —

число фаз на выходе ПЧ. При этом в спектре отсутствуют гармоники, кратные 3; спектр содержит гармоники с частотами $(6s \pm 1)f_н$, где $s = 1, 2, 3, \ldots$; амплитуды гармоник зависят от угла регулирования. При изменении угла регулирования частотный спектр остается неизменным; изменяются лишь амплитуды гармонических составляющих.

Регулируемое напряжение представляет последовательность импульсов, чередующихся с паузами (рис. 10, *б*—*г*).

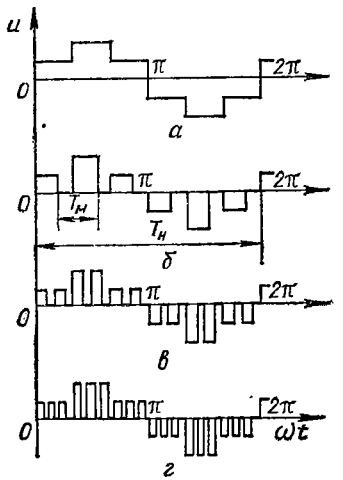
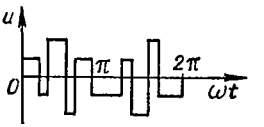


Рис. 10. Форма кривой выходного напряжения НПЧ при однополярном способе ШИР без регулирования выходного напряжения (*а*) и с регулированием выходного напряжения при кратности модуляции $k = 6$ (*б*), $k = 12$ (*в*) и $k = 18$ (*г*)

Рис. 11. Форма кривой выходного напряжения НПЧ при двухполярном способе ШИР



С изменением частоты выходного напряжения $f_н$ при постоянстве длительности этих импульсов выполняется соотношение $U_н/f_н = \text{const}$, что бывает необходимо в частотно-регулируемом электроприводе переменного тока. Кривая выходного напряжения с $k = 6$ соответствует режиму питания электродвигателя переменного тока при номинальной частоте. Однако со снижением частоты пропорциональное увеличение пауз приводит к столь значительным искажениям напряжения, что нормальная работа двигателя становится невозможной. Для устранения этого недостататка с целью улучшения формы тока в двигателе на низких частотах увеличивают кратность частоты модуляции k в целое число раз μ, доводя ее до значений $k = 12$ (рис. 10, *в*), $k = 18$ (рис. 10, *г*), $k = 24$ и т. д. Требуемая кратность тем больше, чем глубже обеспечиваемый при ШИР диапазон регулирования скорости двигателя. При изменении кратности частоты модуляции частотный спектр остается также постоянным.

Однако с увеличением k растет порядок гармоник с наибольшими амплитудами. Максимальными амплитудами характеризуются гармоники с частотами $(6\mu \pm 1) f_н$ при однополярном и $(6 \cdot 2\mu + 1) f_н$ при двухполярном ШИР. Графики зависимости амплитуд гармоник напряжения от угла регулирования при $\mu = 1$ и $\mu = 2$ при однополярном способе ШИР показаны на рис. 12, *а*, *б* и при двухполярном способе ШИР — на рис. 12, *в*, *г* [40].

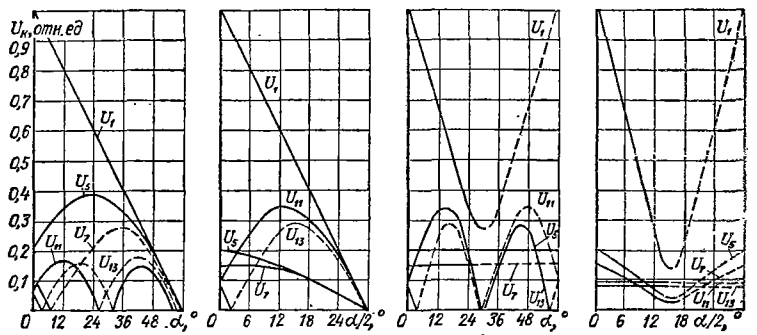


Рис. 12. Кривые зависимости амплитуд гармонических составляющих выходного напряжения от угла регулирования α при однополярном способе ШИР для $\mu = 1$ (*а*), $\mu = 2$ (*б*) и двухполярном способе ШИР для $\mu = 1$ (*в*) и $\mu = 2$ (*г*)

Таким образом, за счет увеличения кратности частоты модуляции, т. е. изменения структуры кривой напряжения, при регулировании удается снизить амплитуды 5, 7, 11, 13-й и других гармоник до приемлемых величин и обеспечить этим требуемое качество энергии на выходе ПЧ. Однако при таких изменениях усложняется система управления ПЧ, при этом предъявляются дополнительные требования к его узлу коммутации, связанные с увеличением частоты коммутации.

Одним из основных узлов системы управления НПЧ такого типа является генератор управления (ГУ), пример структурной схемы которого показан на рис. 13 [8]. Генератор управления предназначен для формирования последовательностей импульсов, необходимых для запуска СУ преобразователя, определения моментов изменения их структуры и выдачи необходимых команд. Он состоит из формирователя переключения структур *ФПС*: формирова-

теля несущих сигналов *ФНС* с количеством каналов по числу вводимых структур выходного напряжения; логической схемы переключения несущих сигналов *ПНС*. Входной сигнал на регулирование частоты f поступает на задатчик частоты *ЗЧ* и *ФПС*. Сигнал с выхода *ЗЧ* поступает на делитель частоты *ДЧ* и формирователь импульсов пересчета *ФИП*. Делитель частоты служит для синхронизации запуска всех каналов *ФНС*, а *ФИП* — для включения элементов кольцевой пересчетной схемы *КПС*. Входной сигнал на регулирование напряжения U преобразователя поступает на *ФНС*. Сигналы с выходов формирователей переключения структур

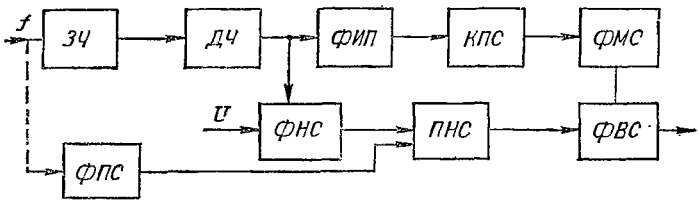


Рис. 13. Структурная схема генератора управления для систем с ШИР

и несущих сигналов поступают на входы логической схемы пропуска несущего сигнала. На выходе этой схемы появляется несущий сигнал, соответствующий заданной с помощью *ФПС* структуре выходного напряжения. Сигналы от формирователя модулирующих сигналов *ФМС* и логической схемы *ПНС* поступают на вход шестиканального формирователя выходных сигналов *ФВС* генератора управления.

Способ широтно-импульсной модуляции распространен в автономных инверторах напряжения (АИН) и используется в НПЧ с ИК [12—16].

Эпюры, поясняющие принцип однополярной и двухполярной ШИМ, реализуемые в НПЧ с ИК, изображены на рис. 14. Они соответствуют кратности несущей частоты $k=f_н/f_м=8$, где $f_н$—несущая частота. При ШИМ выпрямленное напряжение периодически с частотой $f_н = 1/T_н$ коммутируется. В зависимости от вида ШИМ (однополярная или двухполярная) нагрузка ПЧ периодически отключается и замыкается накоротко (рис. 14, *а*) или включается с обратной полярностью (рис. 14, *б*). Если эти состояния, периодически чередуясь, остаются одинаковыми по длительности, то ШИМ фактически отсутствует. При этом в случае одно-

полярной ШИМ значение составляющей основной частоты, равной частоте модуляции $f_м$, остается неизменной, а при двухполярной ШИМ равно 0. Если же менять, например, по синусоидальному закону, соотношение между длительностями указанных состояний (рис. 14, *б*): $(\Delta t_1 - \Delta t_2)/T_н = m \sin 2\pi f_м t$, где m — коэффициент глубины модуляции, определяющий пределы изменения длительности интервалов Δt_1 и Δt_2, то на выходе ПЧ появляется составляющая основной частоты. Амплитуда и частота этой составляющей определяется глубиной и частотой модуляции соответствен-

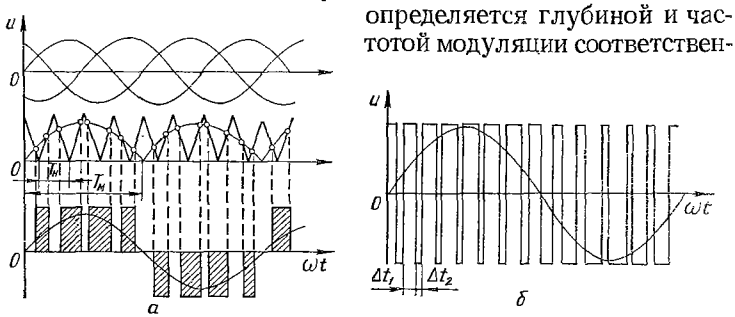


Рис. 14. Эпюры, поясняющие принцип однополярной (*а*) и двухполярной (*б*) ШИМ

но. При однополярной ШИМ диапазон регулирования ограничен вследствие конечной длительности коммутационных интервалов. Например, при несущей частоте 500 Гц диапазон регулирования выходного напряжения не превышает 1 : 5 (для частотного регулирования асинхронного двигателя этот диапазон обычно составляет около 1 : 15). При двухполярной ШИМ нет ограничений для пределов регулирования выходного напряжения (практически это зависит от неидеальности модуляторов в СУ), хотя его гармонический состав в этом случае несколько хуже. Однако при кратности несущей частоты $k \geqslant 10$ ухудшение гармонического состава при двухполярной ШИМ незначительно. При увеличении кратности несущей частоты различия в спектрах выходных напряжений для разных видов ШИМ (модуляции I и II рода, переднего и заднего фронтов) делаются незначительными и практически исчезают. Графики зависимости амплитуд гармоник выходного напряжения, сформированного при однополярной и двухполярной ШИМ с разными k, от глубины модуляции m показаны на рис. 15. С увеличением кратности несущей частоты при ШИМ также растет

порядок ν гармоник с наибольшими амплитудами, причем максимальными амплитудами характеризуются гармоники с частотами $(k \pm 1) f_м$. Рост амплитуды высокочастотных составляющих происходит за счет снижения амплитуд гармоник более низкого порядка. Это обеспечивает требуемое качество энергии на выходе ПЧ в диапазоне низких частот или при увеличении кратности несущей частоты.

При ШИМ в НПЧ с ИК также усложняется его система управления, которая должна обеспечить модуляцию вре-

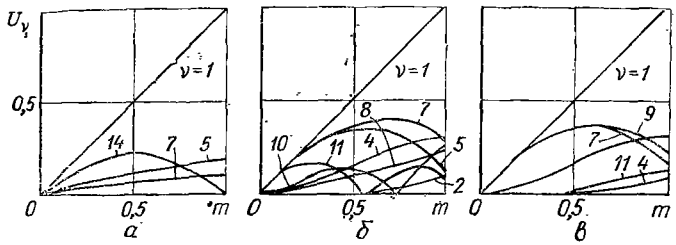


Рис. 15. Кривые зависимости амплитуд гармонических составляющих выходного напряжения от глубины модуляции m при однополярной ШИМ при $k = 12$ (*а*), при двухполярной ШИМ при $k = 6$ (*б*) и $k = 8$ (*в*)

менного положения импульсов управления по заданному (синусоидальному) закону. Генератор управления в такой системе можно разбить на два основных блока: задающий генератор (ЗГ) и модулятор (М). Основной задачей ЗГ является формирование трехфазной системы синусоидальных колебаний с плавно регулируемыми амплитудой и частотой. С помощью модулятора обеспечиваются изменения временного положения управляющих импульсных сигналов в соответствии с модулирующими напряжениями, поступающими с выходов ЗГ.

Задающий генератор в основном определяет стабильность параметров напряжений на выходе НПЧ, а также динамические свойства преобразователя. Он должен обеспечить безынерционное и независимое друг от друга регулирование частоты и напряжения в широких пределах. Эти требования усложняют схему ЗГ, затрудняют выбор принципа его построения. Примером подобного ЗГ является устройство, в котором используется дискретный метод формирования напряжений [15]. Принцип работы такого ЗГ (рис. 16) заключается в слудующем. Источник постоянного напряже-

ния U, значение которого может регулироваться, через кольцевой коммутатор *КК* поочередно на равные отрезки времени подключается на входы блока делителей напряжения *БДН*. Этот блок состоит из трех групп делителей. Сигналы, снимаемые с выходов делителей в каждой группе, суммируются и поступают на входы формирователей синусоидальных напряжений *ФСН*1—*ФСН*3. Переключения в *КК* происходят с высокой частотой f. При этом на каждом из трех выходов *БДН* выделяется напряжение, представляющее сумму прямоугольных импульсов равной длительности, следующих друг за другом (рис. 17, *а*). Амплитуды импульсов определяются значениями коэффициентов деления делителей напряжения. Для получения синусоидальной огибающей амплитуд этих импульсов коэффициенты деления делителей подбираются соответственно. Из полученных напряжений на выходах *ФСН*1 — *ФСН*3 формируются положительная и отрицательная полуволны гармонических напряжений частоты $f_м$ (рис. 17, *б*). Для более неискаженного воспроизведения полуволн напряжений необходимо, чтобы частота f управления кольцевым коммутатором была на порядок — два больше частоты выходного напряжения $f_м$. Амплитуда и частота напряжений, формируемых таким ЗГ, определяются значениями постоянного напряжения и частоты коммутации f.

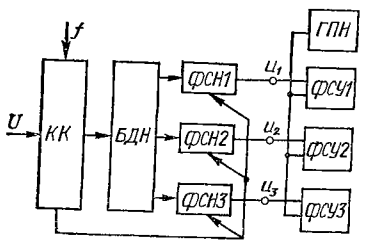


Рис. 16. Структурная схема задающего генератора в системе с ШИМ

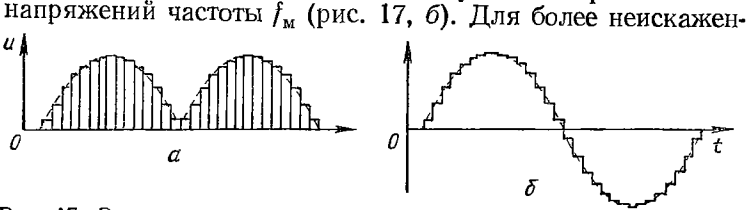


Рис. 17. Эпюры, поясняющие принцип работы задающего генератора для системы с ШИМ

Модулятор обычно состоит из генератора пилообразного напряжения *ГПН* (рис. 16), работающего с тактовой частотой синхронно с трехфазной питающей сетью или в автоколебательном режиме, и фазосдвигающих устройств *ФСУ*1—

ФСУ3. Фазосдвигающие устройства вырабатывают сигналы в моменты равенства пилообразного напряжения, поступающего на их входы из *ГПН*, и модулирующих синусоидальных напряжений, формируемых на выходе *ФСН1—ФСН3*. На выходе *ФСУ* образуются прямоугольные импульсы, имеющие частоту $f_н$ и промодулированные по длительности в соответствии с частотой модулирующих напряжений. С их помощью затем формируются импульсы, необходимые для управления силовым тиристорным преобразователем.

Способ сочетания ШИР и ШИМ при формировании выходных напряжений позволяет объединить достоинства

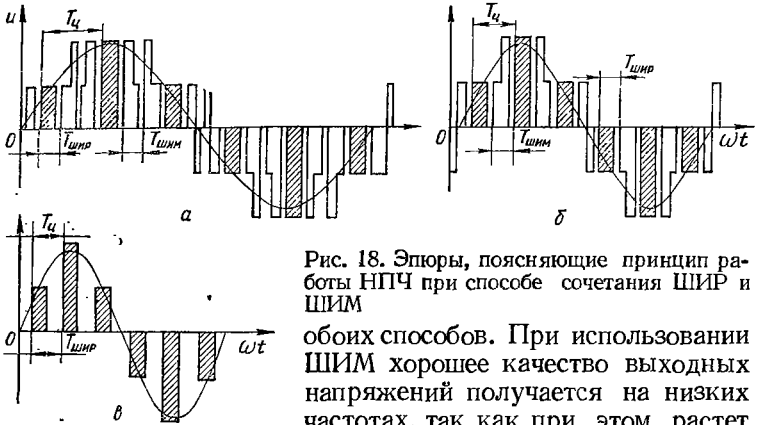


Рис. 18. Эпюры, поясняющие принцип работы НПЧ при способе сочетания ШИР и ШИМ

обоих способов. При использовании ШИМ хорошее качество выходных напряжений получается на низких частотах, так как при этом растет кратность несущей частоты. На высоких частотах сказывается некратность частот модуляции и коммутации. Это приводит к появлению в спектре выходных напряжений субгармоник и постоянной составляющей. Напротив, при способе ШИР хорошее качество напряжений достигается на высоких частотах, а на низких частотах, если не увеличить кратность частоты модуляции, оно оказывается неудовлетворительным. Недостатки, свойственные каждому из указанных способов, удается устранить при комбинированном методе управления, описанном в работе [16]. Эпюры, поясняющие его суть, показаны на рис. 18. Период выходного напряжения разбивается на шесть равных циклов с длительностью $T_ц$, в каждом из которых формируются импульсы напряжения. Способ их формирования различен. В начале каждого цикла на отрезке времени $T_{ШИР}$ формируется один импульс по закону прямоугольного широтно-

импульсного регулирования (на рис. 18 эти импульсы заштрихованы). На оставшейся части цикла импульсы формируются с периодом $T_{\text{ШИМ}}$ по закону синусоидальной широтно-импульсной модуляции. Время $T_{\text{ШИМ}}$ выбирается из условия заданных пульсаций тока на выходе и остается неизменным при изменении выходной частоты.

Перестройка выходной частоты осуществляется за счет изменения $T_{\text{ШИР}}$ и количества периодов $T_{\text{ШИМ}}$ в цикле. При этом выполняется условие, что каждый цикл периода выходного напряжения заполняется целым числом интервалов $T_{\text{ШИМ}}$, а оставшаяся часть цикла определяет длительность интервала $T_{\text{ШИР}}$. Если в кривой (рис. 18, *а*) каждый цикл состоит из одного такта $T_{\text{ШИР}}$ и двух тактов $T_{\text{ШИМ}}$, то с повышением частоты кривая (рис. 18, *б*) состоит уже из одного такта $T_{\text{ШИР}}$ и одного такта $T_{\text{ШИМ}}$. На рис. 18, *в* такты $T_{\text{ШИМ}}$ уже отсутствуют.

При комбинированном способе можно формировать выходное напряжение на низких и средних частотах методом ШИМ с целочисленной кратностью выходной и несущей частот, исключающей субгармонические колебания в спектре, а на высоких частотах (примерно с 33 Гц и более) — методом ШИР.

В системе управления НПЧ с комбинированным методом управления сочетаются особенности СУ НПЧ с ШИР при переменной кратности частоты модуляции и НПЧ с ШИМ.

Способ слежения за эталонным синусоидальным напряжением реализуется в НПЧ с ИК, построенных по принципу разомкнутых или замкнутых следящих систем. В таких преобразователях выбор нужных силовых тиристоров и моменты их включения определяются в результате сравнения по определенным критериям заданных эталонных напряжений с напряжениями, действующими в первом случае на входе, а во втором — на выходе НПЧ. Основной задачей, решаемой с помощью таких способов, является формирование на выходе ПЧ напряжений, близких по форме к синусоидальным.

Алгоритмы работы НПЧ с ИК, основанные на сравнении эталонных синусоидальных напряжений заданной частоты с напряжениями, действующими на его входе, наиболее полно исследованы в работе [43]. В зависимости от принятых критериев сравнения эти алгоритмы разбиты на группы, в основе которых лежат три способа: 1) потенциальных зон (рис. 19, *а*); 2) непосредственного приближения мгновенных

значений выходного напряжения к мгновенным значениям эталонных напряжений (рис. 19, *б*); 3) непосредственного приближения с ограниченным интегральным отклонением выходного напряжения от эталонного (рис. 19, *в*).

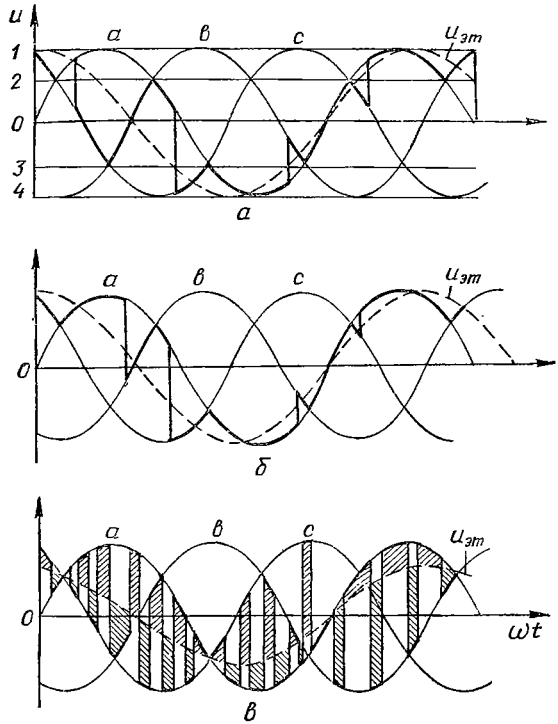


Рис. 19. Эпюры, поясняющие способы слежения за эталонным напряжением, применяемым в НПЧ с ИК

Сущность каждого из этих способов можно пояснить с помощью эпюр, показанных на рис. 19. При всех способах управления НПЧ строится таким образом, чтобы приблизить форму его выходного напряжения к эталонной синусоидальной кривой. Однако степень приближения в разных случаях иная. Частота на выходе НПЧ при этом всегда определяется частотой эталонной кривой.

При способе потенциальных зон эталонное напряжение $u_{эт}$ делится на несколько зон, например, зоны *1—2*, *2—3*, *3—4* (рис. 19, *а*). Алгоритм работы силовых тиристоров

строится таким образом, чтобы в каждый момент времени нагрузка НПЧ была подключена на ту фазу источника питания, напряжение которой по своему мгновенному значению лежит в пределах той зоны, в которой находится в данный момент значение эталонного напряжения. Число потенциальных зон, а также их ширина и взаимное расположение определяются из конкретных условий преобразования. Плавное регулирование выходной частоты осуществляется изменением частоты эталонного напряжения. Регулирование выходного напряжения может производиться за счет изменения соотношения между шириной зон.

При непосредственном приближении мгновенных значений выходного и эталонного напряжений включение силовых тиристоров НПЧ осуществляется в таком порядке, чтобы в каждый момент времени нагрузка НПЧ подключалась к той фазе источника, мгновенное значение напряжения которой наиболее близко к мгновенному значению эталонного напряжения задающего генератора (рис. 19, *б*). Регулирование частоты и напряжения на выходе НПЧ при таком алгоритме работы осуществляется за счет изменения частоты и амплитуды эталонного синусоидального напряжения.

При непосредственном приближении с ограниченным интегральным отклонением нагрузка НПЧ с помощью силовых тиристоров поочередно подключается к тем двум фазам источника $u(t)$, мгновенные значения напряжений которых наиболее близки к мгновенному значению эталонного напряжения $u_{эт}(t)$ (рис. 19, *в*), причем напряжение одной из этих фаз выше, а другой — ниже эталонного. Продолжительность подключенного состояния каждой из этих фаз определяется заданным интегральным отклонением выходного напряжения от задающего эталонного:

$$\Delta = \int_{t_k}^{t_{k+1}} [u(t) - u_{эт}(t)]\, dt.$$

Системы управления НПЧ с перечисленными алгоритмами являются разомкнутыми. В них осуществляется сравнение напряжений источника, действующих на входе НПЧ, с эталонными напряжениями задающего генератора. К числу основных блоков генератора управления такой системы (рис. 20) относится генератор эталонных напряжений *ГЭН*, блок сравнения напряжений и формирования сигналов управления на основе заложенного критерия сравнения

БСФ. На входы *БСФ* поступают сигналы с выхода преобразователя входных напряжений *ПВН* и от *ГЭН*. Блок сравнения содержит нуль-органы и логические элементы, позволяющие осуществить требуемые логические преобразования.

Системы управления НПЧ со слежением за эталонным сигналом достаточно сложны, так как, кроме элементов, входящих в состав рассмотренных выше схем, они содержат специальные логические схемы, необходимые для реализации различных способов слежения.

Алгоритм работы НПЧ с ИК, построенных по принципу замкнутых следящих систем, несколько проще [14].

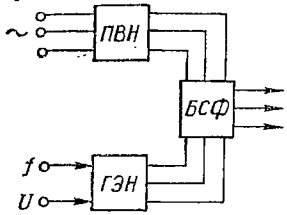


Рис. 20. Упрощенная структурная схема системы управления НПЧ при реализации способов слежения за эталонным напряжением

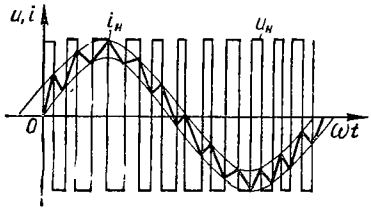


Рис. 21. Эпюра, поясняющая принцип формирования кривой выходных напряжения и тока при замкнутой системе слежеиия

В простейшем случае такие ПЧ содержат промежуточное звено постоянного тока. Выпрямленное напряжение в них, как и в системах с ШИМ, периодически коммутируется. Однако, в отличие от НПЧ с ШИМ (рис. 14), соотношение между длительностью двух возможных состояний (зависящих от вида ШИМ) изменяется в зависимости от разности между эталонным напряжением и напряжением, пропорциональным току нагрузки (рис. 21). Это позволяет обеспечить слежение за текущим значением выходного тока. В системах замкнутого типа частота коммутации (несущая частота) зависит от характера нагрузки. По сравнению с ШИМ с заданной несущей частотой это позволяет, в частности, уменьшить коммутационные потери.

Замкнутые системы управления НПЧ с ИК, построенных по указанному принципу, аналогичны системам управления, используемым в НПЧ с ШИМ, и отличаются от них в основном лишь входными цепями. Для получения сигнала, пропорционального току нагрузки, преобразователь

должен содержать датчик этого тока (ДТ). Сигнал с выхода ДТ поступает на один из входов схемы сравнения, на другой вход которой подается эталонное напряжение от задающего генератора. Схема сравнения выделяет напряжение, пропорциональное отклонению текущего значения тока нагрузки от заданного эталонного. Из этого напряжения с помощью пороговых устройств формируется последовательность импульсов управления, которая и определяет

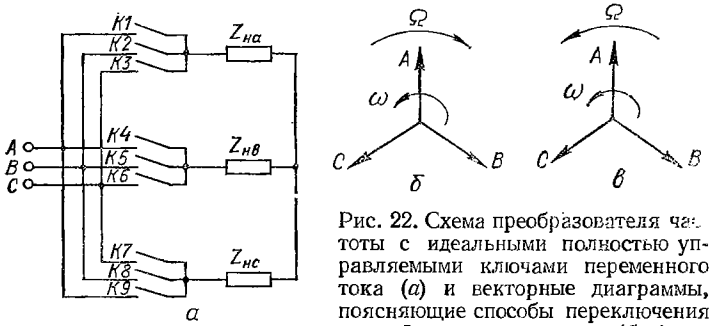


Рис. 22. Схема преобразователя частоты с идеальными полностью управляемыми ключами переменного тока (*а*) и векторные диаграммы, поясняющие способы переключения ключей переменного тока (*б*, *в*)

частоту коммутации тиристорных ключей и длительность их нахождения в том или ином состоянии.

Прямое преобразование частоты осуществляется в НПЧ с ОМ, при построении которых используется способ формирования выходного напряжения, основанный в простейшем случае на циклическом подключении нагрузки поочередно к каждой из фаз источника. Аналогом ПЧ такого типа является электромашинный коллекторный преобразователь частоты, у которого частота на выходе пропорциональна разности или сумме скоростей вращения поля и ротора (или щеток). В вентильных НПЧ с ОМ роль коллектора выполняет вентильный комплект преобразователя, а эффект вращения ротора (или щеток) создается системой управления, обеспечивающей переключение силовых вентилей в нужной последовательности. Схема преобразователя частоты с идеальными полностью управляемыми ключами переменного тока показана на рис. 22, *а*. С помощью этих ключей нагрузка подключается к разным фазам источника на равные отрезки времени в последовательности, совпадающей с прямым *A*, *B*, *C*, *A*, *B*, ... (рис. 22, *б*) или обратным порядком чередования фаз *A*, *C*, *B*, *A*, *C*, ... (рис. 22, *в*). Если частота источника ω, а частота циклов переключения

Ω, то частота на выходе НПЧ с ОМ в зависимости от порядка чередования фаз составляет разность $(\omega - \Omega)$ или сумму $(\omega + \Omega)$. Таким образом, кривая напряжения на выходе НПЧ с ОМ формируется из отрезков синусоидальных кривых напряжений каждой из фаз источника (рис. 23). Дополнительные частоты, появляющиеся в спектре выходного напряжения, в общем случае не кратны основной частоте и являются комбинационными: $\omega \mp q\Omega$, где q — целые числа, определяющие порядок этих частот. В спектре такого напряжения отсутствуют частоты с порядком, кратным числу фаз источника. Удельное число отрезков или изломов в кривой выходного напряжения зависит от частоты переключения и меняется с изменением выходной частоты. Это приводит к изменению структуры кривой и изменению порядка дополнительных частот. Так, при снижении выходной частоты число изломов за период растет и повышается порядок дополнительных частот. При этом легко получают практически синусоидальный ток в нагрузке на низких и инфранизких частотах. Изменение структуры кривой напряжения в процессе регулирования частоты при равных интервалах между коммутациями — характерная особенность способа формирования напряжений, используемого в НПЧ с ОМ.

Такие НПЧ называют также [34, 36, 49, 50] ПЧ с циклическим переключением входных фаз, фазовый демодулятор, преобразователь-модулятор, ПЧ фазоразностного типа, силовой тактовый преобразователь (Netztaktumrichter), силовой преобразователь с амплитудной модуляцией (Amplitude-modulated power converter). Приведенные термины неполностью отражают принципы преобразователей рассматриваемого типа. Действительно, циклический закон управления или переключения вентильных ключей характерен для любого ПЧ. Циклом или периодом переключения или коммутации вентилей в преобразователе называют продолжительность обхода всех его вентилей, т. е. после обхода всех N вентилей снова начинает работать 1-й вентиль и т. д. Цикличность в законе управления необходима для осуществления самого процесса преобразования частоты. Переключение вентилей по определенному циклу лежит в основе работы ПЧ. Однако порядок и интервалы переключения вентилей за время одного цикла работы уже зависит от типа преобразователя. Фазоразностный, или фазокомпенсационный, способ используется при формировании выходных

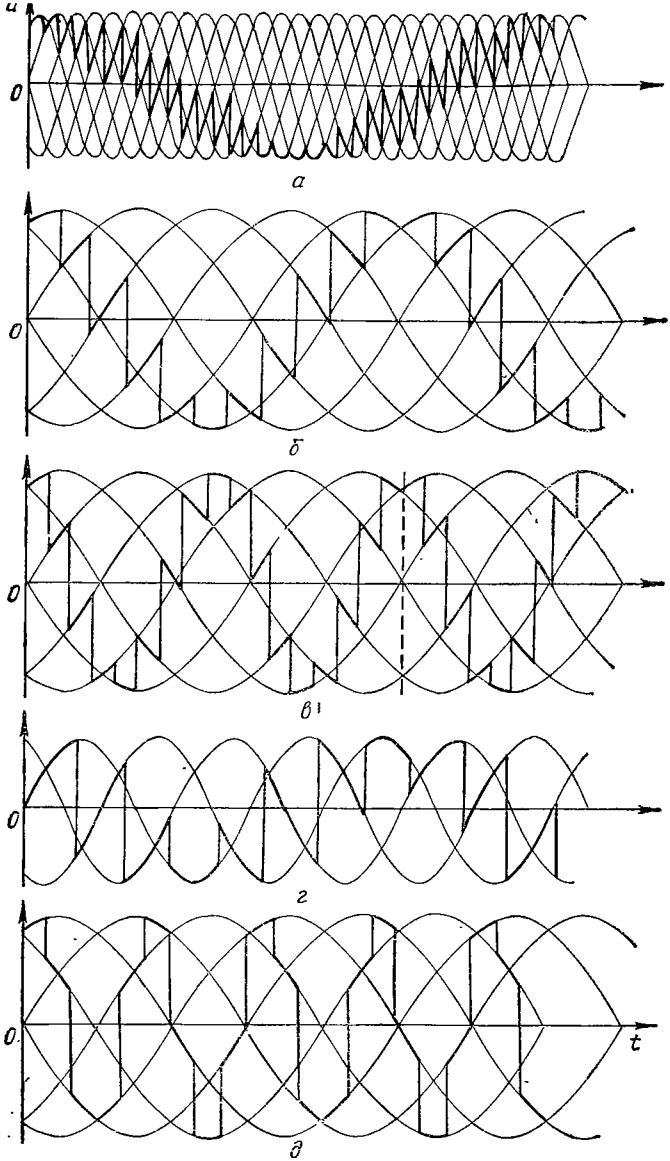


Рис. 23. Кривые выходного напряжения НПЧ с ОМ при частоте сети 50 Гц и разных выходных частотах:

а — 10 Гц; *б* — 50 Гц; *в* — 120 Гц (схема двухтактная, порядок чередования фаз прямой); *г* — 25 Гц (схема однотактная, порядок чередования фаз прямой); *д* — 200 Гц (схема двухтактная, порядок чередования фаз обратный)

напряжений также в многофазных ПЧ различных типов как со звеном, так и без звена постоянного тока.

Система управления НПЧ с ОМ отличается простотой. По структуре она полностью аналогична СУ автономных инверторов, хотя отличается от нее в зависимости от применяемой схемы узла коммутации.

3. ИСКУССТВЕННАЯ КОММУТАЦИЯ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ЧАСТОТЫ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ

Основной задачей, для решения которой используется в НПЧ узел коммутации (УК), является выключение проводящих силовых тиристоров в заданные моменты времени. Для этого к каждому из них с помощью этого узла на время выключения прикладывается обратное напряжение. Узел коммутации включается периодически в моменты времени, определенные алгоритмом работы преобразователя. Процесс коммутации обычно значительно короче межкоммутационного интервала. Весь цикл работы УК можно разбить на два этапа. На первом, рабочем, этапе формируется обратное напряжение; второй, вспомогательный, этап обеспечивает подготовку УК к новому включению.

К узлам коммутации предъявляются следующие основные требования: процесс коммутации не должен зависеть от параметров нагрузки преобразователя; длительность вспомогательного подготовительного этапа должна быть минимальной; излишки энергии в элементах УК, приводящие к перенапряжениям, не должны накапливаться; схема и алгоритм работы должны быть по возможности простыми.

В основе наиболее типичных УК, предназначенных для работы в цепях как постоянного, так и переменного тока, лежит общий принцип — конденсаторная коммутация [10]. В них предварительно заряженный коммутирующий конденсатор $C_к$, являющийся реактивным накопителем энергии, подключается с нужной полярностью к выключаемому силовому тиристору. За время разряда конденсатора тиристор выключается. Обычно параметры цепи разряда или перезаряда коммутирующего конденсатора выбираются из условия обеспечения колебательного режима. Поэтому цепь коммутации содержит, кроме конденсатора $C_к$, также и коммутирующий дроссель $L_к$. В колебательном режиме в конце всего процесса коммутации легко обеспечивается выключе-

ние вспомогательных тиристоров, входящих в УК. Кроме того, в этом режиме относительно просто обеспечиваются требуемое время коммутации и форма импульсов обратного напряжения.

Известны и другие схемы искусственной коммутации тиристоров: транзисторная, с отдельным источником постоянного напряжения или генератором импульсов. Однако они не нашли практического применения.

Существует много разновидностей схем УК с использованием конденсаторов. По способу подключения обратного напряжения обычно различают УК с параллельной и после-

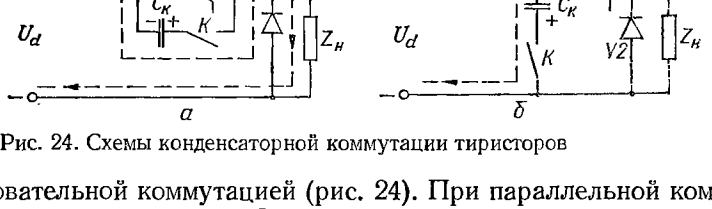


Рис. 24. Схемы конденсаторной коммутации тиристоров

довательной коммутацией (рис. 24). При параллельной коммутации конденсатор $C_к$ подключается параллельно выключаемому тиристору *V1* (рис. 24, *а*). В результате связь источника питания с нагрузкой на время коммутации осуществляется через коммутирующий конденсатор, через который и протекает ток нагрузки. Это определяет взаимосвязь между процессами коммутации и процессами в нагрузке и объясняет их взаимное влияние. На интервале коммутации на нагрузке действует сумма напряжения питания и напряжения на коммутирующем конденсаторе. Длительность этого интервала зависит от тока нагрузки.

При последовательной коммутации (рис. 24, *б*) конденсатор, создающий импульс обратного напряжения, включается последовательно с подлежащим выключению силовым тиристором и нагрузкой. В этом случае цепь нагрузки отделяется от источника питания. Процессы в цепи нагрузки практически не зависят от коммутационных процессов, а перезаряд коммутирующего конденсатора проходит через источник питания, минуя цепь нагрузки (штриховая линия на рис. 24, *б*).

В настоящее время в тиристорных схемах постоянного тока наиболее распространена параллельная коммутация (рис. 25), так как она связана с меньшими потерями энер-

гии и меньшей установленной мощностью элементов [1, 10]. В схеме рис. 25, *а* рабочей является лишь одна полярность заряда на конденсаторе $C_к$. Поэтому в ней для подготовки коммутирующего конденсатора требуется вспомогательный этап, обеспечивающий перезаряд в нужной полярности (при включении тиристора *V1*). В схеме рис 25, *б* каждый процесс перезаряда конденсатора $C_к$ (при включении тиристоров *V4*, *V5* или *V3*, *V6*) является рабочим. В обеих схемах при коммутации силовой тиристор *V1* отключается

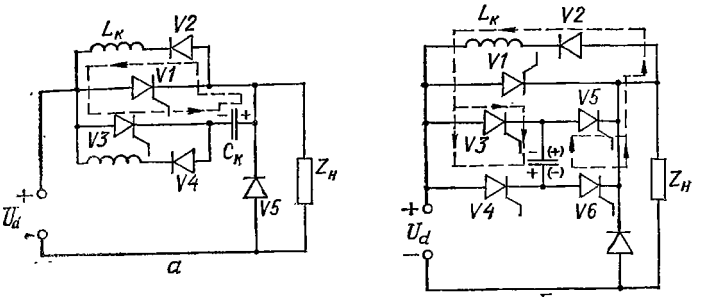


Рис. 25. Схемы параллельной коммутации с полным обратным напряжением:

а — со вспомогательным этапом перезаряда коммутирующего конденсатора; *б* — без вспомогательного этапа

практически сразу же за счет непосредственного подключения параллельно ему коммутирующего конденсатора $C_к$. К выключаемому тиристору при этом прикладывается все напряжение конденсатора $C_к$. Цепь его перезаряда состоит из коммутирующего дросселя $L_к$, включенного параллельно силовому тиристору. На весь процесс перезаряда оказывает влияние цепь нагрузки. Это может явиться недостатком подобных схем.

Для снижения уровня обратного напряжения и стабилизации процесса перезаряда коммутирующего конденсатора при параллельной коммутации используются схемы, в которых его перезаряд проходит через тиристор, включенный в обратном направлении параллельно выключаемому силовому тиристору (рис. 26). При этом время разряда определяется параметрами коммутирующего контура $L_к C_к$, а к тиристору *V1* в обратном направлении прикладывается падение напряжения на диоде *V2*. В таких схемах силовой тиристор *V1* выключается не сразу, так как конденсатор $C_к$

подключается к нему через коммутирующий дроссель $L_к$. Ток, протекающий через силовой тиристор в процессе коммутации, равен разности тока нагрузки и коммутирующего импульса тока, формируемого в цепочке $L_кC_к$. Когда эта разность при нарастании импульса тока коммутации ста-

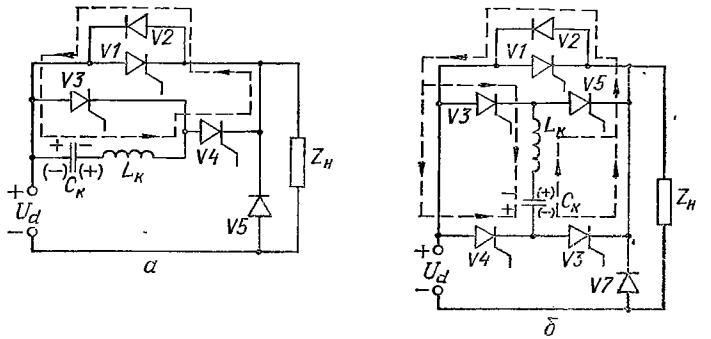


Рис. 26. Схемы параллельной коммутации с ограниченным обратным напряжением:

а — со вспомогательным этапом перезаряда коммутирующего конденсатора; *б* — без вспомогательного этапа

новится равной нулю, силовой тиристор отключается. Тиристор работает при низких напряжениях, что облегчает его режим. Однако при низком обратном напряжении увеличивается время выключения тиристоров. В зависимости от значения подаваемого на выключаемый тиристор обратного напряжения различают УК с полным (рис. 25) и ограниченным (рис. 26) обратным напряжением.

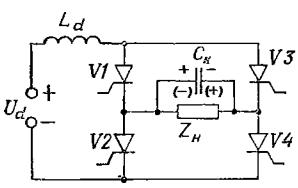


Рис. 27. Схема с одноступенчатой коммутацией

Обычно тиристорные преобразователи состоят из нескольких силовых тиристоров, на каждый из которых в процессе работы циклически переводится ток нагрузки. Различают одноступенчатую и двухступенчатую коммутацию. При одноступенчатой коммутации выключение данного силового тиристора происходит при включении очередного входящего в работу силового тиристора. При этом ток нагрузки переходит непосредственно с одного на другой, минуя промежуточные цепи. Примером схемы с одноступенчатой коммутацией может служить схема простого однофазного инвертора тока (рис. 27). В нем при включенной

паре тиристоров *V1* и *V4* конденсатор $C_к$ заряжается, как указано на схеме. При включении второй пары тиристоров *V2* и *V3* первая выключается, а ток нагрузки переходит на вторую пару.

При двухступенчатой коммутации ток нагрузки вначале переводится с основного силового тиристора, который необходимо выключить, на вспомогательную цепь с помощью вспомогательного тиристора, а затем уже на очередной входящий в работу силовой тиристор, например, как в схемах рис. 25. Устройства с двухступенчатой коммутацией отличаются более широкими функциональными возможностями.

В зависимости от способа заряда коммутирующего конденсатора различают УК с зависимым и независимым зарядом. При зависимом заряде конденсатор заряжается от напряжения, действующего на входе преобразователя, при независимом — от отдельного независимого источника.

Приведенные выше схемы УК и их классификация в большей мере характерны для искусственной коммутации тиристоров в цепях постоянного тока. Однако принципы их построения находят отражение и в большинстве схем НПЧ с ИК, хотя протекающие в них процессы более сложны. К особенностям, которые приходится учитывать при создании УК в НПЧ и которые существенно влияют на построение их схемы, следует отнести следующие.

1. При коммутации в цепях постоянного тока замыкание реактивных токов легко осуществляется с помощью обратных вентилей. В НПЧ периодическое чередование выпрямительного и инверторного режимов, а также изменение полярности напряжений питания вызывает трудности при построении УК.

2. В АИ и других устройствах с питанием постоянным током заряд коммутирующих конденсаторов достаточно просто обеспечить от источника питания.

3. В АИ легко достигается непосредственная связь УК со всеми силовыми тиристорами. В НПЧ такую связь можно осуществить лишь с помощью дополнительных элементов, что усложняет схему преобразователя.

4. В большинстве регулируемых НПЧ с ИК во время формирования пауз в выходном напряжении нарушается непосредственная связь нагрузки с фазами источника питания, при этом необходимо отводить энергию, накопленную в реактивных элементах входных цепей (индуктивностях рассеяния силового трансформатора, токоограничиваю-

щих реакторах и др.). Без применения специальных мер эта энергия переходит в коммутирующий конденсатор. Это приводит во многих случаях к интенсивному накоплению заряда на нем и нарушению работоспособности УК вследствие возникающих перенапряжений.

5. Отвод избытка энергии, накопленной в реактивных элементах УК, в АИ производится в основной источник постоянного тока, что осуществляется проще и эффективнее, чем в НПЧ. В НПЧ такой отвод необходимо производить в источник переменного тока, что усложняет схему.

Дополнительный источник постоянного напряжения, необходимый в НПЧ для заряда коммутирующих конденсаторов, может быть использован по-разному: в одном случае — только для заряда конденсатора, при этом необходим вспомогательный этап в цикле работы УК; в другом — лишь для его подзаряда. При этом каждый процесс перезаряда коммутирующего конденсатора используется для формирования обратного напряжения и схема УК делается нечувствительной к полярности его заряда. Дополнительный источник включают последовательно контуру коммутации и используют в процессе коммутации.

Когда узел коммутации в НПЧ строят без указанного дополнительного источника, коммутирующий конденсатор перезаряжают через питающую сеть переменного тока. При этом для снижения влияния УК на питающую сеть необходимо стабилизовать режимы перезаряда и создавать цепи, шунтирующие источник питания.

Если в АИ применяются индивидуальные, групповые и общие УК, то в НПЧ, содержащих относительно большое число силовых тиристоров, использование индивидуальных УК нецелесообразно. Наиболее рационально применять общий для всех фаз НПЧ узел искусственной коммутации. Еще более схема упрощается, если удается применить такой узел как для коммутации анодных, так и катодных групп силовых тиристоров. Однако при использовании общих УК затрудняется применение некоторых алгоритмов работы в НПЧ. Например, при синусоидальном способе ШИМ ввиду различия межкоммутационных интервалов в разных фазах преобразователя необходимо применять отдельный УК в каждой его фазе. Практически невозможно применение общего УК и в некоторых схемах НПЧ с ОМ.

В общем случае особенности и схемы УК для НПЧ определяются как алгоритмом работы преобразователя, так

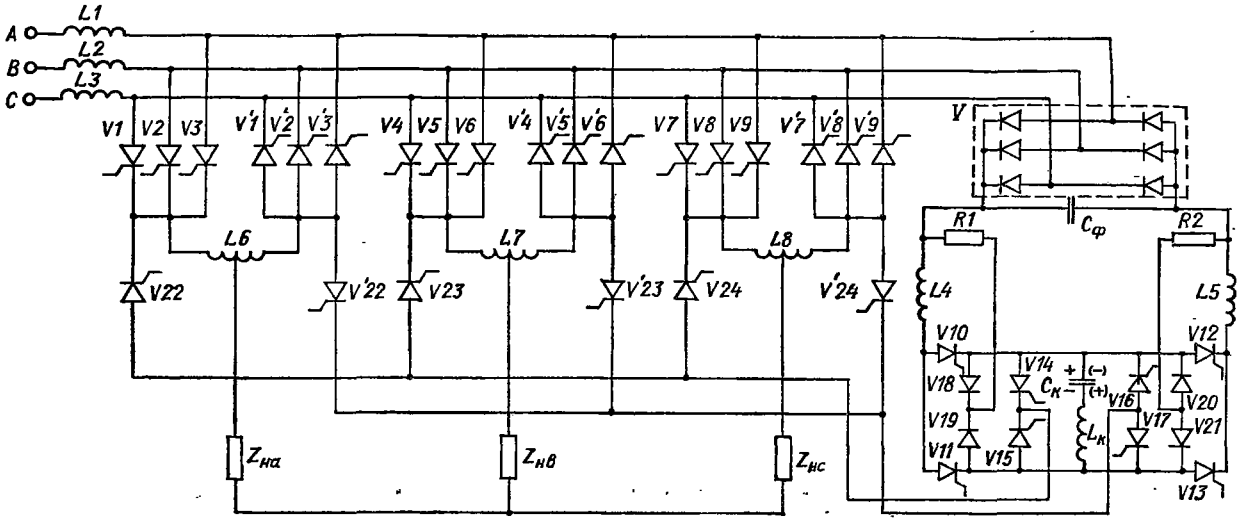


Рис. 28. Схема НПЧ при способе ШИР с общим устройством коммутации

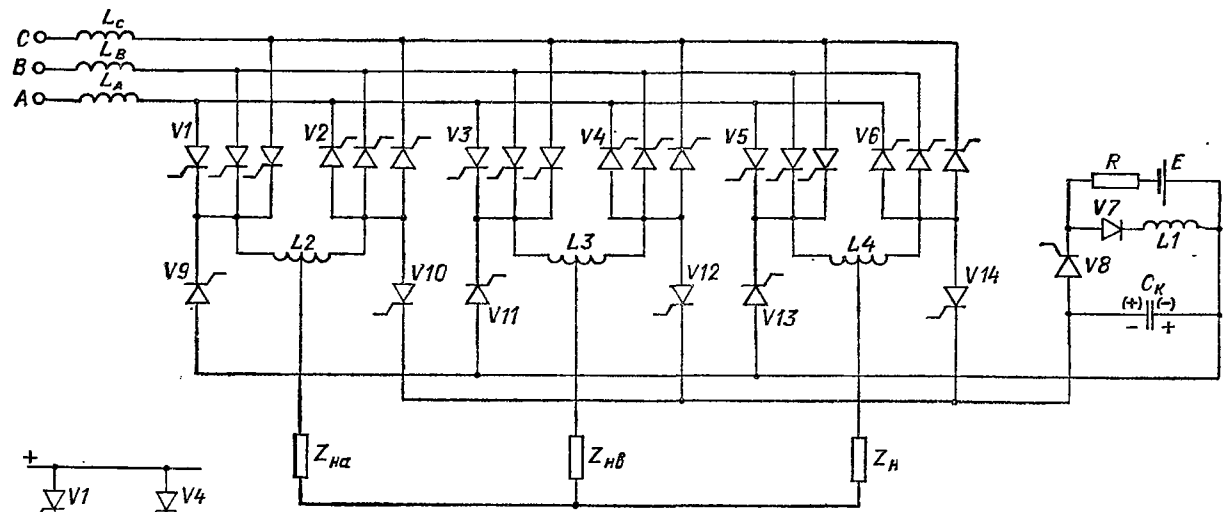


Рис. 30. Схема НПЧ при способе ШИР с узлом коммутации, содержащим дополнительный источник напряжения

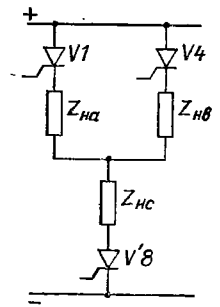


Рис. 29. Эквивалентная схема на одном из интервалов работы НПЧ, показанного на рис. 28

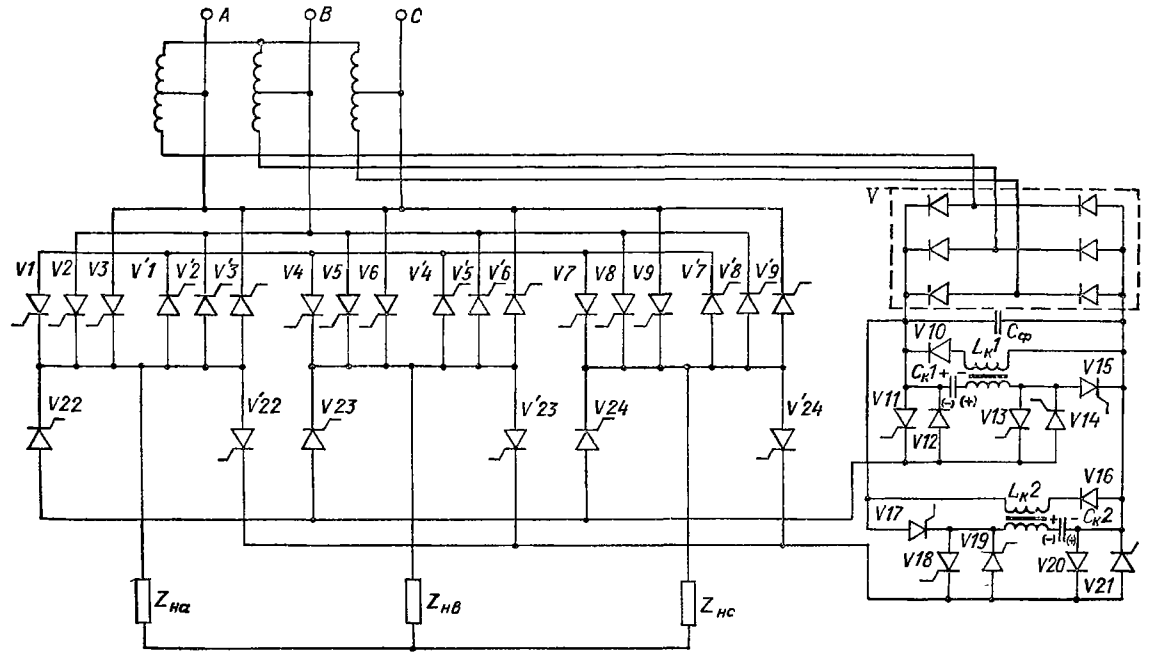


Рис. 31. Схема НПЧ с ИК при способе слежения за эталонным напряжением

и видом его силовой схемы. Во многих схемах НПЧ, чтобы обеспечить работоспособность применяемых УК, необходимы специальные датчики напряжения и тока. Часто это вызвано необходимостью определения режима работы силовой схемы (выпрямительный или инверторный).

Схемы НПЧ с ИК, в которых используются различные виды устройств коммутации и реализуются разные способы формирования кривой выходного напряжения, показаны

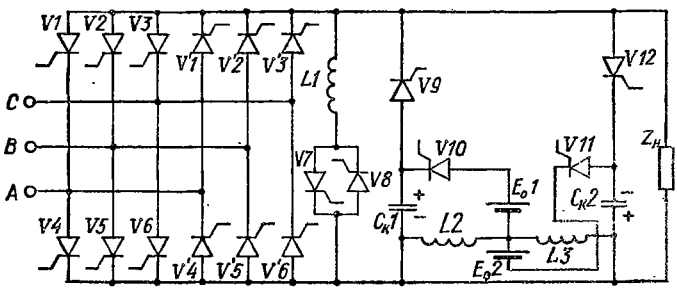


Рис. 32. Схема НПЧ с ИК при однополярном способе ШИМ



Рис. 33. Схема НПЧ с ИК при двухполярном способе ШИМ

на рис. 28—33. Особенности формирования напряжений в них оказывают влияние и на структуру УК. Во всех схемах, за исключением схемы рис. 30, осуществляется параллельная коммутация, наиболее типичная для НПЧ с ИК.

Применение УК, общего для всех фаз НПЧ, в том числе для анодных групп тиристоров, удается, например, в НПЧ с ШИР по 18-вентильной нулевой схеме с неявным звеном постоянного тока (рис. 28) [8]. При осуществлении способа ШИР в таком преобразователе каждая фаза нагрузки всегда подключается к фазам сети с положительным или отрицательным потенциалом, абсолютное мгновенное значение которого наибольшее. Из эквивалентной схемы соединения фаз нагрузки на одном из рабочих интервалов такого преобразователя (рис. 29) видно, что достаточно произвести искусственную коммутацию в одной из групп тиристоров, например катодной, так как выключение анодной группы при этом обеспечивается естественным спосо-

бом. На другом рабочем интервале необходимо принудительно выключить только анодную группу и т. д. Таким образом, в указанном НПЧ при способе ШИР выходного напряжения можно использовать лишь один общий УК. В НПЧ по 36-вентильной мостовой схеме при способе ШИР требуется уже два общих для всех фаз УК: один — для анодных, другой — для катодных групп тиристоров, так как фазы нагрузки такого НПЧ гальванически не связаны. Применение общего УК раздельно для каждой из двух групп силовых тиристоров наиболее типично для схем НПЧ с ИК.

В устройстве коммутации НПЧ на рис. 28 имеются два тиристорных моста *V10—V13* и *V14—V17*, обратный диодный мост *V18—V21*, резисторы *R1* и *R2*, дроссели *L4* и *L5*, последовательно соединенные коммутирующие конденсатор $C_к$ и дроссель $L_к$. Исполнение УК по мостовой схеме делает любую полярность коммутирующего конденсатора рабочей. Выпрямительный мост *V*, зашунтированный накопительным конденсатором $C_ф$, предназначен для подзаряда коммутирующего конденсатора и подключения УК к силовым тиристорам. В зависимости от полярности $C_к$ выключение силовых тиристоров катодной группы начинается включением тиристоров *V10*, *V15* или *V11*, *V14*. Одновременно с этим включается один или два распределительных тиристора анодной группы (*V22—V24*), которые соответствуют коммутируемым фазам. При этом выключение силовых тиристоров происходит за счет того, что к ним в обратном направлении через распределительные тиристоры и диоды выпрямительного моста *V* прикладывается напряжение. Напряжение коммутирующего конденсатора подключается к выключаемым силовым тиристорам через коммутирующий дроссель $L_к$. Перезаряд коммутирующего конденсатора происходит в два этапа. На первом этапе он осуществляется током нагрузки через включенные распределительные тиристоры и $L_к$, *V15*, *V10* или *V14*, *V11* и по цепи свободного разряда (*V19—R1—L4—V10* или *V18—R1—L4—V11*). Затем через отрезок времени, равный времени выключения силовых тиристоров, включается тиристор *V13* (*V12*) и начинается второй этап, в течение которого коммутирующий конденсатор дозаряжается от конденсатора $C_ф$. Отвод избыточной энергии из контура коммутации производится в накопительный конденсатор через диоды *V18* и *V21* (*V19* и *V20*) и резисторы *R1* и *R2*. Выключение тиристоров анодной группы осуществляется включением тиристоров *V13* и *V16* или *V12* и *V17*,

а также распределительных тиристоров катодной группы (*V'22—V'24*).

В рассмотренном НПЧ со способом ШИР можно использовать и другие УК. В одном из подобных узлов [39] на коммутирующем конденсаторе формируется напряжение гребенчатой формы, что снижает потери в конденсаторе в отличие от случая трапецеидального напряжения, формируемого в описанной схеме.

В схеме НПЧ с более простым УК (рис. 30) используется последовательная коммутация: напряжение коммутирующего конденсатора прикладывается к дросселям *L2—L4*, включенным последовательно с нагрузкой. Структура такого УК близка к упрощенной схеме рис. 24, *б*. Выключение любого силового тиристора в ней производится при включении соответствующих вспомогательных тиристоров *V9—V14*. Выходное напряжение в таком НПЧ формируется за счет реверсирования знака выпрямленного напряжения, оно имеет форму, близкую к прямоугольной [48]. В схеме можно осуществить и способ ШИР. Недостатками такого УК являются высокие напряжения на его элементах. Кроме того, устанавливаемый дополнительно источник заряда конденсатора снижает частоту работы УК.

Устройство коммутации, состоящее из двух УК, общих соответственно для анодных и катодных групп всех фаз преобразователя, используется в схеме НПЧ [43], в котором реализуется принцип слежения за эталонным синусоидальным напряжением (рис. 31). Схема такого УК аналогична схеме рис. 26, *а*. В УК входят зарядные тиристоры *V15* и *V17*, с помощью которых коммутирующие конденсаторы $C_к1$ и $C_к2$ заряжаются от выпрямителя *V*, зашунтированного накопительным конденсатором $C_ф$. Выпрямитель *V*, как и в схеме рис. 28, служит как для заряда коммутирующих конденсаторов, так и для связи УК с силовыми тиристорами. Для установки нужного заряда на конденсаторах $C_к1$, $C_к2$ в схеме с помощью тиристоров *V11*, *V14* и *V18*, *V21* создаются цепи перезаряда. Для выключения силовых тиристоров катодных групп (*V1—V9*) включаются соответствующие распределительные тиристоры анодной группы (*V22—V24*) и тиристор *V13* узла коммутации. Обратное напряжение снимается с диода *V12* и прикладываются к выключаемым тиристорам через соответствующие распределительные тиристоры и выпрямитель *V*. Для выключения силовых тиристоров анодных групп (*V'1 — V'9*) включаются

соответственно распределительные тиристоры в группе *V'22—V'24* и тиристор *V19*, а обратное напряжение снимается с диода *V20*. Отвод избыточной энергии из контура коммутации производится через вторичные обмотки коммутирующих дросселей $L_к1$, $L_к2$ и диоды *V10*, *V16*. Для снижения напряжений на коммутирующих конденсаторах УК питается через понижающий автотрансформатор.

Преобразователь по схеме рис. 32 представляет НПЧ с ИК [54], используемый для формирования выходных напряжений способом ШИМ. В нем УК по своей структуре соответствует двум узлам коммутации (рис. 25, *а*), предназначенным для коммутации каждого из встречно-параллельно включенных силовых тиристорных мостов. Для этой цели в схеме предусмотрены два коммутирующих конденсатора $C_к1$ и $C_к2$, которые заряжаются от отдельных источников $E_0 1$ и $E_0 2$ через дроссели *L2* (*L3*) и тиристоры *V10* (*V11*). Для выключения силовых тиристоров моста *V1—V6* включается вспомогательный тиристор *V12*, а для выключения *V'1—V'6* — соответственно тиристор *V9*. Цепочка, состоящая из дросселя *L1* и тиристоров *V7* и *V8*, предназначена для перезаряда коммутирующих конденсаторов независимо от параметров нагрузки. Чтобы исключить возможность одновременного включения двух встречно-параллельно включенных силовых мостов, в преобразователе предусмотрена схема «токовой логики», формирующая запрет на такое включение по сигналам от датчика тока нагрузки.

Схема НПЧ с ИК [13] при двухполярном способе ШИМ для формирования выходного напряжения показана на рис. 33. В работе УК участвуют и силовые тиристоры. Для выключения любой пары проводящих силовых тиристоров включается один из вспомогательных тиристоров *V7* или *V8* и два силовых, подсоединенных параллельно выключаемым тиристорам. Например, при указанной на схеме полярности $C_к$ для выключения проводящих тиристоров *V'1* и *V'6* включаются *V8*, *V1* и *V6*. Обратным напряжением является падение напряжения на *V1* и *V6*. Тиристоры *V1* и *V6* при прохождении через них импульса тока коммутации шунтируют выключаемые тиристоры *V'1* и *V'6* и работают аналогично обратным вентилям в АИ. Параллельно включенные дополнительные силовые тиристоры выключаются при окончании колебательного перезаряда коммутирующего конденсатора. При дальнейшем включении очередных силовых тиристоров коммутирующий конденсатор заряжается

от источника питания, чем подготавливается к следующему циклу работы. При выбранном алгоритме работы в реактивных элементах такого УК отсутствует накопление энергии. Объясняется это тем, что в цепь коммутации входит источник. При заряде коммутирующий конденсатор отбирает энергию от источника, а при разряде — возвращает ее, предотвращая этим накопление.

В рассмотренных типах НПЧ с ИК при принятом алгоритме работы предусматривается наличие звена постоянного тока. Примеры построения в них УК позволяют проследить их аналогию с УК, применяемыми в АИ, и наметить способы перехода от одних к другим с помощью эквивалентных преобразований. Это облегчает разработку УК для НПЧ.

Создание многих схем НПЧ с ИК возможно лишь с применением датчиков направления тока (ДНТ) в нагрузке и датчиков напряжения (ДН). Типы ДНТ и ДН и их функции определяются главным образом способом формирования кривой выходного напряжения, принципом управления тиристорами и в некоторой степени схемой НПЧ.

Большинство схем НПЧ, например НПЧ с неявно выраженным звеном постоянного тока, работает по принципу раздельного управления анодной и катодной группами силовых тиристоров. Эти группы работают поочередно: одна из них вступает в работу после выхода из работы другой. При этом различают выпрямительный и инверторный режимы работы НПЧ. С помощью ДНТ и ДН определяется режим работы НПЧ и формируется сигнал запрета на включение тиристоров противоположной группы, пока в выходящей из работы группе ток не спадет до нуля. В соответствии с этим определяется и работа УК, обеспечивающего выключение тиристоров в той или иной группе. Таким образом, одной из важных задач, для решения которых в НПЧ необходимы ДНТ и ДН, является обеспечение раздельного управления двумя группами силовых тиристоров в выпрямительном и инверторном режимах соответственно.

В зависимости от принятого способа формирования кривой выходного напряжения, например, при способах ШИР и ШИМ, силовые тиристоры в пределах цикла переключения подключаются к фазам источника с положительным (в катодной группе) или с отрицательным (в анодной группе) потенциалом, абсолютное мгновенное значение которого наибольшее. В схемах, основанных на способе слежения

за эталонным синусоидальным напряжением, силовые тиристоры подключаются к выбранным фазам источника. Выбор нужных фаз источника осуществляется с помощью ДН.

При совмещенном принципе управления анодной и катодной группами силовые тиристоры разделяют на группы ключей, каждый из которых обладает двусторонней проводимостью. В процессе работы в определенном порядке включается каждый из таких ключей. Для избирательного выключения проводящего тиристора в ключе необходим ДНТ. При этом управление работой УК обеспечивается с учетом сигналов, формируемых ДНТ. Осуществление избирательной коммутации также относится к числу задач, решаемых с помощью ДНТ.

Таким образом, количество датчиков, их использование и требования, предъявляемые к ним, определяются алгоритмом работы НПЧ и принципом управления группами силовых тиристоров. В соответствии с этим строится и схема УК. Может быть построена схема универсального УК, с помощью которого можно реализовать все известные алгоритмы работы тиристорных НПЧ с ИК. Однако оптимальным УК может быть только для конкретной схемы, определенного алгоритма работы и области применения.

4. ПРИМЕНЕНИЕ КОММУТАЦИОННЫХ ФУНКЦИЙ ДЛЯ РАСЧЕТА ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Сложность электромагнитных процессов в тиристорных преобразователях и специфика решаемых задач определяют большое разнообразие методов, используемых для их расчета и анализа. При записи уравнений, анализе и расчете преобразователя алгоритм его работы учитывают с помощью коммутационных функций (КФ). Методы, основанные на использовании КФ, получили широкое применение. Они позволяют описать состояние вентилей на любом отрезке времени и провести анализ как квазиустановившихся, так и переходных процессов в преобразователях различного типа. Эти методы относят к числу наиболее эффективных и универсальных [4, 7, 17, 21, 30, 31].

Коммутационная функция — это безразмерная функция времени, определяемая алгоритмом работы преобразователя. Она, например, используется:

1) для нахождения первичных токов выпрямителя по известному выпрямленному току на его выходе (рис. 34, *а*)

$$\left.\begin{aligned} i_1(t) &= \Phi_1(t)\, i_d; \\ i_2(t) &= \Phi_2(t)\, i_d; \\ i_3(t) &= \Phi_3(t)\, i_d; \end{aligned}\right\} \qquad (4)$$

2) для нахождения токов и напряжений на выходе автономных инверторов тока (АИТ) и АИН по известному постоянному току и напряжению на входе (рис. 34, *б*, *в*).

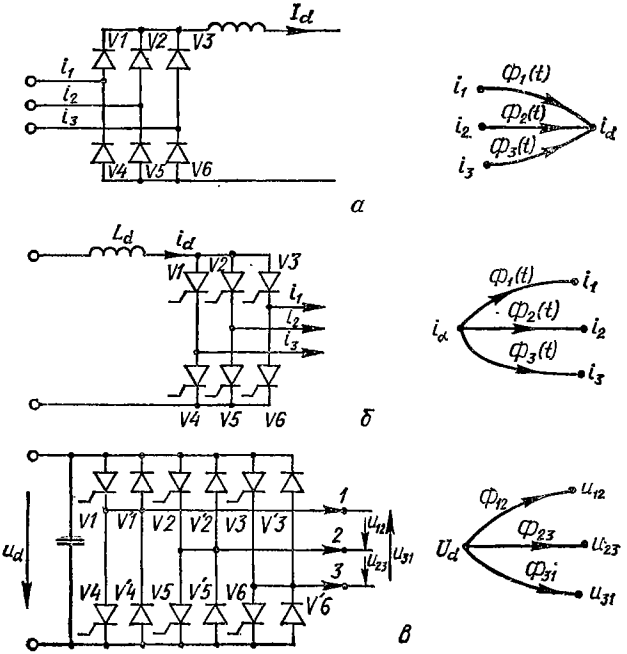


Рис. 34. Схемы выпрямителя (*а*), инвертора тока (*б*) и инвертора напряжения (*в*)

В последнем случае для АИТ можно воспользоваться системой уравнений (4), подставляя их коммутационные функции $\Phi(t)$.

В первом случае КФ представляет дискретную ступенчатую функцию, которая определяет соотношение между мгновенным значением тока на входе преобразователя и тока на его выходе в любом интервале независимо от его

длительности и характера изменения тока. Во втором случае КФ определяет соотношение между током и на выходе АИТ и током на его входе. В АИН коммутационная функция выражает соотношение между напряжением на его выходе и напряжением питания (рис. 34, *в*):

$$u_{12}(t) = \Phi_{12}(t)\, u_d;$$

$$u_{23}(t) = \Phi_{23}(t)\, u_d;$$

$$u_{31}(t) = \Phi_{31}(t)\, u_d.$$

Функция $\Phi_{12}(t)$, например, в этой схеме принимает значения, равные $+1$ или -1, соответственно в случаях, когда включены тиристоры *V1*, *V'1* и *V5*, *V'5* или *V4*, *V'4* и *V2*, *V'2*. При этом разность потенциалов между точками *1* и *2* равна напряжению $+U_d$ или $-U_d$. Если включены *V1* и *V2* или *V4* — *V5*, разность потенциалов между этими точками равна нулю. Тогда и функция $\Phi_{12}(t)$ равна нулю.

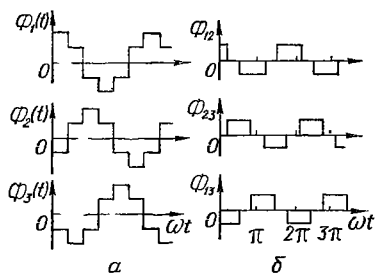


Рис. 35. Коммутационные функции шестифазного выпрямителя (*а*) и АИН (*б*)

В любом случае КФ преобразователя определяется алгоритмом работы его вентилей, т. е. КФ вентилей. Примером простейших коммутационных функций является единичная прерывистая функция (1), периодически принимающая значения 0 и 1. Она соответствует простейшему ключевому элементу — вентилю. Линейные комбинации таких функций характерны для более сложных схем, содержащих несколько вентилей. Они представляют многоступенчатые функции, принимающие несколько различных значений, в том числе отличающихся от единицы (рис. 35, *а*). Применение скачкообразных функций для описания алгоритма работы преобразователя допустимо в тех случаях, когда время коммутации значительно меньше межкоммутационных интервалов. При этом возможно раздельное рассмотрение процессов коммутации и рабочих режимов. При анализе рабочих режимов обычно вентильные ключи заменяют идеальными, полагая падение напряжения на них равным

нулю, а их включение и выключение — мгновенными. Это позволяет выделить при анализе то главное, что оказывает основное влияние на процессы преобразования энергии, и исключить второстепенное. Раздельный анализ рабочих и коммутационных режимов широко используется в преобразовательной технике.

Все КФ полностью управляемых тиристорных преобразователей с ИК, например НПЧ с ОМ, автономны, заданы и известны: моменты включения и отключения тиристоров определять не требуется. В преобразователях с естественной коммутацией КФ неавтономны: известны лишь моменты включения тиристоров, а моменты их выключения определяют в зависимости от параметров цепи нагрузки. Это определяет разницу в постановке задач и специфику методов, используемых для их решения. Иногда для удобства неавтономные КФ представляют наложением двух составляющих: не зависящей и зависящей от параметров нагрузки.

Таблица 1

Вентиль	Номер интервала						
	1	2	3	4	5	6	1
V1	+				+	+	+
V2	+	+	+				+
V3			+	+	+		
V4		+	+	+			
V5				+	+	+	
V6	+	+				+	+

Примечание. «+» — вентиль включен.

Коммутационные функции могут быть представлены разными способами: 1) с помощью таблиц; 2) аналитически; 3) графически. В первом случае по строкам таблицы располагают номера тиристорных ключей, а по столбцам — номера неповторяющихся интервалов, составляющих вместе один цикл. Замкнутое состояние ключа обозначается, разомкнутое — нет. Так, коммутационные функции АИН рис. 34, *в* представлены таблицей (табл. 1) и графически (рис. 35, *б*). Для расчета и анализа процессов в преобразователях требуется аналитическая запись КФ. Аналитически КФ могут быть представлены двумя способами: временным и спектральным. При временном способе это делается с помощью единичных ступенчатых функций $1(t-\tau)=0$ (при $t<\tau$) и $1(t-\tau)=1$ (при $t>\tau$). Коммутационная функция выражается наложением таких функций, появляющихся с разной высотой ступенек в моменты включения

и отключения тиристоров,

$$\Phi_k(t) = \sum_{s=0}^{\infty} (C_{k,s+1} - C_{ks})(t - sT), \qquad (5)$$

где T — интервал между соседними коммутациями; k — порядковый номер КФ; s — порядковый номер ступеньки КФ; C_{ks} — высота s-й ступеньки k-й КФ.

Такая форма представления КФ в замкнутом виде, т. е. как сумма бесконечно большого числа ступенчатых функций, удобна при использовании временны́х методов анализа, когда рассчитываются мгновенные значения токов и напряжений на каждом из интервалов работы тиристорного устройства, когда нужно найти их значения на границах интервалов, а также моменты выключения тиристоров в схемах с естественной коммутацией и другие, связанные с этим величины.

В тех случаях, когда ставится задача анализа качества энергии и основных энергетических соотношений, расчета действующих значений токов и напряжений, установленных мощностей элементов, удобны методы гармонического анализа и синтеза. При этом для спектрального представления КФ используется ее разложение в ряд Фурье в тригонометрической

$$\Phi(t) = \frac{C_0}{2} + \sum_{s=1}^{\infty} C_{ks} \cos(s\Omega t - \varphi_{ks}) \qquad (6)$$

или комплексной форме

$$\Phi(t) = \frac{1}{2} \sum_{s=-\infty}^{+\infty} \dot{C}_{ks} e^{js\Omega t}, \qquad (7)$$

где $\Omega = 2\pi/T$.

В этом случае КФ можно представить в виде суммы бесконечного числа гармоник. Обычно временно́й способ представления КФ более удобен при анализе переходных режимов, а спектральный — квазиустановившихся. Последний применяют особенно эффективно для полностью управляемых преобразователей.

Выбор той или иной формы представления КФ часто диктуется методами, уже использовавшимися для анализа отдельных звеньев системы преобразования или системы в целом. Например, методы гармонического анализа, а следовательно, и спектральные формы представления КФ используют при анализе систем, содержащих в качестве звена преобразования электрическую машину, оценка

характеристик которой в настоящее время ведется при помощи учета действия соответствующих гармоник напряжения и тока.

Иногда для приближенного представления процессов в качестве коммутационной функции используется ее основная гармоника. Такой прием основан на методе непрерывной аппроксимации применительно к вентильным коммутаторам и удобен, например, при анализе переходных процессов в выпрямителях и автономных инверторах. Применяют также КФ в виде импульсных последовательностей с пологими фронтами или импульсов трапецеидальной формы [45].

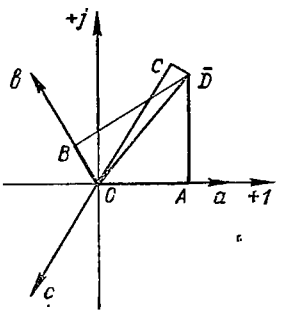


Рис. 36. Изображение вектора на комплексной плоскости

В трехфазных преобразователях система КФ содержит функции, совпадающие по форме, но сдвинутые на треть периода. При исследовании многофазных систем используется понятие обобщенного или результирующего коммутационного вектора [31]. Известно, что три произвольные скалярные величины A, B, C, удовлетворяющие условию $A + B + C = 0$, могут быть найдены как проекции вектора

$$\bar{D} = 2(A + \bar{a}B + \bar{a}^2C)/3 = De^{j\varphi}, \qquad (8)$$

расположенного на комплексной плоскости, на три оси a, b, c на этой же плоскости (рис. 36), где $\bar{a} = e^{j2\pi/3}$; $\bar{a}^2 = e^{j4\pi/3} = e^{-j2\pi/3}$ — операторы сдвига. Одна из этих осей (ось a) совпадает с осью вещественных величин, а две другие (b и c) сдвинуты относительно нее в положительном направлении (против часовой стрелки) соответственно на угол $2\pi/3$ и $4\pi/3$. Чтобы перейти от трех величин A, B и C к результирующему вектору, нужно воспользоваться формулой (8). Его модуль $D = \sqrt{\frac{2}{3}(A^2 + B^2 + C^2)}$, фаза $\varphi = \operatorname{arctg}(1/\sqrt{3} + 2B/(3A))$.

Для обратного перехода от результирующего вектора к исходным величинам находим его проекции на соответствующие оси $A = D\cos\varphi$; $B = D\cos(\varphi - 2\pi/3)$; $C =$

$= D\cos(\varphi - 4\pi/3)$. Например, для трехфазной системы синусоидальных функций $A = e_1(t) = E_m\cos(\omega t + \psi)$; $B = e_2(t) = E_m\cos(\omega t + \psi - 2\pi/3)$; $C = e_3(t) = E_m\cos(\omega t + \psi - 4\pi/3)$ результирующим вектором в соответствии с выражением (8) является вектор $\bar{D} = e_1(t) + \bar{a}e_2(t) + \bar{a}^2e_3(t) = E_m e^{j(\omega t+\alpha)}$, вращающийся в положительном направлении с угловой скоростью ω.

Учитывая, что в любой момент времени $i_1 + i_2 + i_3 = 0$ (рис. 34), для результирующего вектора тока получим выражение $i = 2[\Phi_1(t) + \bar{a}\Phi_2(t) + \bar{a}^2\Phi_3(t)]\, i_d/3 = \bar{\Phi}(t)\, i_d$, где

$\bar{\Phi}(t) = \Phi_1(t) + \bar{a}\Phi_2(t) + \bar{a}^2\Phi_3(t)$ (9) — результирующий вектор КФ, или коммутационный вектор.

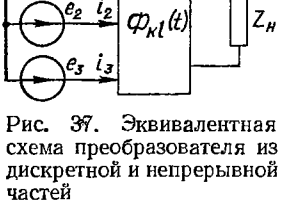


Рис. 37. Эквивалентная схема преобразователя из дискретной и непрерывной частей

Таким образом, если сумма КФ преобразователя равна нулю, то систему этих КФ можно представить с помощью коммутационного вектора $\bar{\Phi}(t)$. Подставив в соотношение (9) выражения КФ в виде ряда (7), представим аналитически и результирующий коммутационный вектор.

Так как изменения КФ происходят только в моменты коммутации, то результирующий коммутационный вектор $\bar{\Phi}(t)$ в межкоммутационный период остается неподвижным и неизменным. Следствием каждой коммутации в схеме является скачкообразное изменение положения коммутационного вектора. В результате каждому сочетанию включенных и выключенных вентилей соответствует определенное положение коммутационного вектора на плоскости, и наоборот.

Применение КФ для расчета тиристорных преобразователей основано на математической интерпретации процесса модуляции как произведения модулируемой величины на соответствующую модуляционную (коммутационную) функцию. Расчет можно разбить на несколько этапов.

1. Анализируемую схему представляют в виде совокупности дискретной части, состоящей из идеальных ключей, и непрерывной части, состоящей из нагрузки и других элементов (рис. 37). При этом в состав дискретной части включают и идеальные источники энергии (источник пита-

ния). В тех случаях, когда источник имеет конечную мощность и характеризуется конечным внутренним сопротивлением, то для достижения цели используется принцип наложения и теорема об эквивалентном генераторе.

2. Дискретную часть схемы представляют в виде эквивалентного идеального источника, характеризуемого внутренней (коммутационной) ЭДС преобразователя $e_{вн}(t)$ (рис. 38). Определение $e_{вн}(t)$ обычно выделяется в отдельную задачу, методика решения которой и определяет особенность дальнейшего расчета. Форма, в которой

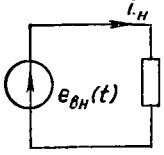


Рис. 38. Эквивалентная схема идеального источника с внутренней (коммутационной) ЭДС

может быть получена внутренняя ЭДС, зависит от способа представления КФ. В соответствии с формулой (2) внутренняя ЭДС

$$e_{вн}(t) = \sum_{k=1}^{n} \Phi_k(t)\, e_к(t). \qquad (10)$$

3. По известной $e_{вн}(t)$ одним из удобных методов рассчитывается ток на выходе преобразователя. При этом используется операторный, спектральный или другой метод. Так как расчетная эквивалентная схема рис. 38 является линейной, содержащей идеальный источник разрывной ЭДС, то для расчета могут с успехом использоваться все линейные методы, приводящие к удобным выражениям. Во всех случаях задача сводится к решению уравнения цепи

$$Z_н(d)\, i_н(t) = e_{вн}(t), \qquad (11)$$

где d — оператор дифференцирования d/dt; $Z_н(d)$ — полином оператора d, определяемый параметрами непрерывной части цепи, например, $Z_н(d) = L_н\, d/dt + r_н$.

4. По известному выходному току, вновь используя систему КФ согласно выражению (4), определяют токи на входе преобразователя

$$i_к(t) = \Phi_k(t)\, i_н(t). \qquad (12)$$

Расчеты можно проводить как в области вещественных, так и в области комплексных величин. Особенно удобен комплексный метод в сочетании с методами гармонического анализа и спектра. Его развитие в приложении к анализу процессов в ключевых преобразователях делает особенно

эффективными спектральные методы для описания протекающих явлений, исследования и расчета квазиустановившихся режимов [20].

Особенностью применения комплексного метода при расчете ключевых преобразовательных схем, токи и напряжения в которых несинусоидальны, является необходимость использования комплексных мгновенных значений действующих токов и напряжений. Например, $i(t) = I_m \times \cos(\omega t + \psi_i) = \mathrm{Re}\, I(j\omega;\ t)$; $e(t) = E_m \cos(\omega t + \psi_e) = \mathrm{Re}\, E(j\omega;\ t)$; $u(t) = U_m \sin(\omega t + \psi_u) = ImU(j\omega;\ t)$, где $I(j\omega;\ t) = I_m \exp j(\omega t + \psi_i)$; $E(j\omega;\ t) = E_m \exp j(\omega t + \psi_e)$; $U(j\omega;\ t) = U_m \exp j(\omega t + \psi_u)$ — комплексные мгновенные значения соответственно тока, ЭДС и напряжения.

При использовании КФ комплексные мгновенные значения токов и напряжений умножаются непосредственно на коммутационную функцию (5) — (7) как вещественную функцию времени. При этом наиболее удобной является комплексная форма записи КФ в соответствии с выражением (7). В результате умножения получается комплексное мгновенное значение модулированной величины. Например, при использовании формул (10) и (12) получаем $E(j\omega;\ t)_{\text{вн}} = \sum_{k=1}^{n} \Phi_k(t)\, E(j\omega;\ t)_k$ и $I_k(j\omega;\ t)_k = \Phi_k(t)\, I(j\omega;\ t)_{\text{н}}$. Искомая величина является соответственно вещественной или мнимой частью полученного комплексного значения.

При расчетах с помощью результирующего вектора КФ (9) получаем результирующие векторы соответствующих величин. Для нахождения токов и напряжений в каждой фазе преобразователя необходимо разложить полученный результирующий вектор на отдельные составляющие.

5. ПРИНЦИП ОДНОКРАТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ

Одним из простейших методов преобразования частоты, с помощью которого осуществляется непосредственное или прямое ее преобразование, является однократная модуляция.

При модуляции происходит перемещение и трансформация частоты вдоль оси частот. Одновременно с этим в схеме генерируются дополнительные частоты. Для выделения на выходе ПЧ напряжений или токов с необходимым спектральным составом применяют методы фильтрации. Одним

из наиболее эффективных методов фильтрации является метод фазовой компенсации. Таким образом, использование однократной модуляции с фазовой компенсацией и составляет основной метод непосредственного или прямого преобразования частоты. Аналогичный метод — метод однополосной модуляции — широко применяют в радиотехнике, технике электросвязи, в системах автоматического управления.

Однополосная модуляция используется для переноса частоты сигнала, несущего информацию, в более высокий диапазон частот, удобный для передачи по проводам или в пространстве. Сущность метода заключается в следующем.

Если задано колебание, мгновенное значение которого $a(t) = A \sin(\omega t + \psi) = A \sin\theta$, где A или ψ подвергаются принудительному изменению, то такое колебание становится модулированным. При этом оно обладает спектром частот, структура которого зависит от вида модуляции (амплитудная, угловая).

Спектр модулированного колебания состоит из колебаний несущей частоты ω и двух боковых полос. Фазы колебания двух боковых частот симметричны относительно фазы несущего колебания. Для уменьшения полосы частот модулированного колебания применяется однополосная модуляция. При однополосной модуляции происходит такое преобразование сигнала, при котором его объем не деформируется, а сигнал лишь смещается вдоль оси частот. В системах передачи информации частота несущего колебания выбирается значительно выше частоты модуляции.

Существуют несколько способов формирования однополосного сигнала, которые применяют в системах электро- и радиосвязи. В отличие от способов с фильтрующими устройствами в системах с многофазной модуляцией формирование однополосного колебания осуществляется соответствующим подбором положения боковых полос отдельных фаз. При этом необходимо наличие n-фазной системы напряжений (токов) высокой и низкой частоты. При модуляции в каждой фазе образуются несущая частота и две боковые полосы. При суммировании в общей нагрузке системы n-фазных симметричных напряжений несущей частоты, модулированных такой же системой напряжений низкой частоты, несущая и одна из боковых полос оказываются подавленными. Особенностью данного метода является, с одной стороны, реальная возможность формирования

однополосного колебания на рабочей частоте, что уменьшает общее число преобразований в схеме, с другой — принципиальная возможность создания однополосного колебания при относительно больших мощностях.

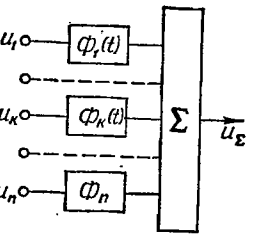


Рис. 39. Структурная схема, поясняющая принцип фазокомпенсационного метода

Фазокомпенсационный метод формирования однополосного колебания заключается в следующем. Пусть имеется n-фазная система напряжений частоты ω. Каждое из этих напряжений модулируется с помощью синусоидального напряжения частотой Ω (рис. 39). Напряжения этой частоты также составляют n-фазную систему. Модулированные напряжения описываются следующими уравнениями:

$$\left.\begin{aligned} u_1(t) &= U_m(1 + m\cos\Omega t)\cos\omega t; \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ u_k(t) &= U_m\{1 + m\cos[\Omega t - (k-1)\,2\pi/n]\} \times \\ &\quad \times \cos[\omega t - (k-1)\,2\pi/n]; \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ u_n(t) &= U_m\{1 + m\cos[\Omega t - (n-1)\,2\pi/n]\} \times \\ &\quad \times \cos[\omega t - (n-1)\,2\pi/n], \end{aligned}\right\} \qquad (13)$$

где U_m — амплитуда напряжений несущей частоты ω; m — коэффициент модуляции ($m = 0 \ldots 1$).

Суммируя эти выражения, получаем

$$u_\Sigma(t) = \sum_{k=1}^{n} u_k = \sum_{k=1}^{n} U_m \cos[\omega t - (k-1)\,2\pi/n] +$$

$$+ \sum_{k=1}^{n} mU \cos[\Omega t - (k-1)\,2\pi/n]\cos[\omega t - (k-1)\,2\pi/n],$$

где первое слагаемое представляет сумму мгновенных значений напряжений немодулированной n-фазной системы и равно нулю, так как эти напряжения всегда при $n > 2$ образуют замкнутый многоугольник; второе слагаемое приводится к виду $\left\{\sum_{k=1}^{n} mU_m \cos(\omega - \Omega)\,t + \frac{1}{2} \times \sum_{k=1}^{n} mU_m \times \right.$ $\left. \times \cos[(\omega + \Omega)\,t - 2(k-1)\,2\pi/n]\right\}/2$, где вторая часть так-

же равна нулю. Следовательно, в результате суммирования получается напряжение одной боковой частоты $u_\Sigma(t) = nmU_m \cos(\omega - \Omega)\, t/2$.

В рассмотренном случае выделяется нижняя боковая частота, так как в выражении (13) был принят прямой, совпадающий, порядок чередования фаз в обеих системах — модулируемой и модулирующей. При изменении порядка чередования фаз в одной из систем напряжений, т. е. при обратном, несовпадающем, порядке чередования, будет выделяться верхняя боковая частота $u_\Sigma(t) = nmU_m \cos(\omega + \Omega)\, t/2$. Таким образом, при полной модуляции, когда $m = 1$, получаем

$$u_\Sigma(t) = nU_m \cos(\omega \mp \Omega)\, t/2. \quad (14)$$

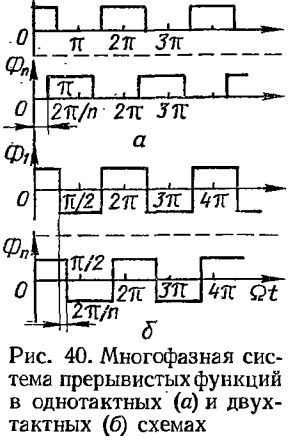


Рис. 40. Многофазная система прерывистых функций в однотактных (*а*) и двухтактных (*б*) схемах

Принципиальная возможность формирования однополосного колебания фазокомпенсационным способом на относительно больших мощностях делает его пригодным для построения мощных устройств преобразовательной техники, в которых используются ключевые элементы.

Синусоидальное напряжение с частотой $(\omega \mp \Omega)$ формируется в системе однополосной модуляции лишь при модуляции амплитуды несущего колебания по синусоидальному закону. Такая система привлекает отсутствием дополнительных частот. Однако осуществить амплитудную модуляцию по синусоидальному закону удается лишь в системах передачи информации, где КПД системы не имеет первостепенного значения, а основным требованием является качество передачи информации В мощных энергетических преобразующих устройствах, когда значение КПД очень существенно, указанный вид модуляции по синусоидальному закону практически осуществить невозможно [21].

Рассмотрим особенности формирования колебания в аналогичной системе при помощи ключевых схем. В таких схемах n-фазная система напряжений питания

$$u_1 = U_m \cos \omega t;$$

. . . . . .

$$u_k = U_m \cos[\omega t - (k-1)\, 2\pi/n]; \quad (15)$$

$$u_n = U_m \cos[\omega t - (n-1)\,2\pi/n]$$

модулируется с частотой Ω с помощью n-фазной системы прерывистых функций (рис. 40), называемых также «прямоугольный синус» или «меандр». Коммутационные функции такого типа с однофазным выходом можно представить в виде ряда Фурье для однотактных схем (рис. 40, *а*):

$$\left.\begin{aligned}
&\Phi_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\sum_{s=1}^{\infty} \sin s\frac{\pi}{2}\cos s\Omega t/s;\\
&\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\\
&\Phi_k(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\sum_{s=1}^{\infty} \sin s\frac{\pi}{2}\cos s[\Omega t \mp (k-1)\,2\pi/n]/s;\\
&\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\\
&\Phi_n(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\sum_{s=1}^{\infty} \sin s\frac{\pi}{2}\cos s[\Omega t \mp (n-1)\,2\pi/n]/s
\end{aligned}\right\} \quad (16)$$

и для двухтактных схем (рис. 40, *б*):

$$\left.\begin{aligned}
&\Phi_1(t) = \frac{4}{\pi}\sum_{s=1}^{\infty} \sin(2s-1)\frac{\pi}{2}\cos(2s-1)\,\Omega t/(2s-1);\\
&\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\\
&\Phi_k(t) = \frac{4}{\pi}\sum_{s=1}^{\infty} \sin(2s-1)\frac{\pi}{4}\cos(2s-1)[\Omega t \mp\\
&\qquad \mp (k-1)\,2\pi/n]/(2s-1);\\
&\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\\
&\Phi_n(t) = \frac{4}{\pi}\sum_{s=1}^{\infty} \sin(2s-1)\frac{\pi}{4}\cos(2s-1)[\Omega t \mp\\
&\qquad \mp (n-1)\,2\pi/n]/(2s-1).
\end{aligned}\right\} \quad (17)$$

В этих выражениях верхние знаки соответствуют прямому порядку чередования фаз, а нижние — обратному. Модуляции в данном случае соответствует умножение каждого из напряжений (15) на соответствующую КФ из выражения (16) или (17). Умножению на функцию вида (16) соответствуют периодические подключения и отключения напряжения на равные отрезки времени с частотой Ω. При умножении на функцию вида (17) можно говорить

о периодическом изменении с частотой Ω знака амплитуды (инвертировании) этого напряжения. Первое возможно в однотактных (нулевых), второе — в двухтактных (мостовых) схемах. При прямом порядке чередования фаз порядок их следования в обеих системах функций (15) и (16), (17) совпадает, а при обратном порядке — противоположен.

Напряжение на выходе схемы формируется как сумма n модулированных напряжений (рис. 39). Поэтому

$$u_\Sigma = \Phi_1(t)\,u_1 + \Phi_2(t)\,u_2 + \cdots + \Phi_n(t)\,u_n = \sum_{k=1}^{n} \Phi_k(t)\,u_k. \qquad (18)$$

Подставляя в формулу (18) выражения (15) и (16), для однотактных схем получаем

$$u_\Sigma = \sum_{k=1}^{n} \Phi_k(t)\,u_k = \frac{U_m}{n} \sum_{k=1}^{n} \cos\left[\omega t - (k-1)\frac{2\pi}{n}\right] + \frac{2U_m}{\pi} \sum_{k=1}^{n} \sum_{s=1}^{\infty} \frac{\sin s\frac{\pi}{2}}{s} \cos s\,[\Omega t \mp (k-1)\,2\pi/n] \times \cos\,[\omega t - (k-1)\,2\pi/n],$$

где первое слагаемое равно нулю, так как оно является суммой напряжений, представляющих многофазную симметричную систему, а второе слагаемое после несложных тригонометрических преобразований приводит к сумме

$$\frac{U_m}{\pi} \sum_{s=1}^{\infty} \frac{\sin s\frac{\pi}{2}}{s} \left\{ \sum_{k=1}^{n} \cos\left[(\omega + s\Omega)\,t - (1 \pm s)\,(k-1)\frac{2\pi}{n}\right] + \sum_{k=1}^{n} \cos\left[(\omega - s\Omega)\,t - (1 \mp s)\,(k-1)\frac{2\pi}{n}\right] \right\}. \qquad (19)$$

Анализ этого выражения показывает, что в фигурной скобке все составляющие, порядок которых определяется в первой сумме при прямом порядке чередования фаз (верхние знаки) числами

$$1 + s = \sigma n, \text{ т. е. } s = \sigma n - 1, \text{ где } \sigma = 1,2, \ldots, \infty, \qquad (20)$$

а при обратном порядке чередования (нижние знаки) числами

$$1 - s = -\sigma n, \text{ т, е. } s = \sigma n + 1, \text{ где } \sigma = 0, 1, 2, \ldots, \infty, \tag{21}$$

совпадают по фазе, образуя нулевую последовательность. При суммировании по k они не будут взаимно компенсироваться. Это же можно сказать о составляющих второй суммы, для которых, наоборот, при прямом порядке справедливо равенство (21), а при обратном — (20). Все остальные составляющие на каждой из частот представляют многофазную систему и при суммировании по k взаимно компенсируются. Учитывая это, после подстановки выражений (20) и (21) в соотношение (19) находим

$$u_\Sigma = \frac{n}{\pi} U_m \cos(\omega \mp \Omega) t + \\ + \frac{n}{\pi} U_m \sum_{\sigma=1}^{\infty} \frac{\sin(\sigma n \mp 1)\frac{\pi}{2}}{\sigma n \mp 1} \cos[\omega + (\sigma n \mp 1)\Omega] t + \\ + \frac{n}{\pi} U_m \sum_{\sigma=1}^{\infty} \frac{\sin(\sigma n \pm 1)\frac{\pi}{2}}{\sigma n \pm 1} \cos[\omega - (\sigma n \pm 1)\Omega] t.$$

Аналогичное выражение получим и для двухтактных схем, если в выражение (18) подставить соотношения (15) и (17). Произведя замену индексов σ на s, найденные соотношения перепишем в более компактном виде:

$$u_\Sigma = \frac{bn}{\pi} U_m \sum_{s=-\infty}^{+\infty} \frac{\sin|(bsn-1)\pi/(2b)|}{bsn-1} \cos[\omega \pm (bsn-1)\Omega] t, \tag{22}$$

где $b = 1$ для однотактных и $b = 2$ для двухтактных схем.

Таким образом, в ключевых схемах формируется напряжение, основная составляющая которого (при $s = 0$)

$$u_{0\Sigma} = nU_m \cos(\omega \mp \Omega) t/2 \tag{23}$$

совпадает с напряжением в соответствии с выражением (14), формируемым в системе однополосной модуляции по синусоидальному закону. Его частота также равна разности или сумме частоты питания и частоты модуляции и может плавно регулироваться за счет изменения Ω. Однако при этом

в ключевых схемах появляется целый ряд дополнительных составляющих на комбинационных частотах $[\omega \pm (bsn - 1)\Omega]$, и напряжение, определенное по формуле (22), на их выходе не имеет синусоидальной формы (см. рис. 23). Эти составляющие определяют искажения, возникающие за счет дискретности работы ключей в схеме.

Рассмотренный процесс, приводящий к формированию напряжений или токов суммарной и разностной частоты, и лежит в основе однократного преобразования частоты в многофазной системе. При прямом порядке чередования фаз, когда $\Omega = \omega$, основная составляющая имеет частоту $\omega - \Omega = 0$, т. е. в системе происходит выпрямление и схема представляет не что иное, как выпрямитель. Подставив $\Omega = \omega$ в выражение (22) при верхних знаках, получим напряжение на выходе выпрямителя

$$u_V = \frac{bn}{\pi} U_m \sum_{s=-\infty}^{+\infty} \frac{\sin\left(bsn - 1\right)\frac{\pi}{2b}}{bsn - 1} \cos bsn\,\omega t.$$

При однократном преобразовании, когда $\omega = 0$, схема становится обычным автономным инвертором, напряжение на выходе которого

$$u_и = \frac{bn}{\pi} U_m \sum_{s=-\infty}^{+\infty} \frac{\sin\left(bsn - 1\right)\frac{\pi}{2b}}{bsn - 1} \cos\left(bsn - 1\right)\Omega t. \quad (24)$$

Известны и другие частные случаи преобразования частоты, возможные в системе многофазной модуляции [21].

Рассмотренные выше случаи соответствуют системе с однофазным выходом (рис. 39). В более общем случае совокупность m таких систем позволяет создать m-фазный выход. Требуемый сдвиг по фазе между выходными напряжениями обеспечивается в них соответствующим относительным смещением системы питающих напряжений, определенным по формуле (15), или системы КФ, определенным по формулам (16) и (17), на требуемый угол $2\pi/m$. Такое смещение можно достигнуть сдвигом (перестановкой) питающих напряжений и сдвигом (перестановкой) КФ за счет простых переключений в схеме.

6. ОСОБЕННОСТИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ ПРИ ОДНОКРАТНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Возможность преобразования частоты переменных токов при высоком качестве энергии с хорошими технико-экономическими показателями, простота и большие функциональные возможности определяют перспективность НПЧ с ОМ и тот интерес, который проявляется к преобразователям этого типа в нашей стране и за рубежом. Принципы, положенные в основу их работы, являются общими и для других устройств: широтно-импульсных регуляторов переменного тока, фазосдвигающих устройств, источников и регуляторов реактивной мощности, симметрирующих устройств. Они представляют новое направление в силовой преобразовательной технике, основанное на модуляционных методах преобразования параметров электрической энергии переменного тока с помощью полностью управляемых электронных ключей. Создание мощных высоковольтных транзисторных ключей, полностью управляемых тиристоров и симисторов усиливает интерес к преобразователям такого типа.

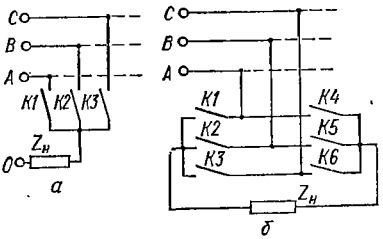


Рис. 41. Однотактная (*а*) и двухтактная (*б*) ключевые схемы НПЧ с ОМ

Анализ возможных режимов работы НПЧ с ОМ и их особенностей в первом приближении удобно проводить на основе идеализированных ключевых схем. Типичные ключевые схемы НПЧ с ОМ для наиболее распространенных трехфазных систем изображены на рис. 41. Каждый из ключей *К1 — К3* и *К1 — К6* в этих схемах характеризуется двусторонней проводимостью и может быть составлен, например, из одного симистора или двух встречно-параллельно соединенных тиристоров. В преобразовательной технике эти схемы обычно относят к нулевым (рис. 41, *а*) и мостовым (рис. 41, *б*). По функциональным признакам они являются соответственно однотактными и двухтактными. Алгоритм работы ключей схем в одной из фаз представлен табл. 2. В других фазах ключи работают в том же порядке. Создание трехфазной

Таблица 2

№ ключа	Номер интервала							
	6	1	2	3	4	5	6	1
Без регулирования b=1								
1	+	+					+	+
2			+	+				
3					+	+		
b=2								
1		+	+					
2				+	+			
3	+					+	+	
4					+	+		
5	+	+					+	+
6			+	+				
При способе ШИР b=1								
1	|+	+					|+	+
2			|+	+				
3					|+	+		
0	+|		+|		+|		+|	
b=2								
1		|+	+			+|		+
2		+|		|+	+			+|
3	+			+|		|+	+	
4			+|		|+	+		
5	|+	+			+|		|+	+
6	+|		|+	+			+|	

системы на выходе обеспечено соответствующей перестановкой линий питания. Изменения состояния ключей происходят циклически. Длительность цикла определяется частотой коммутации Ω. Каждый цикл можно разбить на bn интервалов, через которые следуют коммутации. Этот алгоритм наиболее прост: он не предусматривает способа ШИР. При способе ШИР в работе ключей образуются паузы (табл. 2). Однако цепь нагрузки не разрывается, чем обеспе-

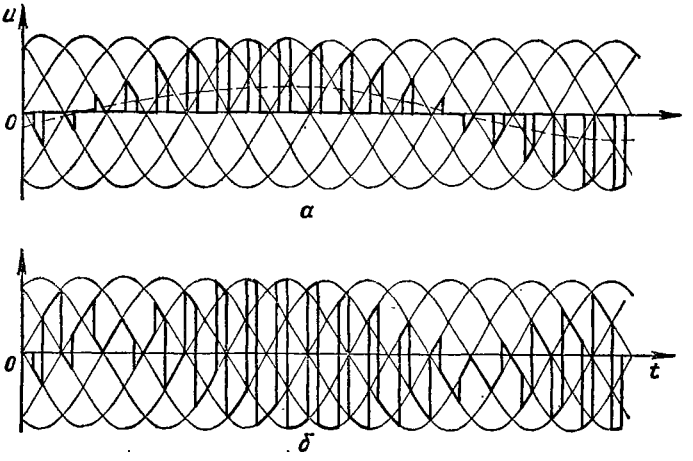


Рис. 42. Кривые выходного напряжения НПЧ с ОМ при однополярном (*а*) и двухполярном (*б*) способах ШИР

чивается возможность циркуляции энергии, запасенной в ее элементах. В схемах это осуществляется разными способами:

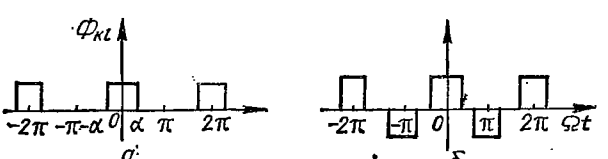
замыканием цепи нагрузки на время паузы с помощью дополнительного ключа или участка цепи (однополярное ШИР) (рис. 42, *а*);

замыканием данной фазы нагрузки на ее соседнюю фазу в нулевых схемах с многофазным выходом (однополярное ШИР);

переключением нагрузки на это время на другую фазу источника замыканием соответствующего ключа (двухполярное ШИР) (рис. 42, *б*).

Порядок подобных переключений для нулевой схемы в табл. 2 представлен строкой, соответствующей условному номеру 0. В мостовой схеме замыкание цепи нагрузки во время паузы производится включением одного из основных

ключей, находящихся на одной вертикали с ключом, остающимся включенным в это время. Указанному алгоритму работы однотактных и двухтактных трехфазно-трехфазных схем соответствуют системы КФ (рис. 43, *а*, *б*), которые мож-



а *б*

Рис. 43. Коммутационные функции для однотактной (*а*) и двухтактной (*б*) схем НПЧ с ОМ

но представить аналитически рядом Фурье в комплексной форме

$$\Phi_{kl} = \frac{b}{\pi} \sum_{s=-\infty}^{+\infty} \frac{\sin(bs-1)\alpha}{bs-1} \exp j(bs-1)\left[\Omega t \mp (k-l)\frac{2\pi}{3}\right], \tag{25}$$

где $k = 1, 2, 3$ и $l = 1, 2, 3$ — номер входной и выходной фазы НПЧ с ОМ; $b = 1$ для нулевых и $b = 2$ для мостовых схем.

Широтно-импульсное регулирование напряжения на выходе таких ПЧ осуществляется изменением угла α от 0 до $\pi/3b$.

Для приведенной системы КФ характерно равенство 0 произведения любой их комбинации:

$$\Phi_{kl}\Phi_{rl} = 0; \quad k \neq r; \quad \Phi_{kl}\Phi_{kq} = 0; \quad l \neq q;$$
$$\prod_{k=1}^{k=3} \Phi_{kl}(t) = 0; \quad \prod_{l=1}^{l=3} \Phi_{kl}(t) = 0. \tag{26}$$

Токи и напряжения на выходе преобразователя определим с помощью формул (10) и (11). Пусть на входе НПЧ с ОМ действует трехфазная ($n = 3$) система напряжений (фазных напряжений — для нулевых и линейных — для мостовых схем)

$$\left.\begin{aligned} u_{вхk} &= U_m \cos[\omega t - (k-1)2\pi/3] = \operatorname{Re}[U(j\omega; t)_{вхk}]; \\ U(j\omega; t)_{вхk} &= U_m \exp j[\omega t - (k-1)2\pi/3] \quad (k = 1, 2, 3). \end{aligned}\right\} \tag{27}$$

Тогда напряжения на его выходе находим с помощью уравнения (3), пользуясь комплексным методом: $U(j\omega; t)_{выхl} =$

$$= \sum_{k=1}^{k=3} \Phi_{kl}(t)\, U(j\omega;\ t)_{\text{вх}k} = U_m b\pi^{-1} \sum_{k=1}^{k=3} \sum_{s=-\infty}^{+\infty} \sin(bs-1)\alpha/(bs-1) \exp j\left\{[\omega + (bs-1)\Omega]\, t - \left[(k-1) \pm (k-l)(bs-1)\frac{2\pi}{3}\right]\right\}.$$

Полученное напряжение на каждой из частот представляет сумму трех векторов. Рассмотрим его аргумент. Коэффициент при $2\pi/3$ $[(k-1) \pm (k-l)(bs-1)] = k[1 \pm (bs-1)] - 1 \mp l(bs-1) = (k-1)[1 \pm (bs-1) \mp (l-1)(bs-1)]$.

В выражении (27) все спектральные составляющие на каждой из частот, для которых значение $[1 \pm (bs-1)]$ кратно трем, совпадают по фазе и при суммировании не дают 0. Все остальные гармонические составляющие представляют замкнутый треугольник и при суммировании по k взаимно компенсируются, а их сумма равна 0. Учитывая при суммировании в выражении (27) лишь составляющие, для которых $[1 \pm (bs-1)] = 3b\sigma$, т. е. $(bs-1) \pm (3b\sigma - 1)$, где $\sigma = 0, 1, 2, \ldots$, и затем вновь переходя от σ к s, находим

$$U(j\omega;\ t)_{\text{вых}l} = 3bU_m\pi^{-1} \sum_{s=-\infty}^{+\infty} \sin(3bs-1)\alpha/(3bs-1) \times$$

$$\times \exp j\{[\omega \pm (3bs-1)\Omega]\, t + (3bs-1)(l-1)2\pi/3\} =$$

$$= \sum_{s=-\infty}^{+\infty} \dot{U}_{ms\text{вых}l} \exp j[\omega \pm (3bs-1)\Omega]\, t, \qquad (28)$$

где

$$\dot{U}_{ms\text{вых}l} = U_{ms\text{вых}l} \exp j[(3bs-1)(l-1)2\pi/3]. \qquad (29)$$

В области вещественных значений

$$u_{\text{вых}l} = \text{Re}[U(j\omega;\ t)_{\text{вых}l}] =$$

$$= \sum_{s=-\infty}^{+\infty} U_{ms\text{вых}} \cos\{[\omega \pm (3bs-1)\Omega]\, t + (3bs-1)(l-1)2\pi/3\}, \qquad (30)$$

где

$$U_{ms\text{вых}} = 3b\pi^{-1}U_m \sin(3bs-1)\alpha/(3bs-1).$$

Частота основной гармоники этого напряжения в зависимости от порядка чередования фаз равна разности или сум-

ме частоты питания ω и коммутации Ω. В общем случае частоты дополнительных гармоник некратны, а следовательно, выходное напряжение является непериодической функцией. Его действующее значение

$$U_{\text{вых}} = \sqrt{\lim_{T\to\infty} T^{-1} \int_0^T \left(\sum_{k=1}^{k=3} \Phi_{kl} u_{\text{вх}k} \right)^2 dt}.$$

Учитывая свойство КФ (26), записываем

$$U_{\text{вых}} = \sqrt{\lim_{T\to\infty} T^{-1} \sum_{k=1}^{k=3} \int_0^T (\Phi_{kl} u_{\text{вх}k})^2 \, dt}. \qquad (31)$$

Так как функция Φ_{kl} принимает лишь значения 1,0 и —1, то

$$(\Phi_{kl} u_{\text{вх}})^2 = |\Phi_{kl}| u_{\text{вх}k}^2.$$

Функция Φ_{kl} представляет последовательность прямоугольных видеоимпульсов. Она в течение периода имеет значения, равные 1, в целом на протяжении $\alpha/3\alpha_{\max} = b\alpha/\pi$ его части, определяемой коэффициентом заполнения этой функции. Поэтому вместо выражения (31) можно записать

$$U_{\text{вых}} = \sqrt{\delta}\, U, \qquad (32)$$

где $\delta = \alpha/\alpha_{\max} = 0 \ \ldots \ 1$.

Полученное простое соотношение позволяет выразить действующее значение напряжения на выходе НПЧ с ОМ через действующее значение напряжения питания. С его помощью, зная из выражения (29) действующее значение основной гармоники, получаем в замкнутом виде коэффициент гармоник выходного напряжения

$$k_{ru} = \sqrt{\alpha\pi/(3b \sin^2\alpha) - 1}.$$

Он изменяется в зависимости от α при регулировании выходного напряжения. Для коэффициента искажений получим

$$k_{\text{и}} = 1/\sqrt{1 + k_{ru}^2} = \sin\alpha/\sqrt{\alpha\alpha_{\max}}.$$

Коэффициент гармоник напряжения не зависит от порядка чередования фаз и частоты коммутации и изменяется при способе ШИР. Кривые зависимости $k_{ru} = f(\alpha/\alpha_{\max})$ для мостовой схемы (кривая *1*) и нулевой (кривая *2*) по-

казаны на рис. 44. При $\alpha = \alpha_{max}$ $k_{гu}$ для этих схем соответственно равен 0,311 и 0,681. Для сравнения укажем, что в ПЧ с неявно выраженным звеном постоянного тока (кривая напряжения соответствует рис. 10, *а*) для этих же схем $k_{гu} = 0{,}35$ и 0,314. Таким образом, мостовые схемы НПЧ с ОМ имеют такой же $k_{гu}$, как НПЧ с приведенной формой выходного напряжения. Поэтому в дальнейшем, сравнивая НПЧ с ОМ с НПЧ с неявно выраженным звеном постоянного тока (двукратной модуляцией), будем иметь в виду преобразователи с такой формой напряжения.

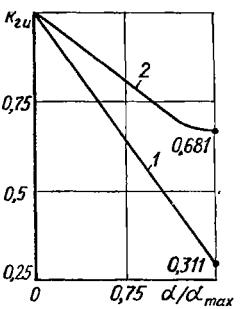


Рис. 44. График зависимости коэффициента гармоник $k_{гu}$ выходного напряжения НПЧ с ОМ от угла регулирования α

Коэффициент гармоник напряжения отражает амплитудный спектр гармонических составляющих, не давая представления о частотном спектре. Между тем частотный спектр выходного напряжения или тока имеет существенное значение для целого ряда потребителей (например, для электродвигателя переменного тока), и он может быть определяющим при выборе способа формирования кривой выходного напряжения.

Относительная частота высших гармоник для НПЧ с ОМ может быть определена по формуле

$$\nu = |(3bs - (3b s - 1)\chi)/|\chi|, \qquad (33)$$

где $\chi = \frac{\omega - \Omega}{\omega}$ — относительная выходная частота; $\omega - \Omega$ — основная гармоника выходного напряжения; $s = \begin{cases} -1, -2, \ldots, -\infty \\ 1, 2, \ldots, +\infty \end{cases}$.

Учитывая выражение (24) для НПЧ с двукратной модуляцией, получаем

$$\nu = |6s + 1|. \qquad (34)$$

Из выражений (33) и (34) видно, что в НПЧ с ОМ порядок высших гармоник зависит от относительной выходной частоты χ, а в ПЧ с двукратной модуляцией не зависит от χ.

Графики зависимости относительной частоты ν, ближайшей к основной гармонической составляющей ($s = 1$), от χ

для разных режимов работы НПЧ с ОМ показаны на рис. 45. Для сравнения нанесена прямая *7*, иллюстрирующая неизменный порядок гармоники для НПЧ с двукратной модуляцией. Как видно из графиков, ν в значительной степени зависит от режима работы НПЧ с ОМ, а также от χ и вида схемы (однотактная и двухтактная). В режиме $\Omega > \omega$ относительная частота гармоники наиболее высокая (особенно в двухтактной схеме) (кривая *1*), причем, начиная примерно с $\chi = |0{,}5|$, она резко возрастает. Такой характер зависимости $\nu = f(\chi)$ свойствен и режиму $\Omega < \omega$. Однако в последнем случае при $\chi > 0{,}5$ ν резко уменьшается, так что использование режима $\Omega < \omega$ при $\chi > 0{,}5$ нецелесообразно. Кривые *5* и *6*, начинаю-

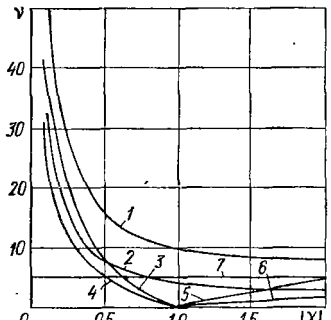


Рис. 45. Графики зависимости относительной частоты ν, ближайшей к основной гармонике напряжения, от относительной выходной частоты χ:

1 — прямой порядок чередования фаз при $\Omega > \omega$ (для двухтактной схемы); *2* — то же, для однотактной схемы; *3* — прямой порядок чередования фаз при $\Omega < \omega$ (для двухтактной схемы); *4* — то же, для однотактной схемы; *5* — обратный порядок чередования фаз для двухтактной схемы; *6* — то же, для однотактной схемы; *7* — НПЧ с двукратной модуляцией

щиеся в точке $\chi = 1$, являются как бы продолжением кривых *3* и *4*. Относительные частоты гармоник при $\chi < 2$ невысокие и использование этого режима целесообразно при более высоких выходных частотах.

Увеличение ν гармоник в выходном напряжении НПЧ с ОМ при уменьшении выходной частоты в режиме $\Omega > \omega$ — это свойство преобразователей, которое может быть использовано в тех случаях, когда при уменьшении частоты необходимо уменьшить одновременно напряжение, что связано с существенным искажением его формы. Однако одновременно с этими искажениями растет ν гармоник, что позволяет получать в активно-индуктивной нагрузке хорошую форму тока в широком диапазоне изменения частоты и напряжения. В НПЧ с двукратной модуляцией порядок гармоник не зависит от выходной частоты, поэтому в них для обеспечения хорошей формы тока в нагрузке переходят к многоимпульсным кривым с переменной структурой. Фактически в НПЧ с ОМ кривая напряжения имеет такую переменную структу-

ру, которая, однако, формируется без какого-либо усложнения алгоритма работы, естественным образом.

В схемах НПЧ с естественной коммутацией, а также с ИК и неявно выраженным звеном постоянного тока в выходном напряжении содержатся постоянные составляющие и субгармоники. В НПЧ с ОМ возможность появления постоянных составляющих и субгармоник зависит от описанных выше режимов работы. В режиме $\Omega > \omega$ их появление невозможно, так как в этом случае не выполняется равенство $\omega + (3bs - 1)\,\Omega = 0$ (условие появления постоянных составляющих) и неравенство $\omega + (3bs - 1)\,\Omega < \omega - \Omega$

Таблица 3

Формулы для определения выходных частот (отн. ед.), при которых в выходном напряжении содержатся			
постоянные составляющие		субгармоники	
Прямой порядок чередования фаз $\Omega < \omega$*			
$b = 1$	$b = 2$	$b = 1$	$b = 2$
$\chi = \left\lvert \frac{3bs}{3bs - 1} \right\rvert$, $s = -1, -2 \ldots -\infty$		$\chi \geqslant \frac{-3bs}{-2 + 3bs}$, $s = -1, -2 \ldots -\infty$	
$\frac{3}{4} \leqslant \chi \leqslant 1$	$\frac{6}{7} \leqslant \chi \leqslant 1$	$\frac{3}{5} \leqslant \chi < 1$	$\frac{3}{4} \leqslant \chi < 1$
Обратный порядок чередования фаз			
$b = 1$	$b = 2$	$b = 1$	$b = 2$
$\chi = \left\lvert \frac{3bs}{3bs - 1} \right\rvert$, $s = 1, 2 \ldots +\infty$		$\chi < \frac{3bs}{3bs - 2}$, $s = 1, 2 \ldots +\infty$	
$\frac{3}{2} \geqslant \chi > 1$	$\frac{6}{5} \geqslant \chi > 1$	$3 \geqslant \chi > 1$	$1{,}5 \geqslant \chi > 1$

* При $\Omega > \omega$ постоянные составляющие и субгармоники отсутствуют.

(условие появления субгармоник). В других режимах работы НПЧ с ОМ в кривой напряжения могут содержаться постоянные составляющие и субгармоники. Формулы для определения выходных частот χ, при которых возможно появление постоянных составляющих и субгармоник, приведены в табл. 3. Они найдены из следующих условий: $\omega \pm (3bs-1)\Omega = 0$ и $\omega \pm (3bs-1)\Omega < \omega \mp \Omega$.

Сравнивая все режимы работы НПЧ с ОМ, можно сделать вывод о том, что режим прямого чередования фаз при $\Omega > \omega$ является основным, наиболее приемлемым, так как обеспечивается высокое качество выходной энергии. В этом режиме в выходном напряжении НПЧ с ОМ отсутствуют постоянные составляющие и субгармоники во всем диапазоне изменения выходных частот.

В соответствии с соотношением (11) находим ток на выходе НПЧ с ОМ при активно-индуктивной нагрузке

$$I(j\omega;t)_{\text{вых}l} = Z_{\text{н}}^{-1}(d)\,U(j\omega;\ t)_{\text{вых}l} = \\ = \sum_{s=-\infty}^{+\infty} \dot{I}_{ms\text{вых}l} \exp j\,[\omega \pm (3bs-1)\Omega]\,t, \qquad (35)$$

где

$$\dot{I}_{ms\text{вых}l} = I_{ms\text{вых}} \exp j\left[(3bs-1)(l-1)\frac{2\pi}{3} - \varphi_{\text{н}s}\right]; \qquad (36)$$

$$I_{ms\text{вых}} = \frac{U_{ms\text{вых}}}{Z_{\text{н}}\sqrt{\cos^2\varphi_{\text{н}} + [1+3bs(1-\chi)/\chi]^2 \sin^2\varphi_{\text{н}}}}; \qquad (37)$$

$$\varphi_{\text{н}s} = \operatorname{arctg}[\omega \pm (3bs-1)\Omega]\,L_{\text{н}}/r_{\text{н}} = \\ = \operatorname{arctg}\{[1+3bs(1-\chi)/\chi]\}; \qquad (38)$$

$$Z_{\text{н}} = \sqrt{r_{\text{н}}^2 + (\omega \mp \Omega)^2 L_{\text{н}}^2};$$

$$\varphi_{\text{н}} = \operatorname{arctg}[(\omega \mp \Omega) L_{\text{н}}/r_{\text{н}}]. \qquad (39)$$

Коэффициент гармоник тока нагрузки

$$k_{\text{г}i} = \frac{1}{\sin\alpha} \times \\ \times \sqrt{\sum_{\substack{s=-\infty \\ s\neq 0}}^{s=+\infty} \frac{\sin^2(bsn-1)\alpha}{(bsn-1)^2} \cdot \frac{1}{\cos^2\varphi_{\text{н}}\left(1+3bs\dfrac{1-\chi}{\chi}\right)^2 \sin^2\varphi_{\text{н}}}}. \qquad (40)$$

Графики зависимости этого коэффициента от относительной выходной частоты χ и $\cos\varphi_н$, рассчитанные по формуле (40) для двухтактных и однотактных схем, показаны на рис. 46. С уменьшением $\cos\varphi_н$ их коэффициент гармоник резко уменьшается. Это объясняется увеличением относительной частоты ν высших гармоник. Для сравнения на рис. 46 показаны графики зависимости $k_{гi} = f(\chi)$ для НПЧ с двукратной модуляцией. Уменьшение $k_{гi}$ для этих преобразователей наблюдается только при уменьшении $\cos\varphi_н$, и от χ он не зависит.

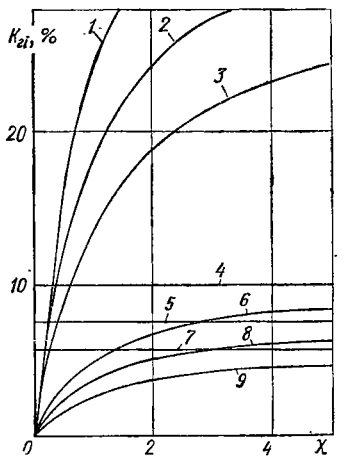


Рис. 46. Графики зависимости коэффициента гармоник тока нагрузки от относительной частоты при разных $\cos\varphi_н$ для схем:
1, 2, 3 — однотактной; *6, 8, 9* — двухтактной; *4, 5, 7* — ПЧ с двукратной модуляцией (*1, 4, 6* — $\cos\varphi_н = 0{,}9$; *2, 5, 8* — $\cos\varphi_н = 0{,}8$; *3, 7, 9* — $\cos\varphi_н = 0{,}6$)

Действующее значение тока нагрузки можно выразить через коэффициент гармоник $I_{вых} = 3b\sin\alpha\sqrt{1 + k_{гi}^2}/\pi$ или через действующее значение входного тока $I_{вых} = I_{вх}\sqrt{n/m}$, где n, m — число соответственно входных и выходных фаз.

Токи на входе преобразователя определим с помощью соотношения (12). Для этого используем выражение (35). При числе фаз $m = 3$ на выходе НПЧ с ОМ получим $I(j\omega;\ t)_{вхk} = \sum_{l=1}^{3} \Phi_{kl}(t)\, I(j\omega;\ t)_{выхl}$. Подставив в это соотношение выражения (25) и (35) — (39), определим

$$I(j\omega;\ t)_{вхk} = \frac{3b^2U_m}{\pi^2 Z_н} \times$$

$$\times \sum_{l=1}^{3} \sum_{s=-\infty}^{+\infty} \sum_{\sigma=-\infty}^{+\infty} \frac{\sin(b\sigma - 1)\alpha \sin(3bs - 1)\alpha}{(b\sigma - 1)(3bs - 1) \times} \times$$

$$\times \sqrt{\cos^2\varphi_н + [1 + 3bs(1 - \chi)/\chi]^2 \sin^2\varphi_н}$$

$$\times \exp j\,[\{\omega + [(b\sigma - 1) \pm (3bs - 1)]\,\Omega\}\, t +$$

$$+ [\mp(b\sigma - 1)(k - l) + (3bs - 1)(i - 1)]\, 2\pi/3 - \varphi_{нs}], \quad (41)$$

Рассмотрим аргумент полученного выражения. Коэффициент $[(b\sigma - 1) \pm (3bs - 1)]$ при Ω для любых значений s представляет бесконечную последовательность чисел

$$[(b\sigma - 1) \pm (3bs - 1)] = \pm b\varkappa, \tag{42}$$

где $\varkappa = -\infty, \ldots, 0, \ldots, +\infty$.

Отсюда следует, что

$$(b\sigma - 1) = \mp (3bs - b\varkappa - 1). \tag{43}$$

Коэффициент при $2\pi/3$ в выражении (41)

$$\mp (b\sigma - 1)(k - l) + (3bs - 1)(l - 1) =$$

$$= \pm [(b\sigma - 1) + (3bs - 1)](l - 1) \mp (b\sigma - 1)(k - 1) \tag{44}$$

Использовав выражения (42) — (44), выражение (41) перепишем в виде

$$I(j\omega;\ t)_{\text{вх}k} = \frac{3b^2 U_m}{\pi^2 Z_\text{н}} \times$$

$$\times \sum_{l=1}^{3} \sum_{s=-\infty}^{+\infty} \sum_{\varkappa=-\infty}^{+\infty} \frac{\sin(3bs - b\varkappa - 1)\alpha \sin(3bs - 1)\alpha}{(3bs - b\varkappa - 1)(3bs - 1) \times} \times$$

$$\times \sqrt{\cos^2 \varphi_\text{н} + [1 + 3bs(1 - \chi)/\chi]^2 \sin^2 \varphi_\text{н}}$$

$$\times \exp j[(\omega \pm b\varkappa\Omega)t + b\varkappa(l - 1)2\pi/3 -$$

$$- (b\varkappa + 1)(k - 1)2\pi/3 - \varphi_{\text{нs}}].$$

При суммировании по l в этом выражении все составляющие с $\varkappa$, некратными 3, взаимно компенсируются. Поэтому после суммирования можно записать

$$I(j\omega;\ t)_{\text{вх}k} = \sum_{\varkappa=-\infty}^{+\infty} \dot{I}_{m\varkappa\text{вх}k} \exp j(\omega \pm 3b\varkappa\Omega)t, \tag{45}$$

где

$$\dot{I}_{m\varkappa\text{вых}k} = \dot{I}_{m\varkappa\text{вх}} \exp j[-(b\varkappa + 1)(k - 1)2\pi/3 - \varphi_\varkappa];$$

$$I_{m\varkappa\text{вх}} = (3b)^2 U_m \sqrt{A_\varkappa^2 + B_\varkappa^2}/(\pi^2 Z_\text{н}); \tag{46}$$

$$\varphi_\varkappa = \operatorname{arctg}(B_\varkappa/A_\varkappa); \tag{47}$$

$$A_\varkappa = \sum_{s=-\infty}^{+\infty} \frac{\sin(3bs - b\varkappa - 1)\alpha \sin(3bs - 1)\alpha \cos\varphi_\text{н}}{(3bs - b\varkappa - 1)(3bs - 1)\{\cos^2\varphi_\text{н} + [1 + 3bs(1 - \chi)/\chi]^2 \sin^2\varphi_\text{н}\}};$$

$$B_\varkappa =$$

$$= \sum_{s=-\infty}^{+\infty} \frac{\sin(3bs - b\varkappa - 1)\alpha \sin(3bs - 1)\alpha [1 + 3bs(1 - \chi)/\chi] \sin\varphi_\text{н}}{(3bs - b\varkappa - 1)(3bs - 1)\{\cos^2\varphi_\text{н} + [1 + 3bs(1 - \chi)/\chi]^2 \sin^2\varphi_\text{н}\}}.$$

Частоты дополнительных гармоник в первичном токе определяются лишь частотой коммутации Ω, числом фаз на выходе и построением силовой схемы. Значения частот, Гц, появляющихся в спектре первичных токов НПЧ с ОМ с частотой питания 50 Гц при разных частотах коммутации, приведены в табл. 4. Характерно, что наличие гармоник

Таблица 4

$\frac{\Omega}{2\pi}$	$\frac{\omega-\Omega}{2\pi}$	$\frac{\omega+\Omega}{2\pi}$	$\frac{1}{2\pi}\lvert\omega \pm 3b\varkappa\Omega\rvert$									
			$\varkappa=0$	$\varkappa=1$		$\varkappa=2$		$\varkappa=3$		$\varkappa=4$	
				Прямой	Обратный	Прямой	Обратный	Прямой	Обратный	Прямой	Обратный
				$b=1$							
450	400	500	50	2750	2650	5450	5350	8150	8050	10 850	13 550
350	300	400	50	2150	2050	4250	4150	6350	6250	8450	10 550
250	200	300	50	1550	1450	3050	2950	4550	4450	6050	7550
150	100	200	50	950	850	1850	1750	2750	2650	3650	4550
100	50	150	50	650	550	1250	1150	1850	1750	2450	3050
50	0	100	50	350	250	650	550	950	850	1250	1550
35	15	85	50	260	160	470	370	680	580	890	1100
25	25	75	50	200	100	350	250	500	400	650	800
				$b=2$							
450	400	500	50	1400	1300	2750	2650	4100	4000	5450	5350
350	300	400	50	1100	1000	2150	2050	3200	3100	4250	4150
250	200	300	50	800	700	1550	1450	2300	2200	3050	2950
150	100	200	50	500	400	950	850	1400	1300	1850	1750
100	50	150	50	350	250	650	550	950	850	1260	1150
50	0	100	50	200	100	350	250	500	400	650	550
35	15	85	50	155	55	260	160	365	265	460	360
25	25	75	50	125	25	200	100	275	175	350	250

в токе нагрузки в соответствии с выражением (35), порядок которых определяется числом s, не оказывает влияния на порядок гармоник первичных токов. При любой реактивной нагрузке частоты в спектре первичных токов определяются суммой $(\omega \pm 3b\varkappa\Omega)$, в которой отсутствует число s. Так, например, при синусоидальном токе на выходе ($s = 0$), что можно обеспечить установкой фильтра, выражение для первичных токов принимает вид, отличающийся от соотношения (45) лишь амплитудами и фазами гармоник. В то же время амплитуды и фазы согласно выражениям (46) и (47) дополнительных первичных токов существенно зави-

сят от величины углов $\varphi_{нs}$ и порядка s гармоник тока нагрузки. Если установить на выходах преобразователя частотно-избирательные цепи (фильтры), обеспечивающие протекание через его выходные зажимы дополнительных токов на определенных частотах или, наоборот, подавление некоторых частот, то будет возможно изменять гармонический состав первичных токов, воздействуя таким образом на амплитуду и фазу их гармоник.

При способе ШИР выходного напряжения за счет изменения α новые гармоники в составе первичных токов также не появляются. Происходят лишь изменения амплитуд и фаз гармоник токов. При достаточно большой частоте коммутации Ω ближайшие к основной частоте ω боковые гармоники значительно удаляются. В этих случаях НПЧ с ОМ генерирует в сеть высокочастотные составляющие. Однако при значениях Ω, когда $\omega \pm 3b\varkappa\Omega = 0$, в первичных токах появляются постоянные составляющие, а при $\omega \pm 3b\varkappa\Omega \approx \omega$ — гармоники, очень близкие к основной. При определенных значениях Ω возможно также появление и субгармоник.

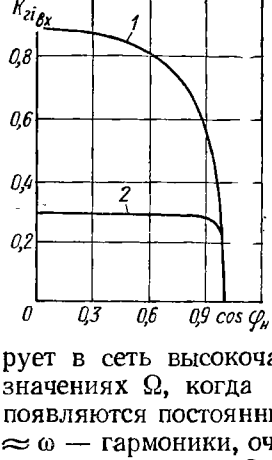


Рис. 47. Графики зависимости коэффициента гармоник первичного тока при $\chi = 8$ от cos $\varphi_н$:
1 — однотактная схема; *2* — двухтактная схема

Коэффициент гармоник первичного тока НПЧ с ОМ

$$k_{ri} = \sqrt{\sum_{\substack{\varkappa=-\infty \\ \varkappa\neq 0}}^{+\infty} I_\varkappa^2 / I_0^2} = \sqrt{\sum_{\substack{\varkappa=-\infty \\ \varkappa\neq 0}}^{+\infty} (A_\varkappa^2 + B_\varkappa^2)/(A_0^2 + B_0^2)}$$

зависит как от числа s, углов $\varphi_{нs}$, так и от значения угла α. Графики зависимости этого коэффициента от cos $\varphi_н$ при работе НПЧ с ОМ на индуктивную нагрузку с $\alpha = \alpha_{max}$ изображен на рис. 47. Как следует из графиков, коэффициент гармоник $k_{ri_{вх}}$ при изменении cos $\varphi_н$ от 0 до 0,8 изменяется мало. При синусоидальном токе в нагрузке ($s = 0$)

$$k_{ri_{вх}} = \sqrt{\sum_{\substack{\varkappa=-\infty \\ \varkappa\neq 0}}^{+\infty} \sin^2 (3b\varkappa + 1)\,\alpha / [(3b\varkappa + 1)^2]}\,/\sin\alpha,$$

что полностью соответствует распределению амплитуд гармоник в спектре выходного напряжения согласно выражению (31). Учитывая это, на основании соотношения (32) для синусоидального тока в нагрузке можно записать

$$k_{\text{гі вх}} = k_{\text{гu}} = \sqrt{\alpha\pi/(3b\sin^2\alpha) - 1}.$$

При емкостной нагрузке искажения первичных токов настолько велики, что делает невозможным работу НПЧ с ОМ на нее.

При активной нагрузке, когда $\alpha = \alpha_{\max} = \text{const}$, на входе НПЧ с ОМ потребляются синусоидальные токи.

При индуктивной нагрузке ток на выходе НПЧ с ОМ практически синусоидален. Поэтому в выражении (46) можно с достаточной точностью ограничиться лишь членом с $s = 0$. Тогда для амплитуды первичного тока получим $I_{m0\text{вх}} = 3b^2U_m \sin^2\alpha/(\pi^2 Z_{\text{н}})$, а начальная фаза основной гармоники

$$\varphi_0 = \operatorname{arctg}\sin\varphi_{\text{н}}/\cos\varphi_{\text{н}} = \varphi_{\text{н}} = \operatorname{arctg}|(\omega \mp \Omega) L_{\text{н}}/r_{\text{н}}|. \quad (48)$$

Из выражения (48) вытекает следующее свойство НПЧ с ОМ: при прямом порядке чередования фаз с $\Omega > \omega$ угол сдвига между напряжением питания и основной гармоникой первичного тока отрицательный, т. е. преобразователь генерирует в сеть реактивную мощность, а при обратном порядке чередования фаз — потребляет. Как показывает анализ, численно реактивная мощность на первичной стороне НПЧ с ОМ практически равна реактивной мощности нагрузки. Таким образом, НПЧ с ОМ не только не ухудшают общий $\cos\varphi$ системы, от которой они питаются, но могут быть использованы для его повышения.

Глава II

ТИРИСТОРНЫЕ СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ С ОДНОКРАТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

1. РАЗНОВИДНОСТИ СХЕМ

Разработка НПЧ с ОМ основана на использовании полностью управляемых ключей переменного тока, хотя известна возможность создания схем и с естественной

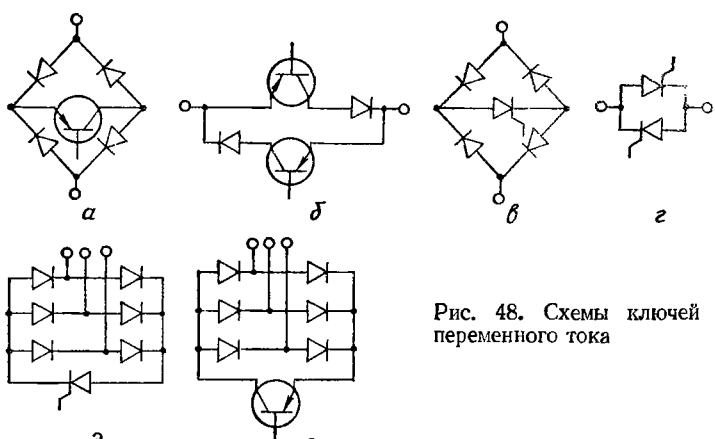


Рис. 48. Схемы ключей переменного тока

коммутацией, работающих при определенных соотношениях частот сети и управления [49]. Можно выделить три основных вида полупроводниковых ключей переменного тока, на которых строятся НПЧ с ОМ (рис. 48). При низких частотах управления для построения НПЧ с ОМ возможно также применение магнитного усилителя в ключевом режиме в качестве силового коммутатора [32].

Построение схем НПЧ с ОМ на ключах переменного тока (рис. 48, *а* — *г*) принципиально не требует применения трансформаторов, в то же время схемы рис. 48, *д*, *е* применяются только в сочетании с трансформаторами. Силовая часть схем с транзисторными ключами отличается лишь системами управления, структурная схема которых опре-

деляется в основном назначением ПЧ. Схемы с тиристорными ключами весьма разнообразны, что связано с наличием в них устройств искусственной коммутации. В зависимости от типа применяемых ключевых элементов схемы НПЧ с ОМ можно разделить на три группы:

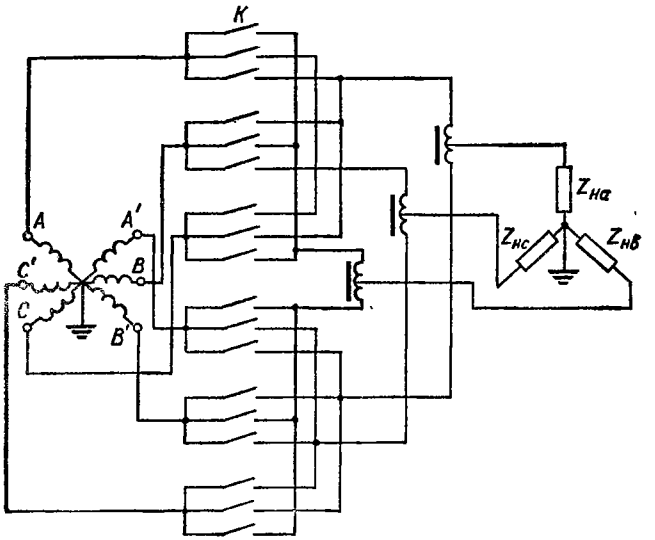


Рис. 49. Схема НПЧ с ОМ на диодно-транзисторных ключах переменного тока

1) диодно-тиристорные (диодно-транзисторные);

2) трансформаторно-тиристорные (трансформаторно-транзисторные);

3) тиристорные.

Схема НПЧ с ОМ [53], в которой шестифазный генератор соединяется с нагрузкой с помощью восемнадцати ключей K переменного тока рис. 48, *а*, показана на рис. 49. Ключи с заданной частотой Ω циклически на равные промежутки времени подключают нагрузку к фазам питающего генератора. Одновременно находятся во включенном состоянии шесть ключей. Время, в течение которого они замкнуты, составляет $T_к/6$, где $T_к$ — период коммутации.

Трансформаторно-транзисторная схема показана на рис. 50, *а* [9]. Транзисторные ключи *К1* и *К2* с заданной частотой периодически переключаются так, что на вторичной обмотке трансформатора T изменяется знак (фаза)

напряжения. Кривая выходного напряжения изображена на рис. 50, *б*. Здесь происходит процесс модуляции без выделения полезного сигнала фазокомпенсационным способом. Поэтому в спектре выходного напряжения в данном ПЧ

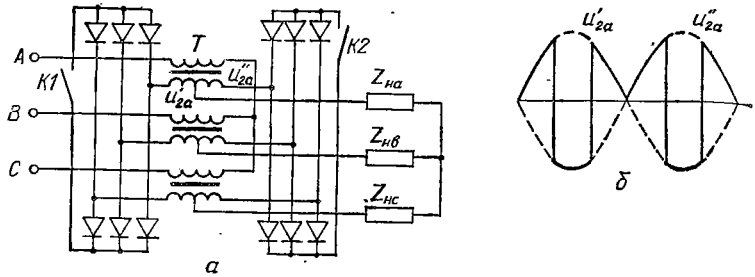


Рис. 50. Простая трансформаторно-транзисторная схема НПЧ с ОМ (*а*) и кривая выходного напряжения (б)

содержатся верхняя и н жняя боковые частоты и соответствующие им высшие гармонические составляющие. В связи с этим такие ПЧ применяют только для преобразования высокой входной частоты в низкую выходную. Например, если необходимо получить на выходе частоту 50 Гц, то выбрав частоту питания $f = 1050$ Гц и частоту коммутации $f_к = 1000$ Гц, получим верхнюю боковую частоту $f + f_к = 2050$ Гц, что в 41 раз больше нижней боковой частоты (50 Гц). При активно-индуктивной нагрузке верхней боковой частотой практически можно пренебречь. Чем больше разность между входной и выходной частотами, тем качественнее преобразование частоты в таких устройствах.

Схема НПЧ, в которой в качестве коммутатора используется магнитный усилитель (МУ) *А1 — А3*, работающий

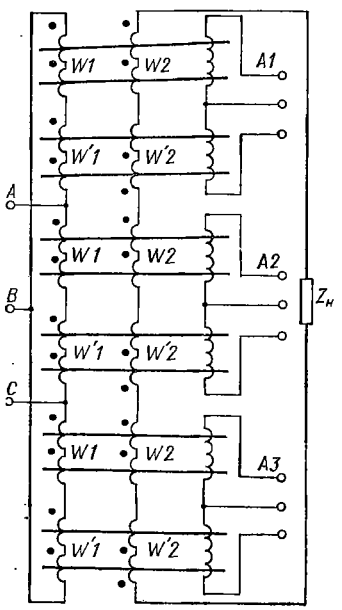


Рис. 51. Схема НПЧ с ОМ на магнитных усилителях

в ключевом режиме, показана на рис. 51. Процесс модуляции происходит, как и в схеме рис. 50, однако выделение одной из боковых частот $f - f_к$ или $f + f_к$ производится фазокомпенсационным способом, так что в нагрузке одна из боковых частот оказывается подавленной. Пределы изменения частоты в таком ПЧ ограничиваются инерционностью МУ, поэтому работа ПЧ возможна лишь при низких частотах модуляции, т. е. при $\Omega < \omega$. Последнее приводит к тому, что в спектре выходного напряжения формируются дополнительные составляющие с частотами, близкими к основной частоте. Это затрудняет фильтрацию и снижает качество энергии на выходе, а при $\Omega \ll \omega$ делает фильтрацию обычными методами практически невозможной.

Рассмотренные схемы, несмотря на их недостатки, явились толчком к появлению новых, более совершенных, но в большинстве случаев и более сложных НПЧ с ОМ.

2. СХЕМЫ С ДИОДНО-ТИРИСТОРНЫМИ КЛЮЧАМИ

В схемах НПЧ с ОМ с диодно-тиристорными ключами (см. рис. 48, *в*) используются УК:

1) без применения вспомогательных тиристоров, когда выключение выходящего из работы силового тиристора производится при включении очередного тиристора;

2) с применением вспомогательных тиристоров, когда работа УК не зависит от работы силовых тиристоров.

В первом случае ПЧ отличается меньшим числом полупроводниковых элементов и более простой системой управления. Рассмотрим две такие схемы. Схема с конденсаторным выключением тиристоров [2] показана на рис. 52. Нагрузка в каждой выходной фазе подключается поочередно к фазам питания с помощью трех тиристорных ключей, состоящих из тиристоров *V*1 — *V*3 (фаза *A*), *V*4 — *V*6 (фаза *B*), *V*7 — *V*9 (фаза *C*) в диагоналях диодных мостов. Выключение любого тиристора осуществляется следующим образом. Предположим, включены тиристоры *V*1, *V*4, *V*7. При этом конденсаторы *C*1, *C*13 и *C*16 имеют полярность, показанную на рис. 52. При включении следующих по очередности силовых тиристоров, например *V*2, *V*5 и *V*8, к тиристорам *V*1, *V*4 и *V*7 прикладывается обратное напряжение, действующее на обкладках конденсаторов *C*1, *C*13

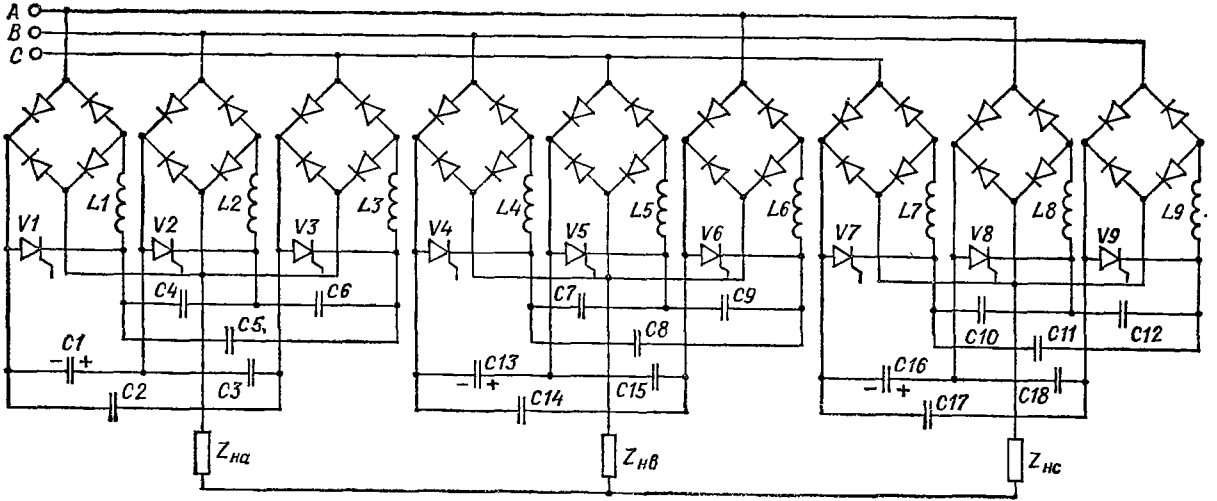


Рис. 52. Схема НПЧ с ОМ на диодно-тиристорных ключах

и $C16$ (минус конденсаторов — непосредственно, а плюс — через развязывающие конденсаторы $C4$, $C7$, $C10$). Аналогично выключаются тиристоры $V2$, $V5$, $V8$ и $V3$, $V6$, $V9$. В ПЧ применяется параллельная коммутация с ограниченным обратным напряжением: после выключения силового тиристора перезаряд коммутирующего конденсатора продолжается по цепи, независимой от нагрузки, через дроссели $L1$ — $L9$ и диоды силового моста. Падение напряжения на этих диодах является обратным напряжением для выключаемого силового тиристора. Процессы в УК зависят от работы силовых тиристоров. Такая взаимосвязь работы УК и силовых тиристоров неизбежно приводит к перекрытию фаз питания на интервале коммутации. Для ограничения тока в короткозамкнутых контурах необходима установка на входе ПЧ токоограничивающих дросселей. Энергия, накапливаемая во входных дросселях в течение коммутационного процесса, переходит в УК, увеличивается напряжение на коммутирующих конденсаторах и на элементах схемы ПЧ. Это является недостатком данной схемы ПЧ.

Схема НПЧ с ОМ, но с трансформаторным выключением тиристора [55], показана на рис. 53. Здесь поочередно включаются три тиристора $V1$, $V4$, $V7$; $V2$, $V5$, $V8$; $V3$, $V6$, $V9$. Выключение любого тиристора происходит при включении следующих по очередности тиристоров. Предположим, включены тиристоры $V1$, $V4$, $V7$. Конденсаторы $C2$, $C3$, $C5$, $C6$, $C8$, $C9$ имеют полярность, показанную на рис. 53. При включении следующих трех тиристоров, например $V2$, $V5$ и $V8$, конденсаторы $C2$, $C5$ и $C8$ разряжаются по цепям $C2V2L2$, $C5V5L5$ и $C8V8L8$. В катушках индуктивности $L1$, $L4$ и $L7$ наводятся ЭДС, которые прикладываются к тиристорам $V1$, $V4$, $V7$ в обратном направлении. Последние выключаются. В схеме предусмотрена дополнительная обмотка $L10$, закороченная через диод $V10$ стабилитроном $V11$, что предотвращает накопление заряда на коммутирующих конденсаторах. Недостаток такого способа ограничения напряжения на емкости — увеличение потерь в ПЧ. Как и в предыдущей схеме, в данном ПЧ также наблюдаются «перекрытия» и связанные с ним перенапряжения.

Схема НПЧ, в которой применен общий УК [35], показана на рис. 54. Это позволяет уменьшить число коммутирующих конденсаторов по сравнению с предыдущими схемами, увеличить степень их использования. В схему дополнительно включены распределительные диоды $V10$ — $V27$

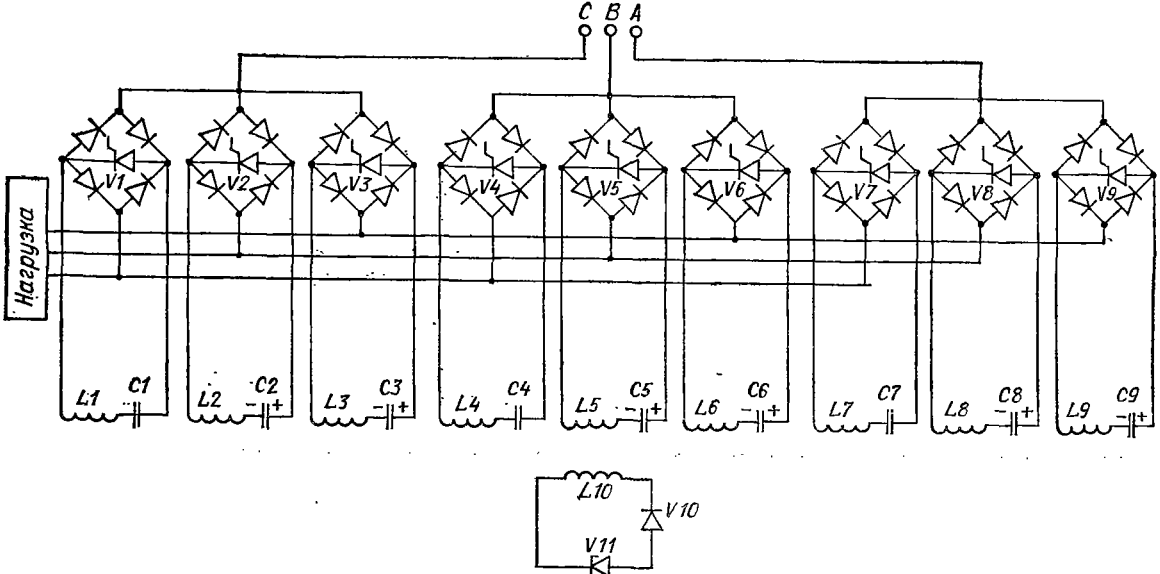


Рис. 53. Схема НПЧ с ОМ на диодно-тиристорных ключах с трансформаторным выключением гиристоров

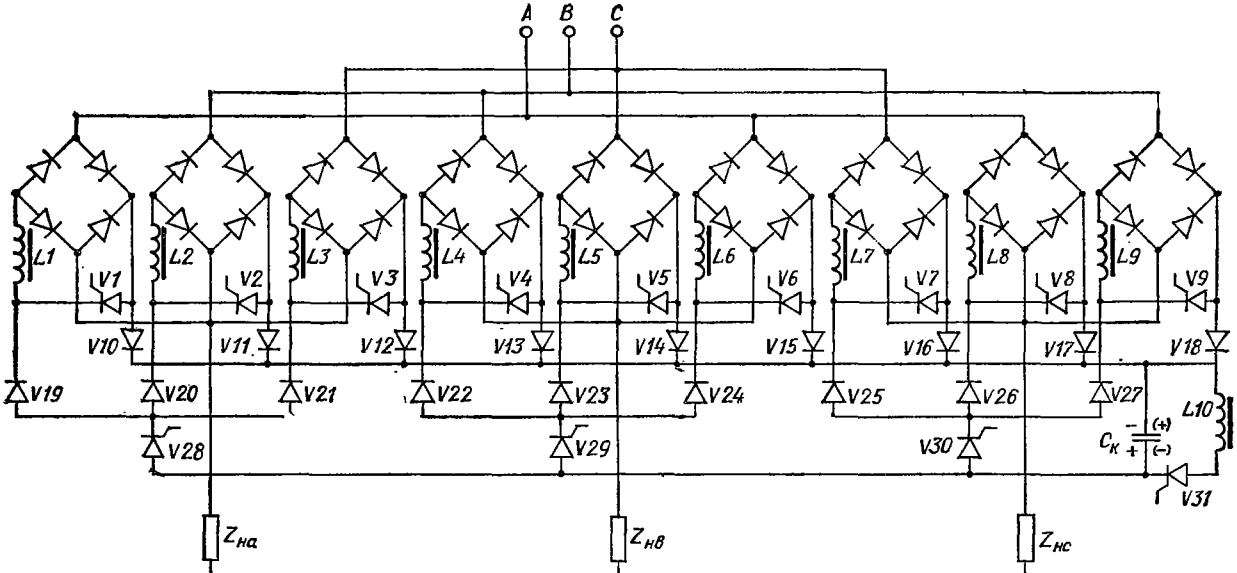


Рис. 54. Схема НПЧ с ОМ на диодно-тиристорных ключах с общим узлом коммутации

и тиристоры *V28 — V30*, зарядная цепь, состоящая из дросселя *L10* и тиристора *V31*. Для выключения любого силового тиристора (*V1 — V9*) нет необходимости включения очередного из них, достаточно включить тиристоры *V28 — V30*. Таким образом, процессы в УК не зависят от работы силовых тиристоров. Это позволяет избежать перекрытия питающих фаз, которые происходили в ранее описанных схемах, введением задержки на включение очередного силового тиристора. Для восстановления исходной полярности напряжения на коммутирующем конденсаторе $C_к$ предусмотрен нерабочий цикл его перезаряда (знаки заряда показаны без скобок). В схеме интенсивно накапливается заряд на конденсаторе, но применить эффективный способ ограничения напряжения на нем трудно.

Все описанные схемы отличаются весьма простой системой управления. К числу их существенных недостатков, кроме указанных выше, относится относительно большое число силовых элементов, повышенные потери мощности в них.

3. ТРАНСФОРМАТОРНО-ТИРИСТОРНЫЕ СХЕМЫ

Из всех известных схем НПЧ с ОМ эта группа преобразователей отличается наименьшим числом тиристоров и наиболее простой системой управления. В ПЧ такого типа обычно не используются вспомогательные тиристоры, так как применить отдельное коммутирующее устройство в них трудно и нерационально вследствие малого числа силовых тиристоров.

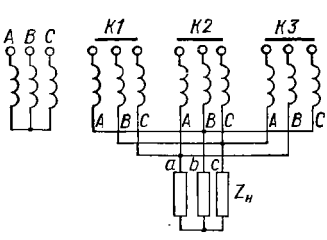


Рис. 55. Схема, поясняющая принцип работы трансформаторно-тиристорных схем НПЧ с ОМ

Выходное напряжение ПЧ (рис. 55) формируется периодическим замыканием и размыканием с помощью ключей *K1*, *K2* и *K3* нейтралей трехфазных обмоток, соединенных в определенной последовательности с нагрузкой. Нагрузка подключается к выходным зажимам трех вторичных трехфазных обмоток трансформатора преобразователя. Напряжение на нагрузке появляется только при замы-

кании одного из трех ключей *К1*, *К2* или *К3*. При включении ключей к фазам нагрузки оказываются приложенными напряжения, приведенные в табл. 5. Таким образом, при каждом последующем замыкании ключа трехфазная система напряжений на нагрузке сдвигается на 120°. Форма выходного напряжения в такой схеме соответствует форме напряжения однотактной схемы ПЧ (см. рис. 23). Рассматриваемые схемы НПЧ с ОМ отличаются в основном схемой выключения тиристоров. Как и в схемах на диодно-тиристорных ключах, здесь применяется конденсаторная (рис. 56, *а*, *б*) и трансформаторная (рис. 56, *в*) схемы выключения.

Таблица 5

Напряжение на нагрузке	Напряжения, прикладываемые к нагрузке при замыкании ключей		
	К1	*К2*	*К3*
u_{ab}	u_{CA}	u_{AB}	u_{BC}
u_{bc}	u_{AB}	u_{BC}	u_{CA}
u_{ca}	u_{BC}	u_{CA}	u_{AB}

Для момента времени, когда *К2* замкнут, а *К1* и *К3* разомкнуты, конденсаторы *С1* — *С6* заряжены, как показано на рис. 56, *а*. При включении ключа *К3* конденсаторы *С3* — *С6* перезаряжаются, при этом выключается тиристор в ключе *К2*. Дальнейший перезаряд происходит через диодный мост ключа *К2*. Ключ *К4* используется для замыкания нагрузки при широтно-импульсном способе регулирования выходного напряжения.

В цепь заряда и перезаряда коммутирующих конденсаторов входит источник постоянного напряжения (выход трехфазных диодных мостов ключей *К1* — *К3*). Происходит интенсивное накопление заряда на конденсаторах, поэтому в схеме ПЧ должны быть предусмотрены меры по ограничению перенапряжений. Принцип действия схемы рис. 56, *б* аналогичен описанной. В схеме рис. 56, *б* шесть основных ключей. Это позволяет в нагрузке сформировать кривую напряжения, по форме соответствующую кривой двухтактных (мостовых) схем ПЧ (см. рис. 23, *а* — *в*).

Схема с трансформаторным выключением тиристора [51] изображена на рис. 56, *в*. Ключ содержит *LC*-контур, причем обмотки дросселей разных ключей размещены на одном сердечнике. Предварительно заряженный конденсатор при включении тиристора разряжается на дроссель, импульс напряжения наводится в других обмотках дросселей.

Выходящий из работы тиристор выключается. Система управления у этих ПЧ простая, а качество входной и выходной электрической энергии у них такое же, как у всех других НПЧ с ОМ. Однако в этих схемах применяются специальные многообмоточные трансформаторы. Кроме того,

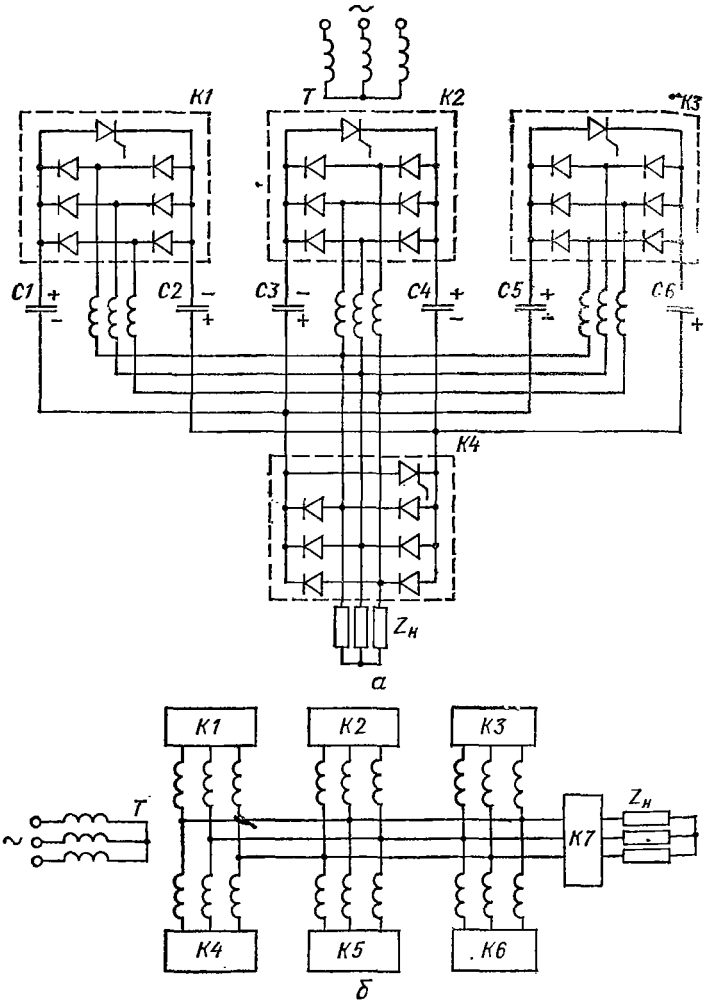


Рис. 56. Трансформаторно-тиристорная схема НПЧ с ОМ одно иием тиристора (*в*)

установленная мощность силовых элементов ПЧ значительна. Последнее можно подтвердить простым расчетом элементов схемы на рис. 56, *а*, *б* с использованием формул, полученных в работе [51].

Напряжение на коммутирующем конденсаторе, которое является обратным напряжением для тиристора,

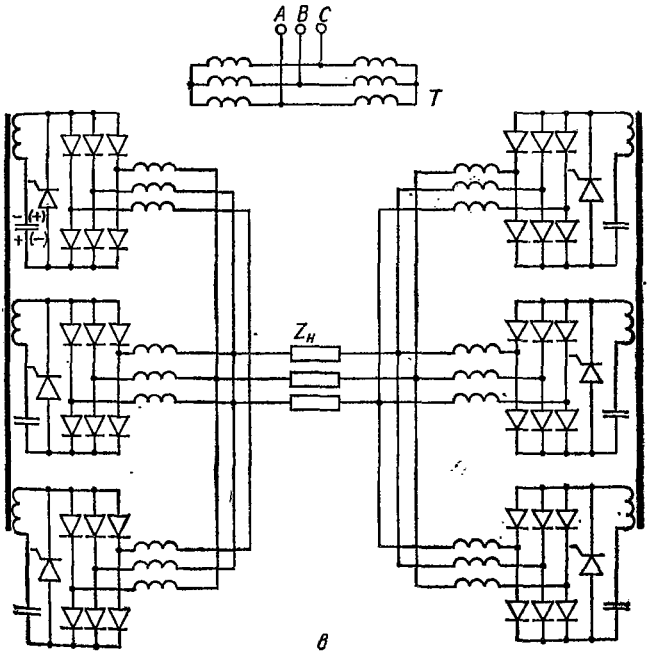
$$U_C = 3\sqrt{2}\,U_{\text{тр}} = U_{\text{т}}, \tag{49}$$

где $U_{\text{тр}}$ — действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Действующее значение основной гармоники выходного напряжения для двухтактной схемы НПЧ с ОМ (см. формулу (31)) $U_1 = 3\sqrt{3}U_{\text{тр}}/\pi$. С учетом формулы (49) обратное напряжение на тиристоре запишем в виде

$$U_T = \sqrt{2}\,\pi U_1/\sqrt{3}. \tag{50}$$

Каждый тиристор в схеме, проводящий 1/3 периода, нагружен суммарным током трех фаз нагрузки, поэтому



тактная (*а*); двухтактная (*б*) и с трансформаторным выключе-

средний ток тиристора без учета высших гармоник

$$I_{т.ср} = \sqrt{2}\, I_1/\pi, \qquad (51)$$

где I_1 — действующее значение основной гармоники тока нагрузки. Суммарная установленная мощность тиристоров $P_т = 6U_т I_т$. Приведенная установленная мощность (отношение установленной мощности элементов преобразователя к его выходной мощности) с учетом выражений (50) и (51) $S = 6U_т I_{т.ср}/(3U_1 I_1) \approx 2{,}31$. Полученная величина несколько больше приведенной установленной мощности трехфазного мостового выпрямителя ($S_в \approx 2{,}1$). Определим приведенную установленную мощность выпрямительных мостов в ключах. Обратное напряжение на диодах $U_д = \sqrt{6}U_{тр} = \pi U_1/(3\sqrt{3})$. Средняя величина тока в диодах с учетом выражения (51) $I_{д.ср} = I_д/3 = \sqrt{2}I_1/(3\pi)$. Приведенная установленная мощность всех диодов выпрямителей схемы $S_д = 36U_д I_д/(3U_1 I_1) \approx 3{,}3$. Таким образом, суммарная приведенная установленная мощность всех силовых полупроводниковых элементов $2{,}31 + 3{,}3 \approx 5{,}6$. Полученное значение в действительности несколько занижено, так как в расчетах не учитывался ток коммутации (заряд — разряд конденсатора), протекающий через тиристор и через выпрямитель.

4. СХЕМЫ С ТИРИСТОРНЫМИ КЛЮЧАМИ

Рассмотренные схемы НПЧ с ОМ при простоте систем управления обладают существенными недостатками: относительно большой установленной мощностью силового оборудования и повышенными потерями мощности. В тех случаях, когда предпочтение отдается простоте в ущерб некоторым технико-экономическим показателям, применяют такие НПЧ с ОМ. С ростом мощности, когда энергетические показатели приобретают первостепенное значение, необходима оптимизация схем НПЧ с ОМ, которые бы удовлетворяли требованиям мощных энергетических установок.

Перечисленные выше недостатки рассмотренных схем обусловлены применяемыми ключами переменного тока. Наиболее экономичны ключи, изображенные на рис. 48, *г*. Поэтому более оптимальными являются схемы НПЧ с ОМ, построенные именно на таких ключах. Можно в связи

с этим использовать силовые схемы НПЧ с естественной коммутацией, снабженные устройствами искусственной коммутации для реализации заданного алгоритма управления. Наиболее сложной задачей в НПЧ с ОМ такого типа является осуществление ИК тиристоров по возможности простыми средствами. Все многообразие схем этих НПЧ с ОМ обусловливается способом введения искусственной коммутации и схемами УК.

Построение УК для тиристорных НПЧ с ОМ соответствует основным принципам, изложенным в гл. I. Однако, кроме перечисленных ранее признаков УК, для НПЧ с ОМ можно ввести дополнительные, связанные со спецификой их построения. В отличие от некоторых других НПЧ с ИК они строятся на ключах переменного тока. Если таковыми являются два встречно-параллельно включенных тиристора, то импульсы управления подаются на оба тиристора, чем обеспечивается автоматически в любой момент времени двусторонняя связь нагрузки и сети. Для выключения ключа возможны два подхода.

1. Определение в ключе тиристора, который в момент коммутации проводит ток, и подача на него обратного напряжения от УК.

2. Подача обратного напряжения сразу на оба тиристора без определения того, какой проводит ток.

В зависимости от выбранного вида коммутации тиристорные НПЧ с ОМ можно разделить на две группы:

1) преобразователи частоты с избирательной коммутацией;

2) преобразователи частоты с неизбирательной коммутацией.

Для первой группы тиристорных НПЧ с ОМ необходима информация о состоянии тиристоров в ключе, указывающая, какой из двух встречно включенных тиристоров проводит (или в каком направлении течет ток через тиристорный ключ). Для получения и обработки необходимой для работы устройства информации требуются соответствующие датчики и узлы логики в системе управления. При этом часть функций силовой схемы как бы «перекладывается» на схему управления.

Для второй группы тиристорных НПЧ с ОМ нет необходимости в информации о состояниях тиристоров. В этом случае УК формирует импульсы выключения, которые подаются на все тиристоры или часть независимо от их

состояния. Выключаемые тиристоры всегда попадают в число тех, на которые подаются импульсы выключения. В такой системе сужается круг задач, решаемых с помощью схемы управления, в связи с чем она несколько упрощается.

5. СХЕМЫ С ИЗБИРАТЕЛЬНОЙ КОММУТАЦИЕЙ

Схемы с избирательной коммутацией, как правило, строятся с пофазным УК и могут выполняться как с отдельным источником для заряда коммутирующего конденсатора, так и без него.

Схемы с отдельным источником заряда коммутирующих конденсаторов. Одна из разработанных схем преобразователя показана на рис. 57 [38]. На рис. 57 изображена одна фаза ПЧ, две другие имеют такую же схему. Силовая схема ПЧ построена по мостовой схеме на встречно-параллельно соединенных тиристорах (*V'11*, *V''11*; *V'12*, *V''12*; *V'13*, *V''13* и т. д.). Каждая фаза ПЧ снабжена отдельным узлом коммутации. Этот узел представляет соединение трехфазной и двухфазной мостовых схем из вспомогательных распределительных тиристоров (*V1*, *V2*, *V3* и т. д.). Его зажимы переменного тока соединяются с соответствующими зажимами силовой мостовой схемы, а зажимы постоянного тока через вспомогательный дроссель $L_в$ соединены с коммутирующей конденсаторной батареей $C_к$. Коммутирующие конденсаторы получают питание от отдельного блока заряда коммутирующих конденсаторов (*БЗКК*). Этот блок состоит из вспомогательного источника постоянно-

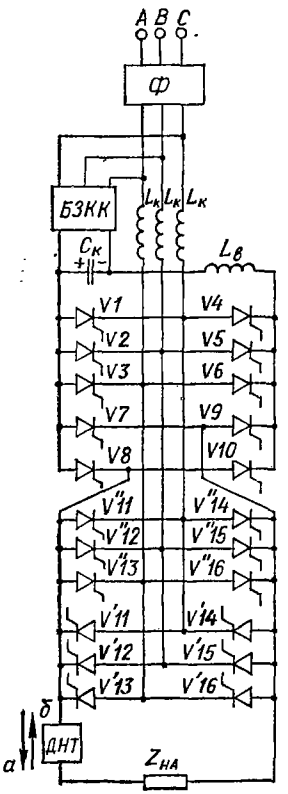


Рис. 57. Тиристорная схема НПЧ с ОМ с отдельным источником заряда коммутирующего конденсатора

го напряжения, мощность которого выбирается достаточной для их заряда. Назначение *БЗКК* — обеспечить предварительный заряд коммутирующих конденсаторов до начального напряжения U_{C0} и осуществить «сброс» излишка накапливаемой в них энергии. Входные зажимы ПЧ через коммутирующие дроссели $L_к$ и входной фильтр *Ф* присоединяются к питающей сети. Через входной фильтр замыкаются импульсы коммутации и высокочастотные составляющие первичных токов преобразователя, чем обеспечивается требуемое качество энергии на первичной стороне ПЧ. Выключение любого силового тиристора в такой схеме осуществляется подключением коммутирующего конденсатора через соответствующие распределительные тиристоры параллельно выключаемому тиристору. Выбор участвующих в процессе коммутации вспомогательных тиристоров осуществляется схемой логики в зависимости от параметров сигнала, поступающего с датчика направления тока (*ДНТ*). При этом

Таблица 6

Тиристор	Направление тока	Номер интервала 1	2	3	4	5	6	1
Силовые тиристорные ключи								
V13	—	+	+					+
V12	—			+	+			
V11	—					+	+	
V16	—				+	+		
V15	—	+					+	+
V14	—		+	+				
Вспомогательные тиристоры								
V2,	*а*	+						+
V4	*б*				+			
V1,	*а*				+			
V5	*б*	+						+
V2,	*а*		+					
V6	*б*					+		
V3,	*а*					+		
V5	*б*		+					
V1,	*а*			+				
V6	*б*						+	
V3,	*а*						+	
V4	*б*			+				
V8	*а*		+		+		+	
V9	*а*	+		+		+		+
V7	*б*	+		+		+		+
V10	*б*		+		+		+	

перезаряд конденсаторной батареи происходит через вспомогательные распределительные тиристоры, коммутирующие дроссели и источник питания (входной фильтр). В формировании цепи коммутации участвуют всегда три вспомогательных тиристора: два — из тиристорного моста *V1 — V6* и один — из тиристоров *V7 — V10*. С помощью двух тиристоров из моста *V1 — V6* обеспечивается независимая от нагрузки цепь перезаряда коммутирующего конденсатора, а с помощью одного из тиристоров *V7 — V10* — подача обратного напряжения на выключаемый силовой тиристор. Импульсы коммутации не загружают силовые тиристоры. Очередность и порядок включения вентилей преобразователя определяется таблицей порядка работы (табл. 6). Например, для выключения ключа *V13*, когда ток на выходе силового моста протекает в направлении *а* (включен *V'13*), включаются *V6*, *V2*, *V8*. При этом через *V6* и *V8* обратное напряжение прикладывается к зажимам *V'13*, а через *V6* и *V2* перезаряжается коммутирующий конденсатор $C_к$. После перезаряда $C_к$ по цепи $V2 — L_к — Ф — V6 — L_в$ входит в работу *БЗКК*, и коммутирующий конденсатор $C_к$ вновь заряжается до исходного начального напряжения U_{C0}.

Аналогично происходит выключение любого силового вентиля в любой заданный момент времени. В ПЧ применяется параллельная коммутация. Значение обратного напряжения зависит от соотношения индуктивности $L_в$ и индуктивностей фаз сети $L_к$. Включение и отключение силовых тиристорных ключей производится в соответствии с алгоритмом работы, заданным системой коммутационных функций. С их помощью нагрузка может быть подключена к любому из линейных напряжений первичной сети в нужном направлении. Включение силового ключа осуществляется подачей импульсов управления требуемых параметров одновременно на оба тиристора встречно-параллельной пары. При этом всегда будет включаться тот из них, на аноде которого в данный момент действует положительное напряжение. Способ формирования напряжения на выходе ПЧ виден из рис. 58, *а*. На рис. 58, *б* показаны сигналы от *ДНТ*; на рис. 58, *в* — импульсы управления, поступающие на силовые тиристоры, на рис. 58, *г* — импульсы управления, поступающие на тиристоры УК. В схеме управления преобразователем формируются две системы импульсов, предназначенных для управления УК. Однако, какая из этих систем подается на тиристоры УК в данный помежуток вре-

мени, определяется сигналом от *ДНТ*. Недостатком схемы является большое количество распределительных тиристоров, что усложняет схемы УК и управления. Уменьшить число тиристоров можно, если в выключении силового ти-

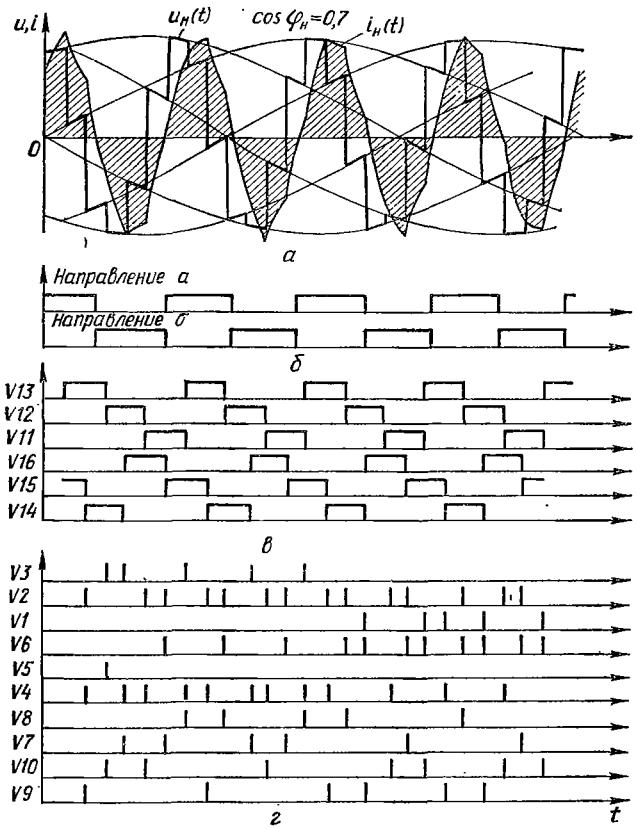


Рис. 58. Диаграммы, поясняющие принцип работы схемы с избирательной коммутацией

ристора будут участвовать не только распределительные тиристоры, но и очередной входящий в работу силовой тиристор той же группы, что и выключаемый. Применение такого способа позволяет уменьшить количество распределительных тиристоров с десяти (рис. 57) до шести (рис. 59). Порядок работы такой схемы определяется табл. 7.

В отличие от рассмотренной схемы рис. 57 УК в каждой из фаз схемы рис. 59 содержит трехфазный мост из шести распределительных тиристоров. Выключение любого силового тиристора в ней осуществляется подключением коммутирующего конденсатора через соответствующие вспомогательные и один из входящих в работу силовых тиристоров,

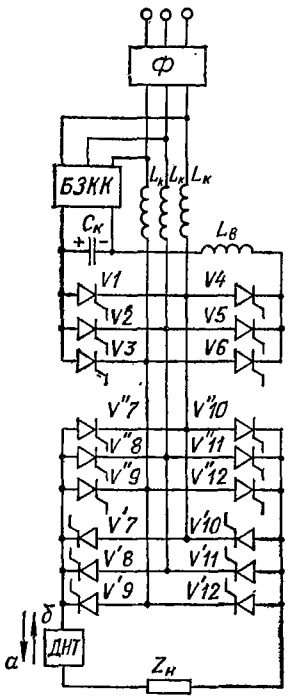


Рис. 59. Модификация тиристорной схемы НПЧ с ОМ с избирательной коммутацией

Таблица 7

Тиристор	Направление тока	Номер интервала 1	2	3	4	5	6	1
Силовые тиристорные ключи								
V9	—	+	+					+
V8	—			+	+			
V7	—					+	+	
V12	—				+	+		
V11	—	+					+	+
V10	—		+	+				
Вспомогательные тиристоры								
V4,	*а*	+						+
V2	*б*				+			
V5,	*а*				+			
V1	*б*	+						+
V6,	*а*		+					
V2	*б*					+		
V5,	*а*					+		
V3	*б*		+					
V6,	*а*			+				
V1	*б*						+	
V3,	*а*						+	
V4	*б*			+				

параллельно выключаемому. Выбор участвующих в процессе коммутации вспомогательных тиристоров осуществляется также схемой логики в соответствии с сигналом от *ДНТ*. Например, для выключения *V"9* при направлении

тока по стрелке *б* включаются *V3* и *V5*. При этом через них и вступающий в работу *V"8* обратное напряжение прикладывается к зажимам *V"9*, а цепь перезаряда $C_к$ проходит через *V3*, *V5*, не нагружая силовые ключи. Таким образом в данном ПЧ процессы в УК зависят от работы силовых тиристоров. Величина обратного напряжения такая же, как и в предыдущей схеме.

В рассматриваемых схемах в процессе коммутации происходит перезаряд коммутирующих конденсаторов через источник питания (входной фильтр), напряжение которого переменное. В связи с этим им присущи две особенности.

1. Начальное напряжение U_{C0} на коммутирующем конденсаторе должно быть выше амплитуды U_m линейного напряжения источника. Это объясняется тем, что при $U_{C0} < U_m$ возможны такие моменты, когда мгновенные значения напряжения источника будут равны напряжению U_{C0} и направлены ему навстречу, при этом переходный процесс в цепи перезаряда возникать не будет и вспомогательные тиристоры не откроются. Следовательно, коммутация в схеме не произойдет.

2. Напряжение, до которого перезаряжается коммутирующий конденсатор в процессе коммутации, принимает различные значения в течение периода питания $2\pi/\omega$. Это связано с тем, что в разные моменты времени конденсатор $C_к$ оказывается подключенным для перезаряда через $L_в$ и $L_к$ к источнику при различных мгновенных значениях его напряжения. Напряжение, до которого заряжается $C_к$ после коммутации, модулируется в соответствии с напряжением питания с частотой ω. Это затрудняет работу *БЗКК* и приводит к изменению длительности импульса коммутации, определяющей время выключения силовых тиристоров. Поэтому при расчете схемы приходится исходить из минимального получаемого значения длительности импульса. Для увеличения надежности работы описанных схем необходимо предусмотреть меры по стабилизации напряжения на коммутирующем конденсаторе.

Схема ПЧ с избирательной коммутацией, имеющая один общий УК на три фазы, показана на рис. 60. Особенность ее заключается в перезарядке конденсаторов током нагрузки и ускоренном перезаряде их по цепи, не зависимой от нагрузки. Источник постоянного напряжения, от которого заряжаются коммутирующие конденсаторы (выпрямительный

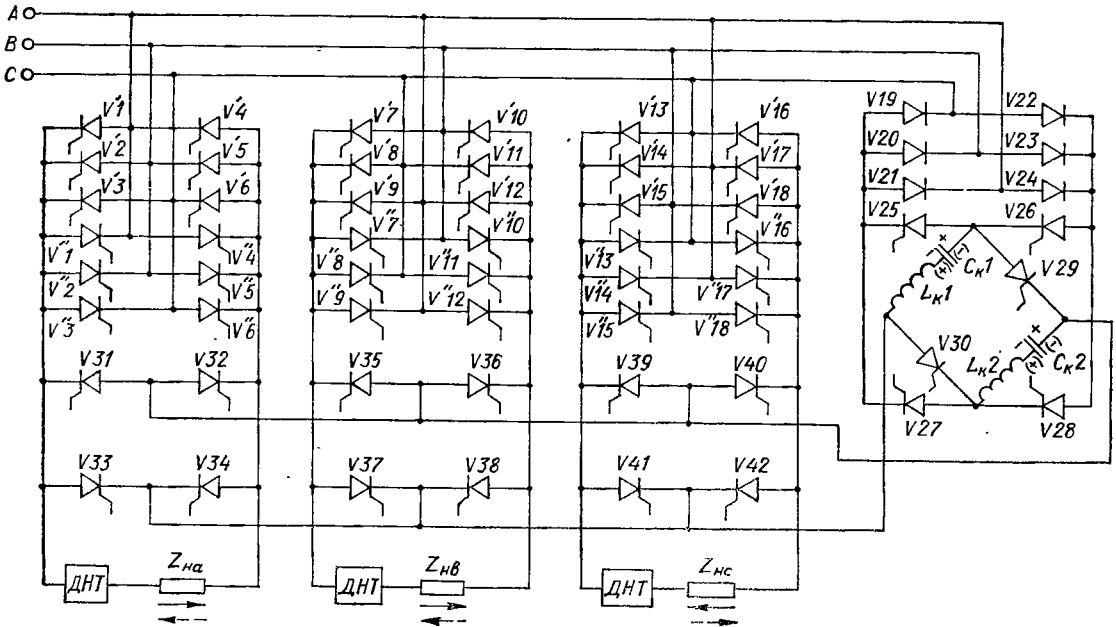


Рис. 60. Тиристорная схема НПЧ с ОМ и избирательной коммутацией и общим узлом коммутации

мост *V19 — V24*), является также распределительным диодным мостом на рабочем интервале коммутации. Принцип работы ПЧ заключается в следующем. Предположим, включены тиристорные силовые ключи *V1, V5*; *V7, V11*; *V13, V17*. Затем с некоторой задержкой подаются импульсы управления на тиристоры УК *V26, V27, V29* и *V30*. Коммутирующие конденсаторы заряжаются, как показано на рис. 60 (знаки без скобок). В следующий момент времени включаются ключи *V3, V5, V9, V11, V15* и *V17*, т. е. ключи *V1, V7, V13* должны быть выключены. Для этой цели в зависимости от направления тока нагрузки, определяемого датчиком направления тока *ДНТ*, включаются распределительные тиристоры *V31 — V42* и тиристоры *V25 — V28*. Если ток направлен по стрелке, изображенной сплошной линией на рис. 60, то включаются *V31, V35, V41, V25* и *V28*. Обратное напряжение прикладывается к выключаемым тиристорам через указанные распределительные тиристоры и диодный мост *V19 — V24*. На этапе восстановления силовыми тиристорами запирающих свойств коммутирующие конденсаторы перезаряжаются через нагрузку, включенный силовой тиристор и питающую сеть. После интервала восстановления производится ускоренный перезаряд коммутирующих конденсаторов при включении распределительных тиристоров *V32, V36* и *V42*. Для восстановления исходной полярности на коммутирующих конденсаторах включаются тиристоры *V26, V27, V29* и *V30*. Если ток нагрузки направлен, как показано стрелкой, изображенной штриховой линией, то процессы происходят аналогично, но при включении распределительных тиристоров *V33, V37* и *V39*, а для ускоренного перезаряда — *V34, V38* и *V40*. Аналогично выключаются тиристоры *V4 — V6, V10 — V12, V16 — V18*. Достоинством описанной схемы является применение общего УК на все фазы ПЧ. В схеме должны быть предусмотрены меры по ограничению напряжения на коммутирующих конденсаторах, так как в контур перезаряда входит источник ЭДС, способствующий интенсивному накоплению заряда на них.

Максимально возможная частота на выходе ПЧ и глубина регулирования выходного напряжения снижаются вследствие применения отдельного цикла заряда конденсаторов $C_к$. При нерабочем, холостом, цикле заряда коммутирующих конденсаторов увеличиваются потери в узле коммутации и снижается общий КПД системы. Следовательно,

в большинстве случаев целесообразно построение схем ПЧ без зарядного устройства.

Схемы без отдельного источника заряда коммутирующих конденсаторов. Устранить отдельный цикл заряда ком-

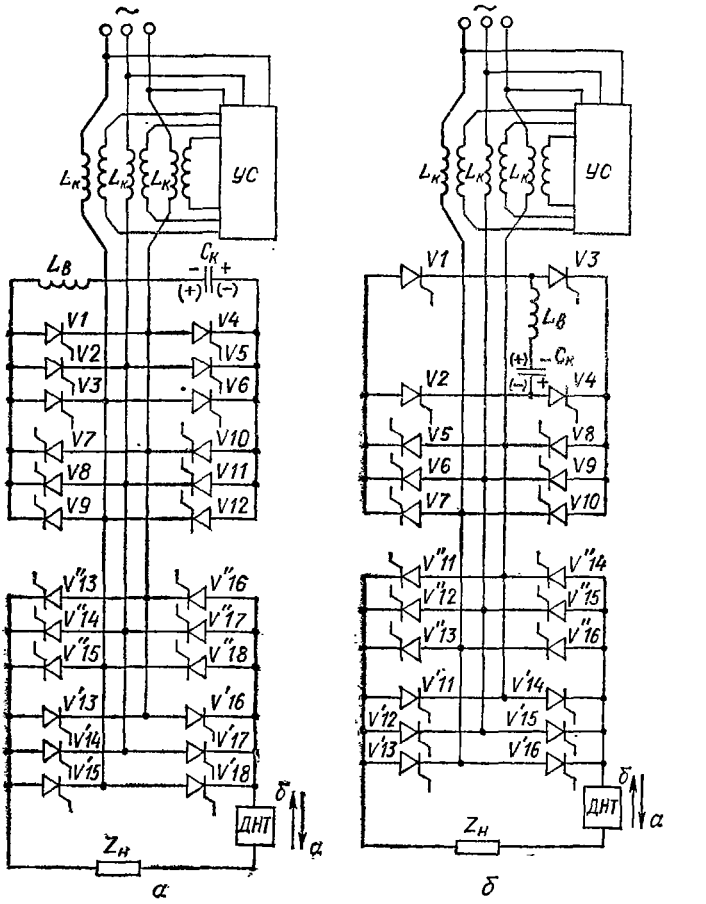


Рис. 61. Тиристорные схемы НПЧ с ОМ с избирательной коммутацией без дополнительного зарядного источника

мутирующих конденсаторов и отказаться от применения *БЗКК* можно, если несколько усложнить УК, например, включить встречно-параллельно мосту на *V1 — V6* дополнительный мост из вспомогательных тиристоров

(см. рис. 59). Схема одной из фаз такого устройства [24] показана на рис. 61, *а*. Дополнительный мост *V1 — V6* вступает в работу вместо основного *V7 — V12* при полярности конденсатора, обозначенной на схеме знаками в скобках. Оба моста работают поочередно, что снижает токовую нагрузку на вспомогательные тиристоры. Это позволяет снизить их установленную мощность. Кроме того, отсутствуют потери, неизбежные в *БЗКК*, и повышается верхняя граница частотного диапазона ПЧ. Возможен и другой вариант схемы (рис. 61, *б*), характеризующийся, однако, большими потерями, но меньшим числом элементов. Здесь конденсатор $C_к$ подключается к распределительному мосту *V5 — V10* через дополнительный мост *V1 — V4*. Тиристоры *V1 — V10* в этой схеме работают в более напряженных условиях.

Для снижения потерь в узле коммутации, а также перенапряжений на элементах цепи коммутации в схемах ПЧ должны быть предусмотрены узлы сброса (*УС*), с помощью которых осуществляется сброс в сеть или в специальный приемник энергии, накапливаемой в реактивных элементах цепи, для повторного ее использования.

В предложенных схемах напряжение на коммутирующем конденсаторе может изменяться в широких пределах. Это происходит потому, что перезаряд конденсатора $C_к$ ведется через источник переменного напряжения. Напряжение конденсатора, до которого он заряжается после коммутации, определяется как начальным напряжением на нем, так и мгновенным напряжением той фазы, через которую ведется перезаряд. Обе величины непостоянны, поэтому провалы напряжения на конденсаторе могут быть при некоторых соотношениях частот питания и управления столь глубокими, что возможны срывы коммутации. Для нормальной работы таких схем в широком диапазоне частот при управлении описанным способом требуются дополнительные устройства, выравнивающие напряжение заряда на коммутирующих конденсаторах, например узел сброса, с помощью которого уменьшаются пределы колебаний напряжения на конденсаторах $C_к$. Применение *УС* не решает задачу полностью, поэтому остается необходимость его замены на блок стабилизации напряжения коммутирующего конденсатора (БСКК). Этот блок должен обеспечить как сброс излишка энергии, так и подачу дополнительной энергии для ликвидации провалов напряжения на коммутирующих конден-

Таблица 8

Тиристор	Направление тока	Номер интервала 1	2	3	4	5	6	1
Силовые тиристорные ключи								
V16	—	+	+					+
V17	—			+	+			
V18	—					+	+	
V13	—				+	+		
V14	—	+					+	+
V15	—		+	+				
Вспомогательные тиристоры								
V11, V9		+						
V7, V11	*а*		+					
V7, V12	*а*			+				
V8, V12	*а*				+			
V8, V10	*а*					+		
V9, V10	*а*						+	
V7—V12	*а*	+	+	+	+	+	+	
V3, V5	*б*	+						
V1, V5	*б*		+					
V1, V6	*б*			+				
V6, V2	*б*				+			
V2, V4	*б*					+		
V3, V4	*б*						+	
V1—V6	*б*	+	+	+	+	+	+	

Таблица 9

Тиристор	Направление тока	Номер интервала 1	2	3	4	5	6	1
Силовые тиристорные ключи								
V16	—	+	+					+
V15	—			+	+			
V14	—					+	+	
V13					+	+		
V12	—	+					+	+
V11	—		+	+				
Вспомогательные тиристоры								
V5, V9	*а*	+						
	б				+			
V6, V8	*а*				+			
	б	+						+
V7, V9	*а*		+					
	б					+		
V6, V10	*а*					+		
	б		+					
V7, V8	*а*			+				
	б						+	
V5, V10	*а*							
	б			+			+	
V1, V4	*а*	+	+	+	+	+	+	+
V2, V3	*б*	+	+	+	+	+	+	+
V5—V10	—	+	+	+	+	+	+	+

саторах. Недостатком таких ПЧ является перезаряд конденсаторов через источник переменного напряжения. Это можно устранить за счет введения нового способа управления тиристорами узла коммутации без изменения состава и конфигурации схемы ПЧ. После начала коммутации через промежуток времени, достаточный для восстановления запирающих свойств силовых тиристоров, подают управляющие импульсы одновременно на все тиристоры распределительного трехфазного моста. В схеме рис. 61, *а* импульсы подаются на мост, участвующий в данный момент в комму-

тации, а в схеме рис. 61, *б* — на все тиристоры *V5 — V10* моста. Порядок работы тиристоров в обеих схемах в таком режиме определяется по табл. 8 и 9 соответственно. Пусть в схеме рис. 61, *а* требуется выключить тиристорный ключ *V 16* при направлении тока по стрелке *а*; конденсатор $C_к$ в этот момент заряжен, как указано на схеме знаками «+» и «—» без скобок. Для этого в соответствии с сигналом от *ДНТ* включаются тиристоры *V11* и *V7* и к выключаемому силовому тиристору *V'16* через *V11*, *V7* и входящий в работу силовой тиристор *V'17* прикладывается обратное напряжение, а коммутирующий конденсатор начинает разряжаться (первый этап перезаряда) по цепи, состоящей из *V11*, $L_к$, входного фильтра, *V7* и $L_в$. Через промежуток времени $t_и$, достаточный для восстановления запирающих свойств *V'16*, подаются импульсы управления на все тиристоры моста *V7 — V12*. Дальнейший разряд конденсатора $C_к$ происходит через параллельные ветви, образованные открытыми тиристорами *V7 — V12* (второй этап перезаряда). Этот процесс продолжается до момента времени, определяемого условием поддержания в открытом состоянии всех тиристоров моста *V7 — V12*. После этого дальнейший заряд конденсатора $C_к$ (третий этап перезаряда) происходит от тех двух фаз, линейное напряжение между которыми в данный момент наибольшее. Включенными остаются лишь два тиристора из шести (*V7 — V12*), через которые происходит заряд, остальные выключаются. Таким образом, предложенный способ от описанных отличается наличием дополнительного интервала коммутации, на котором проводят одновременно все тиристоры *V7 — V12* моста. Это приводит к «перекрытию» фаз сети на этом интервале, поэтому входные дроссели ПЧ должны быть выбраны с учетом ограничения тока КЗ.

После окончания перезаряда коммутирующий конденсатор готов к следующей коммутации, которая будет уже проводиться через встречно-параллельный мост *V1 — V6*. В рассмотренном случае напряжение на конденсаторе, готовом к коммутации, изменяется в небольших пределах благодаря относительной стабильности начальных условий и значению напряжения источника в цепи заряда. Предложенный способ определяет начало процесса подготовки коммутирующего конденсатора непосредственно после окончания процесса выключения силового тиристора, что позволяет расширить частотный диапазон преобразователя.

При данном алгоритме работы в течение промежутка времени, определяемого вторым этапом перезаряда коммутирующих конденсаторов, напряжение на выходе силового моста ПЧ (на нагрузке) равно нулю. Это происходит потому, что на этом промежутке времени проводят все тиристоры *V7 — V12* распределительного моста, замыкая входные зажимы силового моста *V13 — V16*, и в кривой выходного напряжения возникают паузы. Изменяя длительность этих пауз, можно относительно просто осуществлять регулирование выходного напряжения в небольших пределах, за счет изменения режима работы устройства.

Основные процессы в схеме рис. 61, *б* протекают, как и в схеме рис. 61, *а*. Отличие от порядка работы схемы рис. 61, *а* заключается лишь в том, что трехфазный распределительный мост работает при каждой коммутации, а не через одну, как в схеме рис. 61, *б*. При этом коммутирующий конденсатор поочередно подключается к зажимам трехфазного моста *V5 — V10* через ту или иную пару тиристоров однофазного моста *V1 — V4* так, чтобы плюс конденсатора постоянно подключался к анодной группе тиристоров трехфазного моста.

Одним из важных элементов всех схем ПЧ с избирательной коммутацией являются датчики направления тока, служащие для формирования импульсов, соответствующих каждому из двух возможных направлений тока в выходной цепи каждого из силовых ключей тиристорных мостов. Чувствительность таких датчиков определяет ширину зоны, в которой сигнал направления тока отсутствует (зона нечувствительности). В пределах этой зоны осуществить коммутацию невозможно. Поэтому система управления преобразователя строится с учетом зоны нечувствительности. При построенной таким образом системе управления наличие зоны нечувствительности в *ДНТ* не оказывает существенного влияния на работу силовой схемы устройства. В общем случае *ДНТ* формирует три сигнала: направление тока *а*; направление тока *б* и отсутствие тока (зона нечувствительности). Такие датчики, число которых соответствует количеству выходных фаз в ПЧ, задают режим работы всей системе. Следовательно, преобразователи с избирательной коммутацией представляют замкнутую систему с обратной связью.

6. СХЕМЫ С НЕИЗБИРАТЕЛЬНОЙ КОММУТАЦИЕЙ

Схемы с отдельным источником заряда коммутирующих конденсаторов. Для создания ПЧ без датчиков направления тока необходимо разделение силовых тиристоров на две группы (анодную и катодную) и наличие двух контуров коммутации, обеспечивающих выключения тиристоров в каждой из этих групп одновременно. Одна из разработанных схем такого типа [27] показана на рис. 62. Ее силовая часть построена по двухтактной схеме на тиристорах $V'1 — V'18$ и $V''1 — V''18$. В каждой из фаз ПЧ между мостами включены коммутирующие дроссели $L_к1 — L_к6$, средние точки которых подсоединены к нагрузке. Коммутация силовых тиристоров осуществляется с помощью двух конденсаторов $C_к1$ и $C_к2$. Для заряда коммутирующих конденсаторов в схеме предусмотрен отдельный источник постоянного напряжения E_0. В качестве такого источника может быть использован, например, трехфазный выпрямитель, подключенный к шинам питания непосредственно или через трансформатор. Перед каждой коммутацией конденсаторы $C_к1$ и $C_к2$ заряжаются от источника E_0 через зарядные тиристоры $V22$, $V23$ и дроссель $L_з$. Знаки напряжения на конденсаторах после заряда показаны на рис. 62 без скобок. В рассматриваемой схеме имеется УК, общий для всех трех фаз преобразователя, который состоит из диодного распределительного моста $V39 — V44$, распределительных диодов $V27 — V38$ и тиристоров $V19 — V26$. Распределительный мост $V39 — V44$ зашунтирован накопительным конденсатором $C_ф$. Порядок включения и отключения силовых тиристорных ключей такой же, как в рассмотренных выше схемах. Очередность включения тиристоров УК определяется режимом его работы.

В схемах с неизбирательной коммутацией возможны односторонняя и двусторонняя коммутации. Силовая схема представляет встречно-параллельное соединение двух тиристорных мостов, разделенных коммутирующими дросселями. При односторонней коммутации коммутирующие конденсаторы $C_к1$ и $C_к2$ через распределительные диоды и тиристоры подключаются к одним из плеч указанных мостов, а при двусторонней — ко всем плечам. В двухтактных ключевых мостовых схемах ток проходит всегда через два ключа. При неизбирательной коммутации обратное

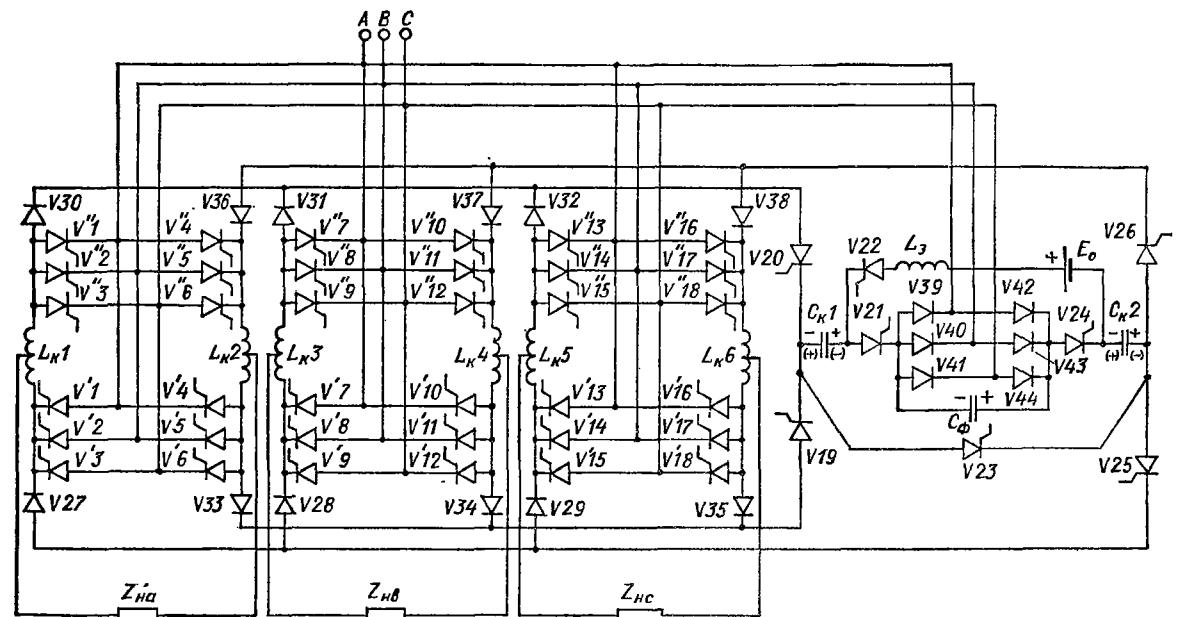


Рис. 62. Тиристорная схема НПЧ с ОМ с неизбирательной коммутацией, общим устройством коммутации и дополнительным зарядным источником

напряжение прикладывается к обоим встречно-параллельно соединенным тиристорам, входящим в выключаемые тиристорные ключи. Порядок работы тиристоров в обоих режимах определяется табл. 10.

Рассмотрим момент времени, когда включены силовые ключи *V1* и *V5* в фазе *A*, *V8* и *V12* в фазе *B*, *V15* и *V16* в фазе *C*. В соответствии с табл. 10 после очередной коммутации должны работать *V1* и *V6*, *V8* и *V10*, *V15* и *V17*, т. е. ток нагрузки должен быть переведен с *V5* на *V6*, с *V12* на *V10* и с *V16* на *V17*.

В режиме двусторонней коммутации включаются вспомогательные тиристоры *V19*, *V26* и *V20*, *V25*. Напряжение коммутирующих конденсаторов $C_к1$, $C_к2$, предварительно заряженных от источника E_0 (знаки заряда показаны на рис. 62 без скобок), прикладывается одновременно ко всем силовым тиристорам всех трех фаз через распределительный диодный мост *V39 — V42* и распределительные диоды *V27 — V38*. В частности, обратное напряжение к тиристорам *V5* прикладывается по следующей цепи: «+» конденсатора $C_к1$ через *V21* и диодный мост *V39 — V44* подается на

Таблица 10

Тиристоры	Номер интервала						
	1	2	3	4	5	6	1
Силовые тиристорные ключи							
V1	+	+					+
V2			+	+			
V3					+	+	
V4				+	+		
V5	+					+	+
V6		+	+				
V7					+	+	
V8	+	+					+
V9			+	+			
V10		+	+				
V11				+	+		
V12	+					+	+
V13			+	+			
V14					+	+	
V15	+	+					+
V16	+					+	+
V17		+	+				
V18				+	+		
Вспомогательные тиристоры *							
V19, V21 V24, V26	+		+		+		+
V20, V21 V24, V25		+		+		+	

* Показано включение вспомогательных тиристоров при односторонней коммутации. При двусторонней коммутации включаются все вспомогательные тиристоры.

катод *V'5*, а его «—» через *V19* и *V33* поступает на анод *V'5*; «—» конденсатора $C_к$ 2 через *V24* и диодный мост *V39—V44* подается на анод *V''5*, а его «+» через *V26* и *V36* — на катод *V''5*. При этом любой тиристор, находящийся в проводящем состоянии, выключится. Аналогично можно проследить цепь, по которой обратное напряжение прикладывается к любому из силовых тиристоров.

При двусторонней коммутации выключаются все силовые тиристоры преобразователя, находившиеся в проводящем состоянии. В процессе коммутации происходит перезаряд коммутирующих конденсаторов. Перезаряд протекает по цепи, отделенной от нагрузки: «+» накопительного конденсатора $C_ф$ — тиристор *V24* — конденсатор $C_к2$ — тиристоры *V25* и *V26* — распределительные диоды *V27 — V29, V36 — V38* — коммутирующие дроссели $L_к1 — L_к6$ — распределительные диоды *V33 — V35, V30 — V32* — тиристоры *V19, V20* — конденсатор $C_к1$ — тиристор *V21* — «—» конденсатора $C_ф$. В указанной цепи коммутации шесть параллельно соединенных цепей, в каждую из которых входит коммутирующий дроссель. Их параллельное соединение обеспечивается соответствующим соединением групп распределительных диодов *V27 — V29* и *V36 — V38*; *V33 — V35* и *V30 — V32*. Так как при двусторонней коммутации *V19 — V21* и *V24 — V26* включаются одновременно, можно каждую пару тиристоров *V19, V20* и *V25, V26* заменить одним, соединив при этом вместе катоды диодов *V30 — V35* и аноды *V27 — V29, V36 — V38*, что приведет к уменьшению числа тиристоров. Коммутирующие конденсаторы обеспечивают протекание по шести параллельным цепям импульсов коммутации достаточной мощности. Это приводит к завышению требуемой емкости конденсаторов и росту потерь на коммутацию. Этот недостаток можно устранить при режиме односторонней коммутации.

В режиме односторонней коммутации включаются вспомогательные тиристоры *V21, V24* и одна из двух пар: *V19, V26* или *V20, V25*. Включение пар тиристоров *V19, V26* и *V20, V25* производится поочередно в соответствии с заданным алгоритмом работы схемы. При включении любой из этих пар выключается выходящий из работы силовой тиристор. Так, в рассматриваемом случае выходящими из работы являются *V5, V12* и *V16*, поэтому импульсы управления подаются на *V19* и *V26*. В следующий момент из работы будут выходить *V1, V8, V15*, и включается пара

тиристоров *V20, V25*. Перезаряд коммутирующих конденсаторов в данном режиме происходит не по шести, а по трем параллельно включенным цепям, содержащим три дросселя $L_к2$, $L_к4$, $L_к6$ или $L_к1$, $L_к3$, $L_к5$. Это позволяет снизить мощность импульса коммутации, формируемого коммутирующими конденсаторами, уменьшив их установленную мощность. В целом работа схемы происходит, как и при двусторонней коммутации.

В обоих режимах цепь перезаряда коммутирующих конденсаторов замыкается через накопительный конденсатор $C_ф$. Это позволяет исключить индуктивности источника из цепи перезаряда. С одной стороны, при этом устраняется влияние этих индуктивностей на процесс коммутации, а с другой, уменьшается влияние процессов коммутации на питающую сеть. Цепи «сброса» избытка энергии, накапливаемой в реактивных элементах цепи коммутации, на рис. 62 не показаны. «Сброс» может быть осуществлен в накопительный конденсатор $C_ф$ с дросселей $L_к1 — L_к6$ с последующим повторным использованием этой энергии. Для этого коммутирующие дроссели $L_к1 — L_к6$ снабжают обмотками «сброса».

В отличие от приводимых ранее схем с ДНТ, в рассматриваемой схеме с неизбирательной коммутацией начальное напряжение U_{C0} на коммутирующих конденсаторах может быть выбрано произвольным. Это облегчает выбор оптимального режима коммутации для тиристоров. Если же, как и в указанных схемах, принять $U_{C0} > U_m$, где U_m — амплитуда напряжения питания, то обеспечить неизбирательную коммутацию можно проще. Исключая в схеме рис. 62 диодный распределительный мост и связанные с ним вспомогательные тиристоры, приходим к схеме рис. 63 с более простым устройством коммутации. Схема содержит лишь один коммутирующий конденсатор и работает в режиме двусторонней коммутации. Коммутирующий конденсатор $C_к$ перед каждой коммутацией заряжается от отдельного источника, как показано на рис. 63. Для выключения всех силовых тиристоров в любой момент времени включаются два вспомогательных тиристора *V19* и *V21*. При этом напряжение конденсатора оказывается приложенным через распределительные диоды *V22 — V33* ко всем силовым тиристорам в обратном направлении. Перезаряд $C_к$ осуществляется через шесть параллельно включенных цепей с дросселями $L_к1 — L_к6$. Цепь перезаряда отделена от цепи нагрузки.

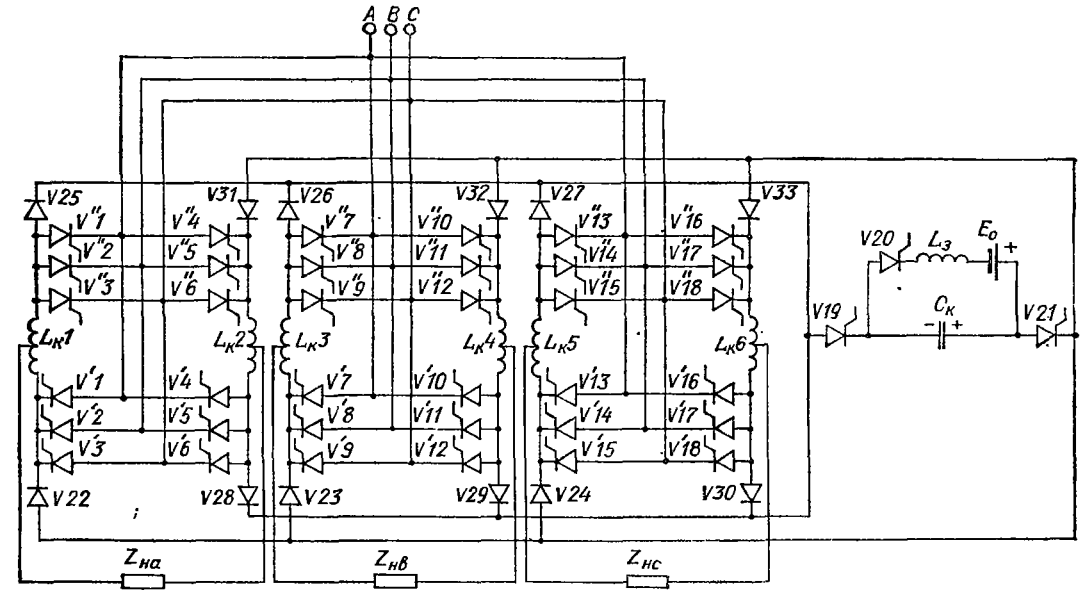


Рис. 63. Тиристорная схема НПЧ с ОМ с неизбирательнои коммутацией и одним коммутирующим конденсатором

Для отвода излишка накапливаемой в узле коммутации энергии дроссели $L_к1$ и $L_к6$ дополняются обмотками «сброса».

В схемах с отдельным источником заряда коммутирующих конденсаторов облегчается выбор требуемого значения начального напряжения U_{C0} и его стабилизация. Однако, как и в рассмотренных ранее схемах, при отдельном цикле заряда коммутирующих конденсаторов снижается частота ПЧ и повышаются потери на коммутацию.

Схемы без отдельного источника заряда коммутирующих конденсаторов. Схема НПЧ с ОМ с неизбирательной коммутацией показана на рис. 64 [29]. Она отличается от схемы рис. 63 построением узла коммутации. Два коммутирующих конденсатора $C_к1$ и $C_к2$ размещены в диагонали однофазного моста коммутирующих тиристоров *V19*, *V20*, *V25* и *V26*, причем одни обкладки подсоединены к вершинам диагонали моста, а другие соединены через четыре цепочки встречно включенных коммутирующих тиристоров *V21* — *V24*. Принцип работы схемы заключается в следующем. При выключении любого из тиристоров в левых плечах силовых мостов *V1* — *V3*; *V7* — *V9*; *V13* — *V15* включаются коммутирующие тиристоры *V21*, *V24*, *V19* и *V26*. При этом в результате предшествовавших данному моменту процессов напряжение на коммутирующих конденсаторах имеет знаки, показанные на рис. 64 в скобках. Перезаряд коммутирующих конденсаторов происходит по не зависимым от цепей нагрузки контурам: конденсатор $C_к1$ — тиристор *V19* — конденсатор $C_ф$ — тиристор *V26* — конденсатор $C_к2$ — тиристор *V24* — диоды *V33*, *V37*, *V41* — дроссели $L_к1$, $L_к3$, $L_к5$ — диоды *V34*, *V38*, *V42* — тиристор *V21* — конденсатор $C_к1$. В конце цикла перезаряда конденсаторы приобретают полярность, показанную на рис. 64 без скобок. Указанная полярность может быть использована сразу же для выключения тиристоров в правых плечах силовых мостов или для повторного выключения силовых тиристоров в левых плечах силовых мостов, если производится широтно-импульсное регулирование выходного напряжения с замыканием нагрузки с помощью силовых тиристоров обоих плеч силовых мостов, подсоединенных к одной из фаз питания. Для осуществления широтного регулирования напряжения в УК дополнительно введены тиристоры *V'21* — *V'24*. Для выключения тиристоров в правых плечах включаются тиристоры *V'24*, *V'22*, *V19* и *V26*, для повторного выключения в левых плечах силовых мостов —

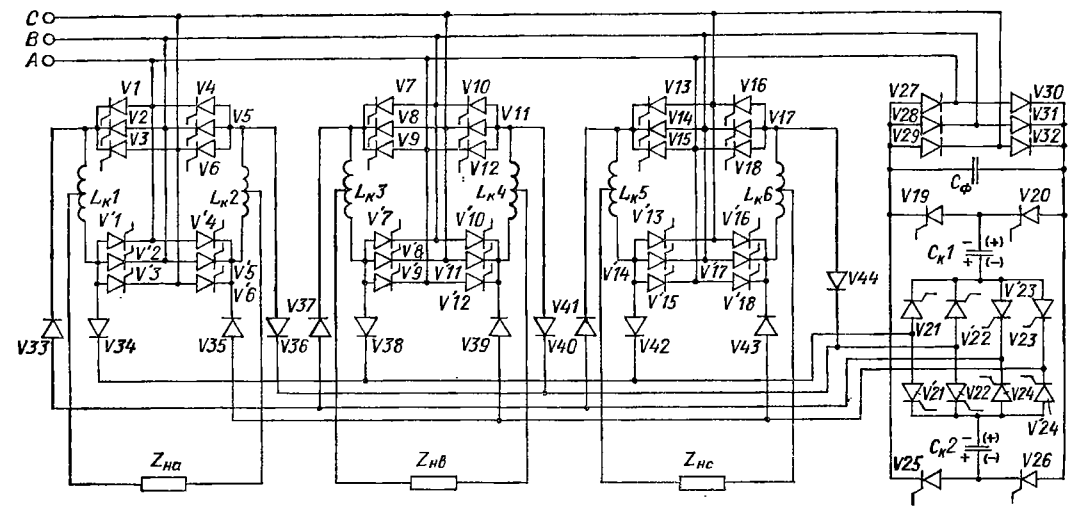


Рис. 64. Схема НПЧ с ОМ с неизбирательной коммутацией без дополнительного зарядного источника

$V'21$, $V'23$, $V25$ и $V20$, а в правых плечах — $V22$, $V23$, $V25$ и $V20$. При этом конденсаторы по-прежнему перезаряжаются по не зависимым от цепей нагрузки контурам и оказываются подготовленными для следующих коммутаций.

Коммутирующие дроссели $L_к1$ — $L_к6$ снабжены обмотками «сброса» избытка энергии в конденсатор фильтра $C_ф$ для ограничения напряжения на коммутирующих конденсаторах. Диаграмма импульсов управления ПЧ показана на рис. 65. В описанной схеме, как и в схеме рис. 62, при-

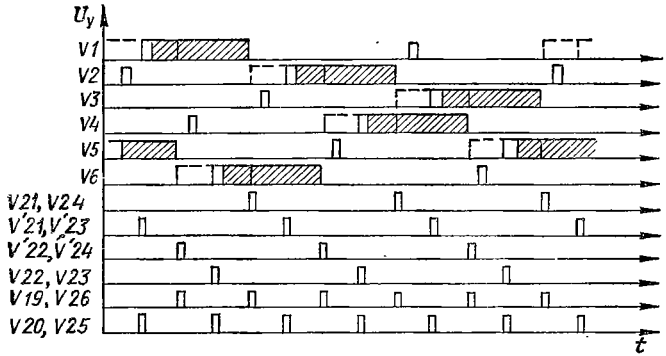
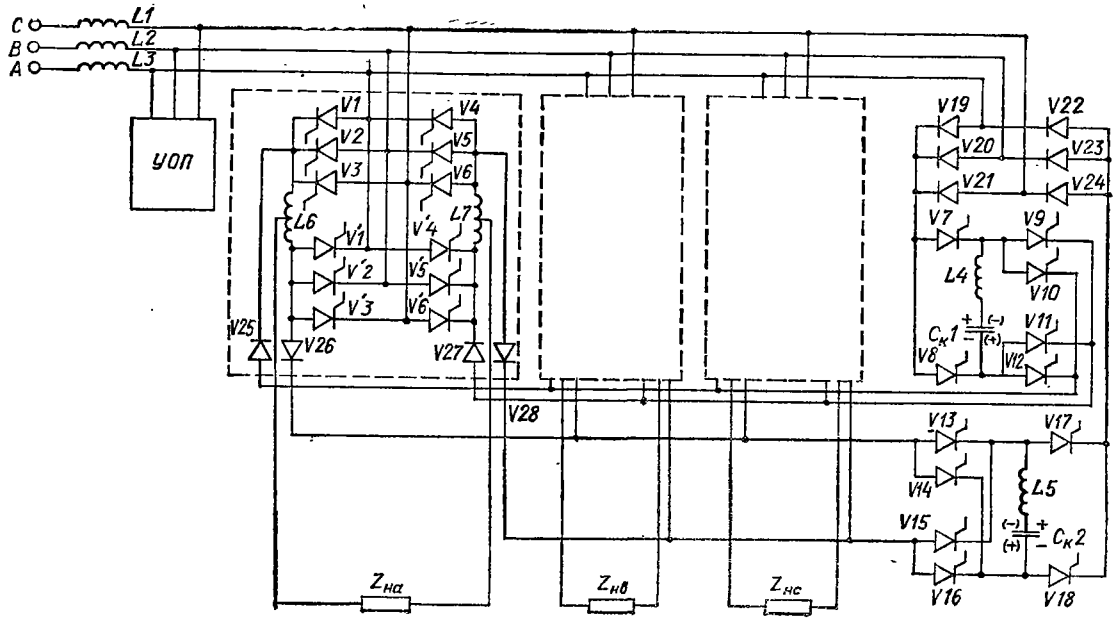


Рис. 65. Диаграмма импульсов управления ПЧ

менение конденсатора $C_ф$ позволяет исключить влияние индуктивности сети на процессы коммутации. Однако такое решение имеет и недостатки:

1. В контур перезаряда коммутирующих конденсаторов входит источник постоянного напряжения; в связи с этим в цепях коммутации циркулирует значительная мощность и идет интенсивное накопление заряда на конденсаторах.

2. Сброс избытка реактивной мощности в конденсатор $C_ф$ не решает полностью задачу ограничения перенапряжений на коммутирующих элементах, так как приводит к росту напряжения на $C_ф$ и, следовательно, на других элементах схемы. Следовательно, рационально строить УК таким образом, чтобы контур перезаряда коммутирующих конденсаторов исключал бы любые источники энергии, а в конце цикла перезаряда конденсаторы подзаряжались бы для компенсации потерь энергии при перезаряде. Схема, в которой осуществлен указанный принцип работы [42], изображена на рис. 66, *а*. От схемы рис. 64 схема рис. 66, *а* ПЧ отличается отсутствием конденсатора $C_ф$ на выходе


C
B
A
L1
L2
L3
УОП
V1
V2
V3
V4
V5
V6
L6
L7
V'1
V'2
V'3
V'4
V'5
V'6
V25
V26
V27
V28
V19
V20
V21
V22
V23
V24
V7
V9
L4
V10
V8
V12
V11
$C_к1$
V13
V14
V15
V16
V17
V18
L5
$C_к2$
$Z_{на}$
$Z_{нв}$
$Z_{нс}$

а

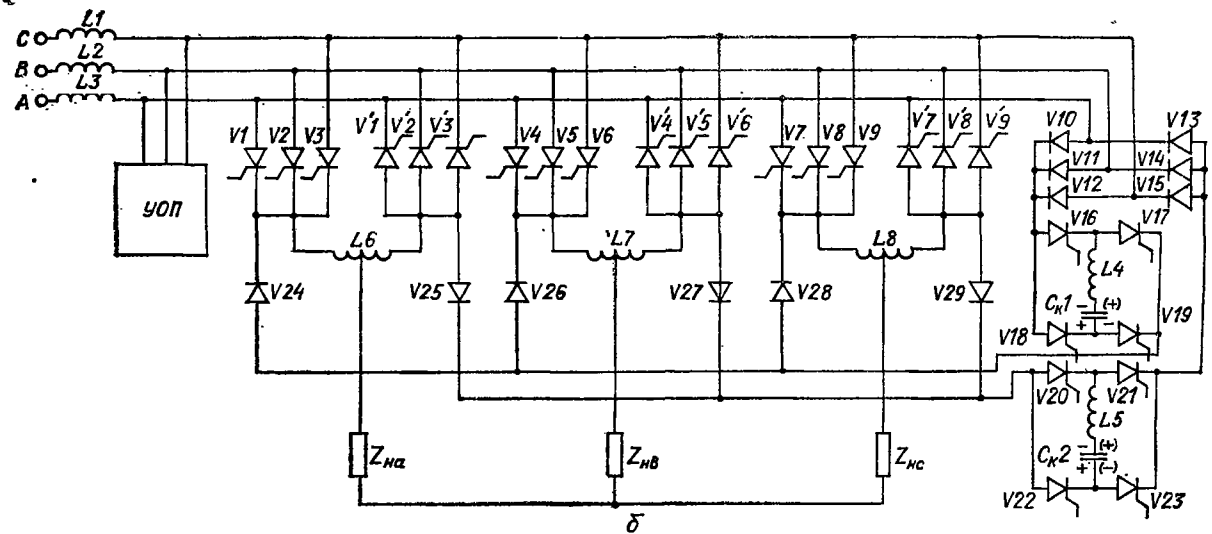
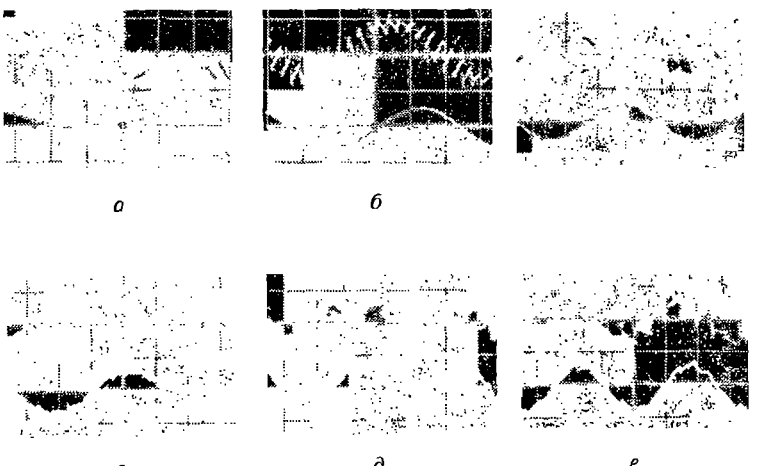


Рис. 66. Схемы НПЧ с ОМ с неизбирательной коммутацией и УОП (*а*) и в однотактном варианте (*б*)

трехфазного выпрямителя и введением дополнительных дросселей *L4* и *L5*. Дополнительные дроссели и дроссели *L6* — *L11* представляют собой делитель напряжения, что позволяет ограничить напряжение, прикладываемое к силовому тиристору. В остальном принцип работы схемы аналогичен схеме рис. 64. Перезаряд коммутирующих конденсаторов происходит через диоды выпрямителя *V19* — *V24*. В результате этого входная цепь преобразователя на ин-



а *б* *г* *д* *е*

Рис. 67. Осциллограммы выходных напряжения (верхняя кривая) и тока (нижняя кривая):
а — $f_{вых} = 10$ Гц; $\cos\varphi_н = 0{,}93$; *б* — $f_{вых} = 25$ Гц, $\cos\varphi_н = 0{,}73$; *в* — $f_{вых} = 50$ Гц, $\cos\varphi_н = 0{,}76$; *г* — $f_{вых} = 75$ Гц, $\cos\varphi_н = 0{,}79$; *д* — $f_{вых} = 100$ Гц $\cos\varphi_н = 0{,}8$; *е* — $f_{вых} = 200$ Гц. $\cos\varphi_н = 0{,}8$

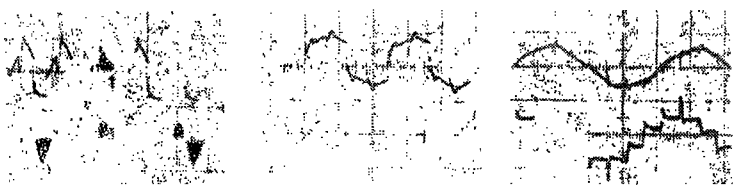
тервале коммутации оказывается закороченной и во входных дросселях *L1* — *L3* нарастает ток по экспоненте

$$i(t) = I_0 + I_{уст}(1 - e^{-\alpha_1 \tau}),$$

где I_0 — ток во входных дросселях до коммутации; $I_{уст}$ — установившийся ток в дросселях в конце рассматриваемого интервала; τ — постоянная времени входной цепи на интервале коммутации.

Этот процесс будет продолжаться до тех пор, пока ток во входных дросселях не станет равным току коммутации. Затем начинается дозаряд коммутирующих конденсаторов от выпрямителя. Ток во входных дросселях

спадает. Накопленная во входных дросселях энергия переходит в коммутирующие конденсаторы, что приводит к существенному повышению напряжения на них и к значительным перенапряжениям на всех элементах схемы. Для устранения перенапряжений необходим «отвод» энергии, накопленной во входных дросселях на интервале коммутации, что можно осуществить, например, с помощью зависимого инвертора. Устройство ограничения перенапряжений (*УОП*), состоящее из трехфазного выпрямителя, зашунтированного накопительным конденсатором, который через реакторы подсоединен к зависимому инвертору, на стороне



а *б* *в*

Рис. 68. Осциллограммы выходных напряжения и тока при обратном порядке чередования фаз $f_{вых} = 100$ Гц, $\cos\varphi_н = 0{,}8$ (*а*); $f_{вых} = 150$ Гц, $\cos\varphi_н = 0{,}8$ (*б*) и первичных напряжения и тока $f_{вых} = 25$ Гц, *RL* — нагрузки (*в*)

переменного тока, связанного с питающей сетью, изображено на рис. 66. Накопленная во входных дросселях энергия возвращается через зависимый инвертор в питающую сеть. Схема НПЧ с ОМ с неизбирательной коммутацией и *УОП* в однотактном варианте показана на рис. 66, *б*. В однотактном варианте могут быть построены и все другие тиристорные НПЧ с ОМ, описанные в настоящем параграфе.

Осциллограммы выходных напряжения и тока НПЧ с ОМ, выполненного по схеме рис. 64, при разных выходных частотах и $\cos\varphi_н$ показаны на рис. 67. Регулирование выходного напряжения не производилось. Из сравнения осциллограмм тока для разных частот видно, что с уменьшением частоты выходной ток все более сглажен и при $\cos\varphi_н \leqslant \leqslant 0{,}9$ и выходных частотах меньше 25 Гц имеет практически синусоидальную форму.

Осциллограммы выходных напряжения и тока при обратном порядке чередования фаз показаны на рис. 68, *а*,

б. Форма тока при обратном порядке чередования фаз более искажена, чем при прямом.

Осциллограммы первичных напряжения и тока преобразователя характеризуют свойство НПЧ с ОМ генерировать в сеть реактивную мощность (рис. 68, *в*).

7. СРАВНЕНИЕ СПОСОБОВ ИСКУССТВЕННОЙ КОММУТАЦИИ

Особенности неизбирательной коммутации. При режиме односторонней коммутации импульс коммутации проходит через дроссели, включенные на одной из сторон силовых мостов, а при режиме двусторонней коммутации—через все дроссели на обеих их сторонах. Следовательно, при режиме двусторонней коммутации необходима бо́льшая установленная

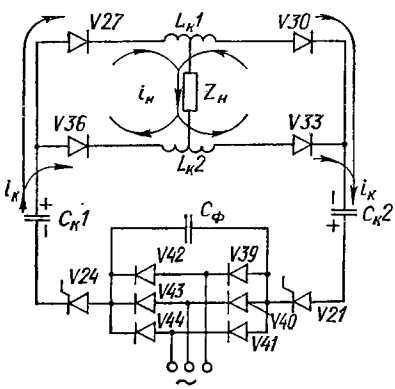


Рис. 69. Эквивалентная схема перезаряда коммутирующих конденсаторов

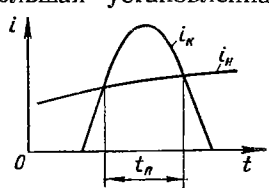


Рис. 70. К пояснению формирования паузы $t_п$ в выходном напряжении на интервале коммутации

мощность узла коммутации. Импульсы тока коммутации в каждом из коммутирующих дросселей (см. рис. 62 и 63) выбираются, как и в других схемах, выше максимального значения тока нагрузки. При режиме двусторонней коммутации эти импульсы проходят одновременно через все распределительные диоды *V27 — V38*, поддерживая их в открытом состоянии. При этом все силовые тиристоры оказываются выключенными, а нагрузка преобразователя шунтируется открытыми распределительными диодами (рис. 69). В связи с этим в кривой выходных напряжений на время шунтирования появляются паузы. Все распределительные диоды, шунтирующие каждую из фаз нагрузки,

будут находиться в проводящем состоянии, а следовательно, будет формироваться пауза $t_п$ в выходном напряжении на отрезке времени t, пока значение тока импульса коммутации $i_к$ будет больше тока нагрузки $i_н$ (рис. 70). Появление пауз в выходных напряжениях вызывает снижение их действующего значения. Длительность импульсов коммутации, а следовательно, и пауз фиксирована и определяется временем выключения тиристоров. Поэтому указанное влияние пауз возрастает с ростом числа коммутаций на период выходного напряжения и может снижать эффективность преобразователя на соответствующих участках диапазона выходных частот.

В режиме односторонней коммутации шунтирование нагрузки не происходит и паузы в выходных напряжениях не появляются. Это, наряду с меньшей требуемой мощностью импульса коммутации, определяет преимущества такого режима.

Сравнив преобразователи с избирательной и неизбирательной коммутацией, выделим некоторые важные особенности схем без ДНТ (с неизбирательной коммутацией).

1. Наличие дросселей между силовыми тиристорными мостами в каждой из фаз. Эти дроссели являются коммутирующими и разделительными. Их индуктивность определяется параметрами цепи коммутации. Без таких дросселей схема преобразователя может быть построена только с применением ДНТ (с учетом информации о направлении тока в ключах), т. е. с избирательной коммутацией.

2. Возможность создания цепи перезаряда коммутирующих конденсаторов, минуя источник питания, через накопительный конденсатор, что не удается сделать в рассмотренных схемах с ДНТ. Это позволяет за счет применения накопительного конденсатора и устройства «сброса» или повторного использования излишка накапливаемой в ней энергии разгрузить входные фильтры преобразователя от импульсов коммутации. В схемах с ДНТ (с избирательной коммутацией) импульсы тока коммутации замыкаются через входной фильтр в цепи переменного тока (см. рис. 57). Благодаря непосредственной связи этого фильтра с источником питания осуществляется свободный обмен энергией между элементами фильтра и сетью, что позволяет решить вопросы, связанные с накоплением энергии в его реактивных элементах по-иному. Преимуществом перезаряда коммутирующих конденсаторов через накопительный конденсатор, минуя

источник питания, является независимость процессов коммутации от параметров сети, и наоборот. Однако необходимость создания при этом устройств «сброса» и повторного использования накапливаемой энергии значительно снижает преимущества указанной схемы.

3. Относительно простой алгоритм работы схемы управления. Это позволяет исключить дополнительные логические устройства из схемы управления и сделать ее проще, чем схема преобразователей с ДНТ.

4. Повышенная по сравнению с ПЧ с избирательной коммутацией требуемая мощность импульсов коммутации. Это определяет повышенную установленную мощность узлов коммутации в ПЧ с избирательной коммутацией.

Комбинированная коммутация. Из анализа процессов в тиристорных преобразователях частоты с однократной модуляцией видно, что для выключения силовых тиристоров нет необходимости применения искусственной коммутации в каждый из моментов времени, определенный алгоритмом работы преобразователя. В предложенных выше схемах рассматривалось встречно-параллельное соединение двух тиристоров как ключей переменного тока, пропускающих в любой заданный момент времени ток в любом направлении. Для этого независимо от того, какой из двух тиристоров ключа проводит, на оба тиристора поступают импульсы включения. При этом включается тот из них, на аноде которого действует положительный потенциал. Для выключения тиристоров в любой заданный момент времени в схемах формируется импульс коммутации. При таком подходе требуется минимум информации о состоянии силовых тиристоров для управления всем ключевым преобразователем. При этом в схемах не нужны датчики полярности выходного напряжения, а при неизбирательной коммутации не нужны никакие датчики состояния силовых тиристоров. Система управления преобразователей оказывается наиболее простой и надежной в работе.

При рассмотрении процессов в ключевом преобразователе возможен и другой подход, обычный, например, для вентильных преобразователей с естественной коммутацией. В этом случае выделяются два режима работы: выпрямительный, когда направление тока в нагрузке моста совпадает с направлением напряжения на его выходе, и инверторный, когда их направления противоположны. В каждом из этих режимов импульсы включения подаются не на оба тиристора

ключа, а на один из них. При выделении выпрямительного и инверторного режимов необходимо разделить по запуску силовые тиристорные мосты, соединенные в преобразователе встречно-параллельно. Переход от одного режима к другому возможен только при помощи искусственной коммутации. Для включения узла искусственной коммутации в нужный момент необходима информация о положении точки перехода из одного режима в другой. Для этого в схему преобразователя включаются датчики тока и напряжения.

Рассмотрим кривую выходного напряжения преобразователя. Из кривых выходного напряжения ПЧ (см. рис. 23) видно, что они содержат точки, где происходят переключения тиристоров с меньшего потенциала на больший потенциал одинаковой полярности. В этих точках коммутация может проходить естественно и необходимость в искусственной отпадает. В связи с этим во всех схемах ключевых преобразователей частоты можно осуществить комбинированную коммутацию — сочетание естественной и искусственной. Для этого в рассмотренных схемах необходимо сделать раздельное управление встречно-параллельно соединенными тиристорами, установить датчик тока и напряжения на выходе каждого из силовых мостов и дополнить схему управления преобразователя соответствующими логическими устройствами.

При использовании комбинированной коммутации сокращаются потери на коммутацию и существенно разгружается УК, уменьшается установленная мощность его элементов. Применение комбинированного способа коммутации является наиболее перспективным, когда КПД, масса и габариты преобразователя имеют решающее значение. Однако при естественной коммутации существенно усложняется система управления. Последняя должна быть дополнена логическими устройствами, с помощью которых определяются моменты естественной коммутации, двумя каналами формирования импульсов выпрямительного и инверторного режимов работы силовых тиристоров, а также логическими элементами, обеспечивающими раздельное управление анодных и катодных групп силовых тиристоров.

8. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ТИРИСТОРНЫХ СХЕМ

В преобразователях частоты форма тока в тиристорах отличается от формы тока в номинальном режиме. Поэтому для определения расчетного среднего значения тока в тиристорах это отличие необходимо учесть с помощью поправочного коэффициента $k_р$. Тогда расчетное среднее значение тока тиристора, т. е. его номинальный ток, определяется в виде

$$I_н = I_{т.р} = k_р I_т, \tag{52}$$

где $I_т$ — действующее значение тока тиристора в конкретной схеме ПЧ. Если выразить $I_т$ через действующее значение выходного тока, то выражение (52) можем записать в виде

$$I_н = k_р k_т I_{вых}, \tag{53}$$

где $k_т = I_т/I_{вых}$. Поправочный коэффициент $k_р$ можно определить из выражения (52), допустив, что потери в тиристоре в реальном и классификационном режимах равны. Используя кусочно-линейную аппроксимацию вольт-амперной характеристики вентиля, выражение потерь в нем для номинального режима записываем в виде

$$\Delta P_н = I_н U_0 + I_н^2 k_{ф.т} R_д, \tag{54}$$

где $k_{ф.т}$ — коэффициент формы анодного тока тиристора; U_0 — начальное напряжение аппроксимации;

$$R_д = \Delta U_н (1 - a/2)/I_н \tag{55}$$

— динамическое сопротивление [11]; $a = U_0/U_н = 1{,}5...$ ...1,7 [47] для тиристоров заданного типа, причем меньшие значения относятся к тиристорам типа Т, бо́льшие — ТЛ и ТД. С учетом выражений (54) и (55), принимая, что потери в тиристоре в номинальном и рабочем режимах равны, записываем

$$\Delta U_н I_н \left[a + \frac{\Delta U_н}{I_н}(1 - 0{,}5a)\, k_{ф.н}^2\right] =$$

$$= (1 + \delta)\left[(a \Delta U_н I_т)/k_{ф.т} + (1 - 0{,}5a)\frac{\Delta U_н}{I_н} I_т^2\right], \tag{56}$$

где $k_{ф.н} = 1{,}57$ — номинальный коэффициент формы анодного тока тиристора.

Из выражения (56) определяем

$$k_{\text{р}} = (2 - a)\left\{\sqrt{\frac{a^2}{k^2_{\text{ф.т}}} + \frac{4 - 2a}{1 + \delta}\left[a + (1 - 0{,}5a)\,k^2_{\text{ф.н}}\right]}\right\}, \quad (57)$$

где δ — коэффициент, учитывающий потери в тиристоре на переключения.

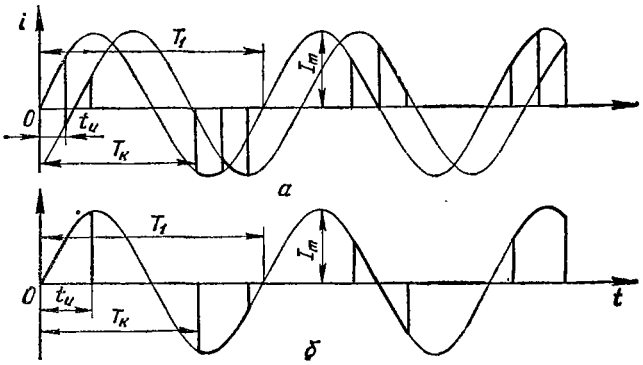


Рис. 71. Кривые токов в тиристорном ключе НПЧ с ОМ в двухтактной (*а*) и однотактной (*б*) схемах

Для тиристоров типа Т, у которых $a \approx 1{,}5$, выражение (57) можно записать в более простом виде:

$$k_{\text{р}} = k_{\text{ф.т}}\left\{3\left[-1 + \sqrt{1 + 0{,}9k^2_{\text{ф.т}}/(1 + \delta)}\right]\right\}^{-1}.$$

Без учета потерь на переключения

$$k_{\text{р}} = k_{\text{ф.т}}\left\{3\left[-1 + \sqrt{1 + 0{,}9k^2_{\text{ф.т}}}\right]\right\}^{-1}.$$

Для определения $k_{\text{т}}$, входящего в формулу (53), необходимо знать действующее значение анодного тока тиристора $I_{\text{т}}$. При активной нагрузке графики токов в ключе НПЧ с ОМ для двухтактной (рис. 71, *а*) и однотактной (рис. 71, *б*) схем представляют кривые, промодулированные широтно-импульсным способом. При $\Omega > \omega$ в кривой выходного тока ПЧ отсутствуют постоянные составляющие, поэтому в кривых рис. 71 они также отсутствуют, а действующее $I_{\text{т}}$ и среднее $I_{\text{ср}}$ значения тока в каждом из встречно-параллельно включенных тиристоров ключа равны по величине. Учитывая это, для тиристора в двухтактной и однотактной схемах при активной нагрузке запишем следующие выражения:

Таблица 11

Преобразователь	k_p	$k_т$	d	k_u	k_i
НПЧ с однократной модуляцией: двухтактная схема	0,49	$\frac{\pi\sqrt{2}}{9\sqrt{1+k_{гu}^2}}$	$\frac{2\pi\sqrt{2}}{3\sqrt{1+k_{гu}^2}}$	0,585	4,13
однотактная схема	0,49	$\frac{\pi}{3\sqrt{6}\cdot\sqrt{1+k_{гu}^2}}$	$\frac{\pi\sqrt{2}}{3\sqrt{1+k_{гu}^2}}$	0,675	4,77
Выпрямитель: однотактная (трехфазная с нулевым проводом)	0,605	$1/\sqrt{3}$	2,09	0,478	2,86
двухтактная (мостовая) схема	0,605	$1/\sqrt{3}$	1,045	0,957	2,86
НПЧ с двукратной модуляцией: однотактная (трехфазная с нулевым проводом)	0,521	$1/\sqrt{6}$	2,09	0,732	4,16
однотактная (трехфазная без нулевого провода)	0,507	$\frac{\pi}{3\sqrt{6}\sqrt{1+k_{гu}^2}}$	$\frac{\pi\cdot 1{,}045}{\sqrt{2}\sqrt{1+k_{гu}^2}}$	0,748	4,62
двухтактная (мостовая)	0,521	$1/\sqrt{6}$	1,045	0,856	4,21
Инвентор напряжения	0,654	$\frac{\pi}{3\sqrt{2}\cdot\sqrt{1+k_{гu}^2}}$	$\frac{\pi}{\sqrt{2}\cdot\sqrt{1+k_{гu}^2}}$	0,779	2,06

$I = I_m\sqrt{\gamma}/\sqrt{2(3-b)}$; $I_{ср} = 2\gamma I_m/[\pi(3-b)]$, где $\gamma = t_и/T_к$; $T_к$ — период коммутации; $t_и = T_к/(3b)$; $I_m = U_m/R_н$.

Выразим I_m и $I_{ср}$ через действующее значение выходного тока ПЧ с учетом выражений (35) и (36). Тогда для двухтактной схемы $I_т = \pi I_{вых}/(3\sqrt{6}\sqrt{1+k_{гu}^2})$; $I_{ср} = \sqrt{2}\times$ $\times I_{вых}/(9\sqrt{1+k_{гu}^2})$,

а для однотактной схемы $I_т = \pi\sqrt{2}\,I_{вых}/(9\sqrt{1+k_{гu}^2})$; $I_{ср} = 2\sqrt{2}\,I_{вых}/9\sqrt{3}\sqrt{1+k_{гu}^2}$.

Коэффициент формы анодного тока тиристора $k_{ф.т} = I_т/I_{ср} \approx 2{,}75$. Значения $k_р$, $k_т$, d, k_u, k_i для двухтактной и однотактной схем НПЧ с ОМ, а также для других типов ПЧ приведены в табл. 11. Для НПЧ с ОМ коэффициент $k_т$ определяется из выражения (53). Коэффициент

$$d = U_{вых}/U_{вых(1)}. \qquad (58)$$

Коэффициент токовой загрузки тиристоров

$$k_i = \left[K_р K_т\sqrt{1+k_{гu}^2}\right]^{-1}. \qquad (59)$$

Коэффициент использования тиристоров по напряжению

$$k_u = \left[d\sqrt{1+k_{гu}^2}\right]^{-1}.$$

Выражения, полученные для действующего, среднего и расчетного значений анодного тока тиристора, а также значения коэффициента формы тока $k_{ф.т}$ приведены в табл. 12.

Оценим установленную мощность силовых тиристоров НПЧ с ОМ. Под установленной мощностью тиристора понимают произведение номинального значения тока $I_н$ тиристора на его номинальное напряжение. Отношение суммарной установленной мощности тиристоров к выходной мощности преобразователя, определенной по первым гармоникам выходных тока $I_{вых(1)}$ и напряжения $U_{вых(1)}$, называют приведенной установленной мощностью силовых тиристоров: $S_т = NT_н U_н/(mU_{вых(1)}I_{вых(1)})$, где N — количество тиристоров силовой схемы ПЧ. Отношение суммарной установленной мощности тиристоров к выходной мощности преобразователя, определенной на всех гармониках, называют полной приведенной установленной мощностью силовых тиристоров: $S_{т.п} = NI_н U_н/mU_{вых}I_{вых}$). Выражая $U_{вых}$ и $I_{вых}$ через первые гармоники и коэффи-

Преобразователь	Действующее значение анодного тока
НПЧ с однократной модуляцией:	$0{,}408I_{\text{вых}}$;
однотактная	$0{,}493I_{\text{вых}}$ (I)
двухтактная	$\frac{\pi}{3\sqrt{6}\cdot\sqrt{1+k_{ru}^2}}\cdot I_{\text{вых}} = 0{,}408I_{\text{вых}} = 0{,}427I_{\text{вых}}$ (I)
Выпрямитель: однотактный	$\frac{1}{\sqrt{3}} I_{\text{вых}} = 0{,}577I_{\text{вых}}$
двухтактный	$\frac{1}{\sqrt{3}} I_{\text{вых}} = 0{,}577I_{\text{вых}}$
НПЧ с двукратной модуляцией: однотактная (трехфазная с нулевым проводом)	$\frac{1}{\sqrt{6}} I_{\text{вых}} = 0{,}408I_{\text{вых}} = 0{,}460I_{\text{вых}}$ (I)
однотактная (трехфазная без нулевого провода)	$\frac{\pi}{3\sqrt{6}\sqrt{1+k_{ru}^2}}\cdot I_{\text{вых}} = 0{,}410I_{\text{вых}} = 0{,}427I_{\text{вых}}$ (I)
двухтактная (мостовая)	$\frac{1}{\sqrt{6}} I_{\text{вых}} = 0{,}408I_{\text{вых}} = 0{,}456I_{\text{вых}}$ (I)
Инвертор напряжения	$\frac{\pi}{3\sqrt{2}\sqrt{1+k_{ru}^2}}\cdot I_{\text{вых}} = 0{,}706I_{\text{вых}} = 0{,}740I_{\text{вых}}$ (I)

циенты гармоник напряжения k_{ru} и тока k_{ri}, получаем

$$S_{\text{т.п}} = S_{\text{т}}\left[\sqrt{(1+k_{ru}^2)(1+k_{ri}^2)}\right]^{-1}. \quad (60)$$

Для активной нагрузки $k_{ru} = k_{ri}$, тогда выражение (60) принимает вид

$$S_{\text{т.п}} = S_{\text{т}}[(1+k_{ru}^2)]^{-1}. \quad (61)$$

Таблица 12

Среднее значение анодного тока	Расчетная величина среднего значения тока	$b_{\text{фт}}$
$0{,}148I_{\text{вых}}$; $0{,}179I_{\text{вых (1)}}$	$\frac{0{,}49 \cdot \pi \cdot \sqrt{2}}{9\sqrt{1+k_{\text{гu}}^2}} \cdot I_{\text{вых}} = 0{,}199I_{\text{вых}} = 0{,}24I_{\text{вых (1)}}$	2,75
$\frac{0{,}105\pi\sqrt{2}}{3\sqrt{1+k_{\text{гu}}^2}} I_{\text{вых}} = 0{,}148I_{\text{вых}} = 0{,}155I_{\text{вых (1)}}$	$\frac{0{,}49\pi}{3\sqrt{6}\cdot\sqrt{1+k_{\text{гu}}^2}} \cdot I_{\text{вых}} = 0{,}199I_{\text{вых}} = 0{,}209I_{\text{вых (1)}}$	2,75
$\frac{1}{3} I_{\text{вых}} = 0{,}333I_{\text{вых}}$	$\frac{0{,}637}{\sqrt{3}} \cdot I_{\text{вых}} = 0{,}367I_{\text{вых}}$	$\sqrt{3}$
$\frac{1}{3} I_{\text{вых}} = 0{,}333I_{\text{вых}}$	$\frac{0{,}637}{\sqrt{3}} I_{\text{вых}} = 0{,}367I_{\text{вых}}$	$\sqrt{3}$
$\frac{1}{6} I_{\text{вых}} = 0{,}167I_{\text{вых}} = 0{,}188I_{\text{вых (1)}}$	$\frac{0{,}521}{\sqrt{6}} I_{\text{вых}} = 0{,}212I_{\text{вых}} = 0{,}240I_{\text{вых (1)}}$	$\sqrt{6}$
$\frac{\pi\sqrt{2}}{27\sqrt{1+k_{\text{гu}}^2}} I_{\text{вых}} = 0{,}158I_{\text{вых}} = 0{,}164I_{\text{вых (1)}}$	$\frac{0{,}507\pi}{3\sqrt{6}\sqrt{1+k_{\text{гu}}^2}} I_{\text{вых}} = 0{,}207I_{\text{вых}} = 0{,}216I_{\text{вых (1)}}$	$\frac{9}{2\sqrt{3}}$
$\frac{1}{6} I_{\text{вых}} = 0{,}167I_{\text{вых}} = 0{,}186I_{\text{вых (1)}}$	$\frac{0{,}521}{\sqrt{6}} \cdot I_{\text{вых}} = 0{,}212I_{\text{вых}} = 0{,}237I_{\text{вых (1)}}$	$\sqrt{6}$
$\frac{2\pi}{9\sqrt{2}\sqrt{1+k_{\text{гu}}^2}} \cdot I_{\text{вых}} = 0{,}474I_{\text{вых}} = 0{,}493I_{\text{вых (1)}}$	$\frac{0{,}654\pi}{3\sqrt{2}\sqrt{1+k_{\text{гu}}^2}} \cdot I_{\text{вых}} = 0{,}462I_{\text{вых}} = 0{,}483I_{\text{вых (1)}}$	1,5

С учетом формул (52), (53), (58) и (59) выражения (60) и (61) могут быть записаны в виде

$$S_{\text{т}} = k_{\text{р}} k_{\text{т}} dN_{\text{т}}/m;$$

$$S_{\text{т.п}} = \frac{k_{\text{р}} k_{\text{т}} dN_{\text{т}}}{m} [(1 + k_{\text{гu}}^2)]^{-1}. \qquad (62)$$

Для НПЧ с ОМ и других типов преобразователей в табл. 13 приведены рассчитанные значения установленной мощности силовых тиристоров.

Полученные значения установленной мощности тиристоров значительно меньше, чем в трансформаторно-

Таблица 13

Преобразователь	$S_{п.т}$	$S_т$
НПЧ с однократной модуляцией: однотактная схема	3,53	4,27
двухтактная схема	3,56	3,7
Выпрямитель: однотактная (трехфазная с нулевым проводом)	2,18	2,18
двухтактная (мостовая) схема	2,18	2,18
НПЧ с двукратной модуляцией: однотактная (трехфазная с нулевым проводом)	2,66	3,399
однотактная (трехфазная без нулевого провода)	2,9	3,02
двухтактная (мостовая)	2,666	3,317
Инвертор напряжения	2,15	2,23
ПЧ с явно выраженным звеном постоянного тока (выпрямитель мостовой + инвертор *)	4,33	4,41

* Без учета обратного диодного моста.

тиристорных схемах. Однако это сравнение не является полным, так как тиристорные ПЧ, кроме силовой части, содержат узлы коммутации, установленная мощность которых зависит от выбранной схемы, частоты работы УК и т. д. Поэтому установленная мощность тиристорного ПЧ может увеличиться на 20—40% (в зависимости от выходной частоты ПЧ). В трансформаторно-тиристорных ПЧ дополнительные коммутирующие тиристоры отсутствуют, однако установленная мощность силовых тиристоров также должна быть увеличена, так как через них протекает ток коммутации. Сравнение схем ПЧ по установленной мощно-

ти показывает, что НПЧ с ИК имеют меньшую установленную мощность силовых элементов, чем ПЧ с явно выраженным звеном постоянного тока.

Установленная мощность УК зависит от его схемы. Расчетный ток тиристора в УК определяется по той же формуле (52), что и для силовых тиристоров. Для большинства устройств коммутации коммутирующий импульс может быть изображен в виде полуволны синусоиды с амплитудой I_{km} и угловой частотой ω_0. Действующее значение тока в этом случае

$$I_{\text{к}} = k\sqrt{\gamma}\, I_{\text{вых}m}/\sqrt{2}, \tag{63}$$

где $\gamma = t_{\text{и.к}}/T_{\text{к}}$; $t_{\text{и.к}}$ — длительность коммутирующего импульса; k — отношение амплитуды тока коммутации к амплитуде тока нагрузки.

Среднее значение тока коммутации

$$I_{\text{к.ср}} = 2k\gamma I_{\text{вых}m}/\pi. \tag{64}$$

Коэффициент формы тока

$$k_{\text{ф.т}} = \pi/(2\sqrt{2\gamma}). \tag{65}$$

После подстановки выражения (65) в формулу (57) получаем

$$k_{\text{р}} = (2 - a) \times$$

$$\times \left\{\sqrt{8a^2\gamma/\pi^2 + (4 - 2a)\left[a + (1 - 0{,}5a)\, k_{\text{ф.н}}^2\right]/(1 + \delta)}\right\}^{-1}. \tag{66}$$

Используя формулы (52), (63) и (66), находим расчетный ток в коммутирующем тиристоре. Для определения установленной мощности коммутирующих тиристоров можно воспользоваться формулой (62).

Глава III

ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ И ИСКУССТВЕННОЙ КОММУТАЦИЕЙ

1. РЕГУЛИРУЕМЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Большинство НПЧ с ИК предназначено для регулирования частоты вращения электродвигателей переменного тока. Преобразователи частоты с непосредственной связью и искусственной коммутацией отвечают основным требованиям, которые обычно предъявляются к ПЧ в системах электропривода. В частности, возможны независимая регулировка частоты и напряжения в необходимом диапазоне, свободный двусторонний обмен энергией между источником питания и нагрузкой. Кроме того, НПЧ практически безынерционны.

В преобразователях частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока (с двукратной модуляцией) качество выходной электроэнергии практически такое же, как и в автономных инверторах напряжения (АИН), при одинаковом способе формирования кривой выходного напряжения. В АИН для регулирования частоты вращения асинхронного двигателя применяют способы ШИМ и ШИР. Эти же методы, перенесенные в НПЧ с ИК, обеспечивают такие же энергетические характеристики асинхронного двигателя, как и при питании от АИН. Однако электропривод с НПЧ с ИК обладает большими функциональными возможностями благодаря двусторонней связи нагрузки и сети, лучшими динамическими свойствами, более высоким КПД благодаря однократности преобразования электрической энергии. В настоящее время в НПЧ с ИК: 1) используют переменные многоимпульсные структуры выходного напряжения при ШИР; 2) применяют ШИР и ШИМ. В первом случае обеспечивается хорошая форма тока в двигателе как при номинальной, так и при низкой частотах. Во втором случае хорошая форма тока обеспечивается на низких частотах с помощью способа ШИМ, а при использовании способа ШИР на более высоких частотах снижаются потери в НПЧ на переключения.

Частотный спектр выходного напряжения НПЧ с ОМ существенно отличается от спектра преобразователей, рассмотренных выше. Поэтому рассмотрим подробно особенности применения НПЧ с ОМ в электроприводе переменного тока.

Оценка энергетических показателей асинхронного двигателя может быть сделана с помощью метода гармонических составляющих [6]. При этом предполагается, что маг-

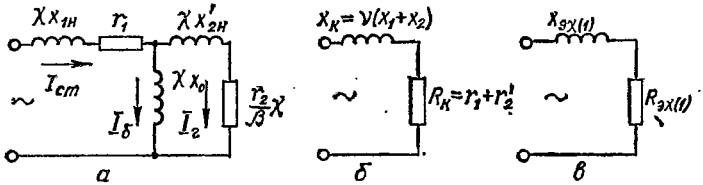


Рис. 72. Эквивалентные схемы замещения асинхронного двигателя:

а — Т-образная схема замещения; *б* — для высших гармоник; *в* — для основной гармоники

нитная цепь машины линейна и каждая гармоническая составляющая напряжения создает в зазоре круговое поле, направление и скорость вращения которого определяются порядковым номером гармоники.

Расчет токов асинхронного двигателя ведется на основе Т-образной эквивалентной схемы замещения (рис. 72, *а*), параметры которой выражены через параметр абсолютного скольжения $\beta = f_р/f_{1н}$, где $f_р$ — частота тока ротора; $f_{1н}$ — номинальная частота тока статора. На рис. 72, *б* показана схема замещения для высших гармоник.

Путем эквивалентных преобразований схема рис. 72, *а* приводится к схеме рис. 72, *в*, эквивалентные параметры которой [41]

$$R_{эχ(1)} = r_1 + \chi \frac{r'_2 x_0^2/\beta}{(r'_2/\beta)^2 + (x_0 + x'_2)^2};$$

$$x_{эχ(1)} = \chi\left[x_1 + x_0 \frac{x'^2_2 + x_0 x'_2 + (r'_2/\beta)^2}{(r'_2/\beta) + (x_0 + x'_2)^2}\right].$$

Таким образом асинхронный двигатель представляется в виде последовательно соединенных активного и индуктивного сопротивлений $X_к$ и $R_к$ — для высших гармоник и $R_{эχ(1)}$, $X_{эχ(1)}$ — для основной гармоники. В связи с этим

можно воспользоваться некоторыми выражениями, полученными ранее для статической активно-индуктивной нагрузки, в частности, выражением для определения коэффициента гармоник тока [47]. Так как в регулируемом электроприводе переменного тока изменение напряжения и частоты связаны определенными соотношениями, то в выражении (31) принимается

$$\sin\alpha = \xi \sin\alpha_{\text{н}}/k_c, \tag{67}$$

где $\alpha_{\text{н}}$ — угол, соответствующий номинальной частоте $\omega_{1\text{н}} \times$ $\times$ ($\chi = 1$); ξ — коэффициент регулирования, определяемый законом изменения выходного напряжения; для закона $U/f = \text{const}$ $\xi = \chi$; k_c — коэффициент, учитывающий коэффициент преобразования ПЧ по напряжению ($k_c = 1$ при наличии согласующего трансформатора на входе ПЧ; $k_c =$ $= 1{,}64$ для двухтактной схемы без согласующего трансформатора).

С учетом соотношений (67) и (40) выражение для коэффициента гармоник тока статора с использованием параметров схем замещения записывается в виде

$$k_{\text{г}i} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty}\left[U^{*2}_{\nu_{\text{пр}}}\frac{Z^2_{\text{э}\chi(1)}}{Z^2_{\text{э}\chi(\nu_{\text{пр}})}} + U^{*2}_{\nu_{\text{обр}}}\frac{Z^2_{\text{э}\chi(1)}}{Z^2_{\text{э}\chi(\nu_{\text{обр}})}}\right]},$$

где

$$U^*_{\nu_{\text{пр}}} = \frac{\sin\left[(3kb-1)\arcsin\left(\xi\sin\alpha_{\text{н}}/k_c\right)\right]}{(3kb+1)\,\xi\sin\alpha_{\text{н}}/k_c},$$

$$U^*_{\nu_{\text{обр}}} = \frac{\sin\left[(3kb-1)\arcsin\left(\xi\sin\alpha_{\text{н}}/k_c\right)\right]}{(3kb-1)\,\xi\sin\alpha_{\text{н}}/k_c}$$

— относительные амплитуды гармоник, составляющих соответственно прямую и обратную последовательности фаз;

$$Z_{\text{э}\chi(1)} = \sqrt{R^2_{\text{э}\chi(1)} + X^2_{\text{э}k(1)}};$$

$$Z_{\text{э}\chi(\nu_{\text{пр}})} = \sqrt{R^2_{\text{к}} + \nu^2_{\text{пр}}X^2_{\text{к}}};$$

$$Z_{\text{э}\chi(\nu_{\text{обр}})} = \sqrt{R^2_{\text{к}} + \nu^2_{\text{обр}}X^2_{\text{к}}}$$

— полные эквивалентные сопротивления соответственно для основной гармоники, для высших гармоник прямой последовательности фаз и высших гармоник обратной последовательности фаз;

$$\nu_{\text{пр}} = [(3kb+1)\chi + 3kb]/\chi \text{ и } \nu_{\text{обр}} = [(3kb-1)\chi + 3kb]/\chi$$
$$(k = 1,\ 2,\ 3,\ \ldots,\ \infty)$$

— относительные частоты гармонических составляющих прямой и обратной последовательностей чередования фаз.

Действующее значение тока статора $I_{ст} = 3bU\xi \sin \alpha_н \times \times \sqrt{1 + k_{ri}^2}/(\pi \sqrt{2}\, Z_{эх(1)} k_c)$.

Относительное увеличение тока статора $I_{ст}^*$ (отношение действующего значения первой гармоники тока статора к его полному действующему значению) $I_{ст}^* = \sqrt{1 + k_{ri}^2}$. Высшие гармоники увеличивают потери в меди машины, а увеличение потерь в стали незначительно, поэтому изменение КПД можно определить с учетом увеличения лишь потерь в меди [6]. Мощность, потребляемая двигателем от ПЧ,

$$P_{ПЧ} = m \sum_{k=1}^{\infty} [I_{ст(1)}^2 R_{эх(1)} + (I_{ст\nu_{пр}}^2 + I_{ст\nu_{обр}}^2) R_к].$$

Относительное изменение КПД — это отношение мощности, потребляемой двигателем от источника синусоидального напряжения, амплитуда которого равна амплитуде первой гармоники выходного напряжения ПЧ, к мощности, потребляемой от ПЧ:

$$\Delta\eta = \frac{I_{ст1}^2 R_{эх(1)}}{P_{ПЧ}} = \left\{1 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[(U_{\nu_{пр}}^*)^2 \frac{Z_{эх(1)}^2 R_к}{Z_{эх(\nu_{пр})}^2 R_{эх(1)}} + \right.\right.$$

$$\left.\left. + (U_{\nu_{обр}}^*)^2 \frac{Z_{эх(1)}^2 R_к}{Z_{эх(\nu_{обр})}^2 R_{эх(1)}} \right]\right\}^{-1}.$$

Коэффициент мощности двигателя определяется из выражения

$$\lambda = \sum_{\nu=1}^{\infty} U_\nu I_\nu \cos \varphi_\nu / (U_{ст} I_{ст}). \qquad (68)$$

Коэффициент мощности может быть выражен через действующие значения напряжения и тока статора и их коэффициенты гармоник

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{(1 + k_{гu}^2)(1 + k_{ri}^2)}} \times$$

$$\times \left\{ \cos \varphi_{(1)} + \sum_{k=1}^{\infty} \left[(U_{\nu_{пр}}^*)^2 \frac{\cos \varphi_{\nu_{пр}}}{Z_{эх(\nu_{пр})}} + \right.\right.$$

$$\left.\left. + (U_{\nu_{обр}}^*)^2 \frac{\cos \varphi_{\nu_{обр}}}{Z_{эх(\nu_{обр})}} \right]\right\}.$$

Таблица 14

Двигатель	ξ при χ, равном							
	1	0,8	0,5	0,3	0,2	0,1	0,05	0,02
АОЛ2-31-2	1	0,82	0,535	0,343	0,246	0,151	0,1	0,07
А52-6	1	0,847	0,554	0,356	0,257	0,16	0,106	0,08

Относительное изменение коэффициента мощности

$$\lambda^* = \frac{1}{\sqrt{(1+k_{r\text{u}}^2)(1+k_{r\text{i}}^2)}} \times$$

$$\times \left\{1 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[(U^*_{\nu_{\text{пр}}})^2 \frac{Z^2_{\text{э}\chi(1)} R_{\text{к}}}{Z^2_{\text{э}\chi(\nu_{\text{пр}})} R_{\text{э}\chi(1)}} + \right.\right.$$

$$\left.\left. + (U^*_{\nu_{\text{обр}}})^2 \frac{Z^2_{\text{э}\chi(1)} R_{\text{к}}}{Z^2_{\text{э}\chi(\nu_{\text{обр}})} R_{\text{э}\chi(\nu_{\text{обр}})}} \right] \right\}, \qquad (69)$$

или с учетом выражения (69)

$$\lambda^* = \left[\Delta\eta \sqrt{(1+k_{r\text{u}}^2)(1+k_{r\text{i}}^2)}\right]^{-1}.$$

Рассчитаем энергетические показатели асинхронных двигателей АОЛ2-31-2 и А52-6 для случая, когда момент на валу двигателя $M = M_{\text{н}} = \text{const}$, где $M_{\text{и}}$ — номинальный момент. Закон регулирования напряжения в функции частоты для этого случая с учетом компенсации падения напряжения на активном сопротивлении статорной обмотки (IR-компенсация) рассмотрен в работе [5]. В табл. 14 приведены значения относительных частот χ и коэффициента регулирования. Способ регулирования выходного напряжения — ШИР.

Из табл. 14 видно, что примерно до $\chi = 0{,}5$ сохраняется закон, близкий к $U/f = \text{const}$, а при дальнейшем уменьшении частоты напряжение, прикладываемое к асинхронному двигателю, должно быть больше, чем при законе управления $U/f = \text{const}$, причем тем больше, чем ниже частота χ.

Использовав значения из табл. 14 и параметры схем замещения, определим $k_{ri} = f(\chi)$; $I^*_{\text{ст}} = f(\chi)$; $\Delta\eta = f(\chi)$. По полученным данным построим графики (рис. 73, 74).

Проанализировав графики, можно сделать следующие выводы:

1. Несмотря на то, что при способе ШИР выходного напряжения в НПЧ с ОМ его коэффициент гармоник $k_{гu}$ резко возрастает при снижении выходной частоты (рис. 73), коэффициент гармоник статорного тока $k_{гi}$ при малых частотах уменьшается. Это объясняется резким увеличением частот высших гармоник при снижении выходной частоты. Кривые $k_{гi} = f(\chi)$ имеют максимум в диапазоне $\chi = 0{,}3...0{,}6$.

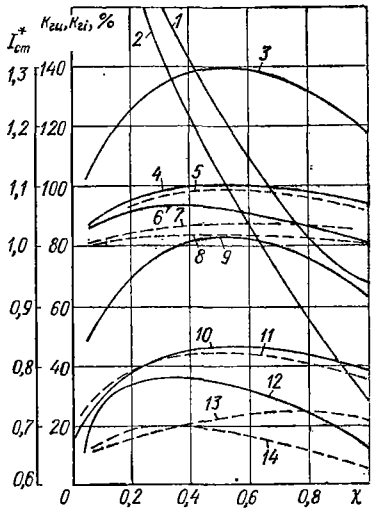


Рис. 73. График зависимости $I^*_{ст}$, $k_{гu}$ и $k_{гi}$ от относительной выходной частоты χ:
1, 2 — $k_{гu} = f(\chi)$ соответственно для однотактной и двухтактной схем; *3, 5* — $I^* = f(\chi)$ для однотактной схемы; *4, 7* — $I^* = f(\chi)$ — для двухтактной схемы ($k_c = 1{,}64$); *6, 8* — $I^* = f(\chi)$ для двухтактной схемы ($k_c = 1$); *9, 11* — $k_{гi} = f(\chi)$ для однотактной схемы; *10, 13* — $k_{гi} = f(\chi)$ для двухтактной схемы ($k_c = 1{,}64$); *12, 14* — $k_{гi} = f(\chi)$ для двухтактной схемы ($k_c = 1$); ——— —для двигателя АОЛ2-31-2; — — — — для А52-6

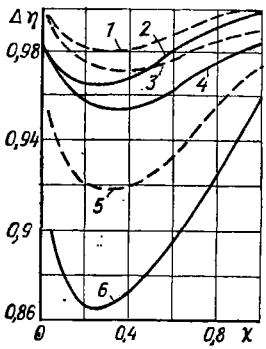


Рис. 74. График зависимости относительного изменения КПД от выходной частоты χ:
1, 2 — двухтактная схема (при $k_c = 1$); *3, 4* — двухтактная схема (при $k_c = 1{,}64$); *5, 6* — однотактная схема; ——— — для АОЛ2-31-2; — — — — — для А52-6

2. Искажения формы статорного тока выше при питании асинхронных двигателей от однотактных схем.

3. Относительное увеличение статорного тока $I^*_{ст}$ в диапазоне $\chi = 0{,}02...1$ для однотактных схем составляет 8—30% (для АОЛ2-31-2) и 2—10% (для А52-6); для двухтактных схем 0,8—6,7% ($k_c = 1$) и 2—10% ($k_c = 1{,}64$) для АОЛ2-31-2 и 0,2—2% ($k_c = 1$); 0,6—3,3% ($k_c = 1{,}64$) для А52-6. Графики зависимости $I^*_{ст} = f(\chi)$ имеют такой же вид, как и $k_{гi} = f(\chi)$.

4. Графики зависимости относительного изменения КПД ($\Delta\eta = f(\chi)$) от выходной частоты имеют такой же вид, как кривые $k_{ri} = f(\chi)$. Максимально уменьшается КПД в диапазоне относительных частот $\chi = 0{,}2...0{,}4$. Для однотактных схем уменьшение КПД составляет 4—14% для АОЛ2-31-2 и 3—9% для А52-6; для двухтактных схем соответственно 1—3% и 0,5—2% ($k_c = 1$); 2—4,5% и 1—3% ($k_c = 1{,}64$). На основании полученных численных значений можно сделать вывод, что с помощью однотактных схем НПЧ с ОМ трудно обеспечить широкий диапазон регулирования скорости асинхронного двигателя вследствие ухудшения КПД двигателя. В этом отношении двухтактные схемы НПЧ с ОМ более предпочтительны, так как при способе ШИР в широком диапазоне частот вращения асинхронного двигателя ухудшение его энергетических показателей незначительно.

Влияние высших гармоник на момент асинхронной машины ничтожно мало [6] и можно считать, что результирующий момент создается лишь действием первой гармоники выходного напряжения НПЧ с ОМ:

$$M_1 = m(I'_{21})^2 r'_2/(s\chi\omega_{1н}). \qquad (70)$$

Момент, обусловленный ν-гармоникой,

$$M_\nu = mI'^2_{2\nu}r'_2/(s_\nu\nu\chi\omega_{1н}), \qquad (71)$$

где s_ν для ν-гармоники выражается через параметр абсолютного скольжения β следующим образом: $s_\nu = 1 \pm (\chi - \beta)/\nu\chi$. Кроме постоянного вращающегося момента, высшие гармонические потоки и токи разных порядковых номеров создают пульсирующие моменты. Хотя средняя величина их равна нулю, амплитуда их не мала, так как образуется в основном взаимодействием главного вращающегося поля с гармониками тока. Амплитуда пульсирующего момента образуется как геометрическая сумма моментов гармоник, равных произведению потока на ток. Действие пульсирующего момента проявляется в колебаниях угловой скорости ротора асинхронного двигателя и неравномерности его вращения. Так как пульсирующие моменты от высших гармоник потока и тока разных порядков пренебрежимо малы [5, 6], то рассмотрим лишь пульсирующие моменты от взаимодействия вращающегося поля основной гармоники с высшими гармониками тока.

Формула для определения пульсирующих моментов может быть найдена из уравнений напряжений асинхронной

машины в функции потокосцеплений, из которых получено следующее простое выражение [37]:

$$M_{\text{п}} = (\omega_1 + \omega_\nu - 2\omega_{\text{р}}) \times$$

$$\times \sqrt{M_1 M_\nu \cos(\omega_{\text{м}} t - \varphi_{\text{м}})/[(\omega_1 - \omega_{\text{р}})(\omega_\nu - \omega_{\text{р}})]}, \qquad (72)$$

где ω_1, ω_ν — угловая частота соответственно основной и высшей гармоник напряжения; M_1, M_ν — вращающиеся

Таблица 15

χ	$\nu_{\text{пр}(1)} = \frac{(3kb+1)\chi + 3kb}{\chi}$		$\nu_{\text{обр}(1)} = \frac{(3kb-1)\chi + 3bk}{\chi}$		$\omega_{\text{м}}$	
					$b=1$	$b=2$
	$b=1$	$b=2$	$b=1$	$b=2$	$\nu_{\text{пр}}$, $\nu_{\text{обр}}$	$\nu_{\text{пр}}$, $\nu_{\text{обр}}$
1	7	13	5	11	$6\omega_1$	$12\omega_1$
0,8	7,75	14,5	5,75	12,5	$6{,}75\omega_1$	$13{,}5\omega_1$
0,5	10	19	8	17	$9\omega_1$	$18\omega_1$
0,3	14	27	12	25	$13\omega_1$	$26\omega_1$
0,2	19	37	17	35	$18\omega_1$	$36\omega_1$
0,1	34	67	32	65	$33\omega_1$	$66\omega_1$
0,05	64	127	62	125	$63\omega_1$	$126\omega_1$

моменты соответственно от основной и высшей гармоник напряжения;

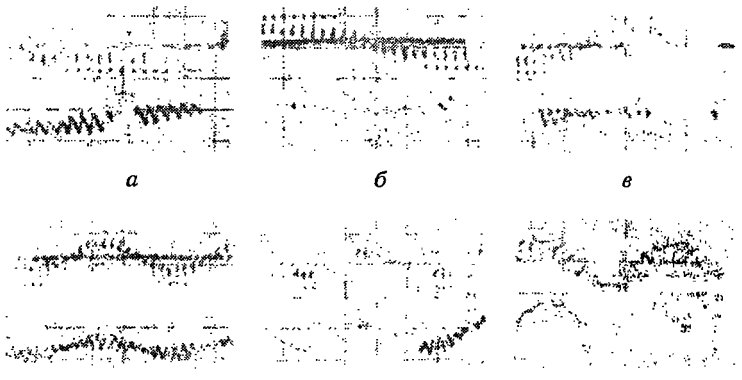
$$\omega_{\text{м}} = \omega_1 \pm \omega_\nu \qquad (73)$$

— угловая частота пульсирующего момента; $\varphi_{\text{м}}$ — начальная фаза пульсирующего момента.

В формуле (73) должен быть учтен знак гармоники («+» для гармоник прямого следования фаз и «—» — для обратного).

Для НПЧ с ОМ характерно изменение угловой частоты пульсирующего момента при регулировании выходной частоты преобразователя. Это объясняется переменной величиной ω_ν. Значения $\omega_{\text{м}}$ для пульсирующего момента, обусловленного ближайшей к основной гармонической составляющей тока, приведены в табл. 15.

Учитывая, что $\omega_р = \omega_1 (1 - s) = \omega_1 (1 - \beta/\chi)$, а также выражения (70) и (71), амплитуда пульсирующего момента из соотношения (72) записывается в виде $M_п = [\chi (-1 \pm \pm \nu) + 2\beta] \; mI_{2\nu} I_{2\chi(1)} r_2' / \{\omega_{1н} \beta [\nu\chi \mp (\chi - \beta)]\}$.



а *б* *в* *г* *д* *е*

Рис. 75. Осциллограммы кривых фазных напряжения и тока асинхронного двигателя, питаемого от НПЧ с ОМ, при разных выходных частотах: *а* — $f_{вых} = 1{,}3$ Гц; *б* — $f_{вых} = 5{,}5$ Гц; *в* — $f_{вых} = 9$ Гц; *г* — $f_{вых} = 16$ Гц; *д* — $f_{вых} = 35$ Гц; *е* — $f_{вых} = 50$ Гц

Относительная амплитуда пульсирующего момента

$$M_п^* = \frac{M_п}{M_1} = \left| I_{2\nu}^* \frac{\chi (\pm \nu - 1) + 2\beta}{\nu\chi \mp (\chi - \beta)} \right|, \qquad (74)$$

где

$$I_{2\nu}^* = \frac{I_{2\nu}}{I_{2\chi(1)}} =$$

$$= \frac{\sin \{(3kb \pm 1) [\arcsin \xi \sin \alpha_н / k_c]\}}{(3kb \pm 1) Z_{э\chi(\nu)} \xi \sin \alpha_н x_0 / k_c} Z_{э\chi(1)} \sqrt{(r_2'/\beta)^2 + (x_0 + x_2')^2}.$$

По формуле (74) определяется относительная амплитуда пульсирующего момента, обусловленная высшей гармонической составляющей тока, а амплитуда суммарного пульсирующего момента может быть найдена геометрическим сложением отдельных составляющих, прежде вычисленных по формуле (72).

Осциллограммы кривых фазных тока и напряжения асинхронного двигателя, питаемого от НПЧ с ОМ (рис. 64), показаны на рис. 75. Кривые сняты при частотах 1,3; 5,5;

9; 16; 35 и 50 Гц. Система управления преобразователем построена по разомкнутой схеме, приближенно реализовался закон $U/f = \text{const}$. Тип асинхронного двигателя АО72-74 ($P = 20$ кВт, $n = 3000$ мин$^{-1}$). С помощью НПЧ с ОМ легко осуществляется реверсирование двигателя без каких-либо переключений в силовой схеме или в цепи управления. Это связано с тем, что частота основной гармоники напряжения $\omega_{вых} = \omega - \Omega$ и знак $\omega_{вых}$ меняется в зависимости от того $\Omega > \omega$ или $\Omega < \omega$. Однако при $\Omega < \omega$, как показано в гл. I, гармонический состав выходного напряжения существенно хуже, чем при $\Omega > \omega$, поэтому большой диапазон частот вращения при реверсе и $\Omega < \omega$ получить нельзя

2. СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ СТАБИЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ

Известны различные способы получения стабильной частоты при переменной частоте вращения первичного. двигателя или при питании от сети нестабильной частоты. Существуют методы получения постоянной частоты вращения генератора при помощи какого-либо механического, гидравлического или электрического устройства, а также методы, основанные на использовании статических преобразователей частоты. Так, применяют на выходе генератора ПЧ со звеном постоянного тока. Преимуществом такого типа ПЧ является независимость выходной частоты от входной. Стабильность частоты на выходе определяется эталонной частотой задающего генератора системы управления. Недостатком такой системы является двойное преобразование электрической энергии, а также трудности с обменом реактивной мощности между генератором и нагрузкой. Вместо ПЧ со звеном постоянного тока применяют НПЧ с естественной коммутацией. Недостатки такой системы — низкий коэффициент мощности, относительно сложная система управления, трудности в устранении субгармонических и постоянных составляющих в выходном напряжении НПЧ. Некоторые из этих недостатков могут быть устранены, если применить НПЧ с ИК. Стабильность частоты на их выходе целиком определяется стабильностью частоты задающего генератора. Наилучшее качество выходного напряжения получают в НПЧ, реализующих способ слежения за эталонным напряжением, но схема управления в таких ПЧ наиболее сложная. В НПЧ с ОМ, обладающих хорошим

качеством выходного напряжения, отсутствуют на выходе субгармоники и постоянные составляющие, коэффициент сдвига на входе емкостный. Кроме этого, они отличаются простыми системами управления. Схема системы стабильной частоты при переменной частоте вращения привода с применением НПЧ с ОМ показана на рис. 76 [2]. Изображенная автономная система электропитания построена на основе асинхронизированного синхронного генератора.

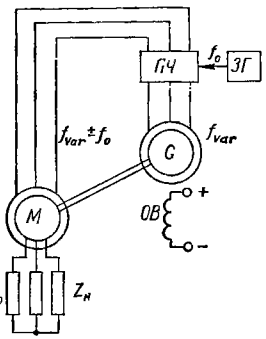


Рис. 76. Схема системы электропитания стабильной частоты при переменной частоте вращения привода генератора

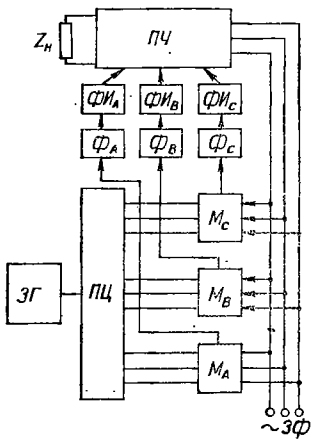


Рис. 77. Структурная схема системы электропитания стабильной частоты со статическим преобразователем

Асинхронизированный синхронный генератор (АСГ) возбуждается от полупроводникового преобразователя частоты, что позволяет относительно просто получить на его выходе стабильную частоту. Он состоит из двух машин, расположенных на одном валу, синхронного генератора G и асинхронной машины с фазным ротором M. На выходе G при переменной частоте вращения вала частота f_{var} также переменная. В качестве ПЧ используется преобразователь частоты с однократной модуляцией, управляемый от задающего генератора (ЗГ), имеющего стабильную эталонную частоту f_0. Асинхронная машина с фазным ротором M возбуждается напряжением с частотой $f_{var} + f_0$. На выходе M частота равна $f_{var} \pm f_0 - f_{var}$, т. е. f_0. Таким образом, выходная частота не зависит от частоты вращения вала и определяется лишь стабильностью задающего гнератора. В рассмотренной системе ПЧ рассчитан на мощность возбуждения, что является ее достоинством.

При использовании ПЧ на полную мощность система стабильной частоты строится аналогично описанной схеме. Стабильность частоты НПЧ с ОМ зависит от стабильности частоты сети f и частоты задающего генератора f_0. Если $f \ll f_0$ или $f \gg f_0$ нестабильность одной из них можно не учитывать. Например, при $f = (50 \pm 0{,}1)$ Гц и $f_0 = 450$ Гц, когда $f_{вых} = f - f_0 = 400$ Гц, стабильность выходной частоты будет практически определяться стабильностью задающего генератора *ЗГ* системы управления. Нестабильность частоты таких генераторов, построенных на транзисторах без применения специальных средств, составляет десятые доли процента. В более ответственных случаях могут использоваться кварцевые генераторы с делителем частоты. При этом относительную нестабильность можно снизить до $10^{-5} - 10^{-6}$. Если необходимо ослабить влияние частоты f, которая для промышленных сетей изменяется от $-0{,}1$ до $+0{,}1$ Гц, то можно применить способ стабилизации частоты, заключающийся в том, что преобразователь управляется частотой, зависящей от частоты питающей сети (рис. 77). Структурная схема состоит из *ЗГ* частотой kf_0, пересчетной цепи *ПЦ* с коэффициентом деления K; модуляторов $М_A$, $М_B$ и $М_C$; фильтров $Ф_A$, $Ф_B$, $Ф_C$ и формирователей импульсов запуска $ФИ_A$, $ФИ_B$, $ФИ_C$, преобразователя частоты *ПЧ*. На выходе *ПЦ* формируется последовательность импульсов, сдвинутых относительно друг друга на $2\pi/k$. Эти импульсы поступают на трехфазные модуляторы со стороны одной из групп входов. На другую группу входов подается трехфазное напряжение сети с частотой f, причем, порядок чередования его фаз не совпадает с порядком чередования фаз импульсов, поступаемых с *ПЦ*. В модуляторах осуществляется преобразование частоты с помощью однократной модуляции. С помощью фильтров, включенных на выходах модуляторов, выделяются сигналы частоты $f_к = f_0 + f$. Эти сигналы образуют трехфазную систему прямой последовательности. С помощью формирователей обеспечивается включение силовых вентилей преобразователя. Питание ПЧ производится от трехфазной системы прямой последовательности, т. е. совпадающей с порядком чередования фаз импульсов управления. В результате на выходе ПЧ выделяется частота $f - f_к = f_0$, т. е. частота на выходе преобразователя не зависит от частоты питающей сети f и равна частоте задающего генератора f_0.

3. ИСТОЧНИКИ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

В современных электрических системах широко применяются источники реактивной мощности: синхронные компенсаторы и батареи статических конденсаторов. Наличие в сети указанных устройств способствует поддержанию баланса реактивной мощности и заданных уровней напряжения в точках их включения. Источники реактивной мощности снабжаются системами регулирования для изменения их мощности в соответствии с изменениями характеристик режима электрической сети.

В настоящее время разрабатываются статические источники реактивной мощности (ИРМ). В большинстве ИРМ регулирование реактивной мощности осуществляется либо путем плавного изменения емкости конденсаторных батарей либо индуктивности реакторов, подключенных параллельно или последовательно с батареей конденсаторов с помощью управляемых вентилей. Суммарная реактивная мощность изменяется за счет реактивной мощности реактора: $Q_к = Q_c - Q_L$. К недостаткам этих устройств следует отнести: необходимость одновременной установки и реакторов, и конденсаторов; использование их на промышленной частоте, что увеличивает массу и габаритные размеры реакторов; увеличение коэффициента гармоник в кривой тока, потребляемого из сети, при изменении угла регулирования вентилей.

Преобразователи частоты с однократной модуляцией потребляют из сети или генерируют в сеть реактивную мощность, поэтому их можно использовать для регулирования величины и знака реактивной мощности в энергосистемах. Мощность реактора $Q_L = U^2/(\omega_{вых}L)$, где U — напряжение, приложенное к реактору; L — индуктивность реактора; $\omega_{вых}$ — частота тока в реакторе. Таким образом, при неизменном U реактивную мощность реактора можно изменять частотой тока в нем, что легко осуществить, если реактор подсоединить к сети через НПЧ с ОМ. Установкой режима работы такого ПЧ с помощью схемы управления в режим потребления, что соответствует обратному порядку чередования фаз ($\Omega = \omega_{вых} - \omega$), или в режим генерирования, что соответствует прямому порядку чередования фаз ($\Omega = \omega_{вых} + \omega$), можно менять и знак реактивной мощности. Такой способ регулирования практически безы-

нерционен, так как практически безынерционно можно осуществить изменение закона управления.

Структурная схема описанного способа регулирования величины и знака реактивной мощности показана на рис. 78 [33]. При отклонении напряжения сети от номинального напряжения датчик напряжения *ДН* выдает в систему управления сигнал, пропорциональный величине этого отклонения, на соответствующее изменение частоты задающего генератора *ЗГ*; датчик знака напряжения *ДЗН* выдает информацию о знаке отклонения, по которой в схеме управления устанавливается необходимый режим работы с помощью блоков схемы управления *БУ1* (режим прямого порядка чередования фаз) и *БУ2* (режим обратного порядка чередования фаз). При уменьшении реактивной мощности в сети (*U* уменьшается) устанавливается режим прямого порядка чередования фаз: ПЧ генерирует реактивную мощность, величина которой регулируется изменением частоты задающего генератора. При избытке реактивной мощности (*U* увеличивается) устанавливается режим обратного порядка чередования фаз: ПЧ потребляет из сети реактивную мощность, величина которой регулируется аналогичным образом. При данном способе можно питать реакторы током повышенной частоты, что приведет к существенному уменьшению их массы и габаритных размеров. Предпочтительными для целей регулирования реактивной мощности являются трехфазно-трехфазные ПЧ, в кривой тока которых отсутствуют паузы.

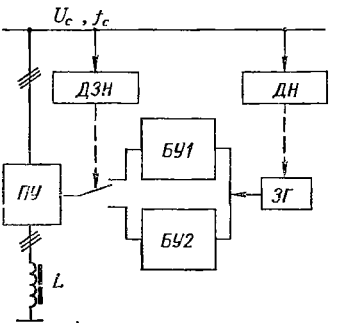


Рис. 78. Структурная схема регулируемого источника реактивной мощности.

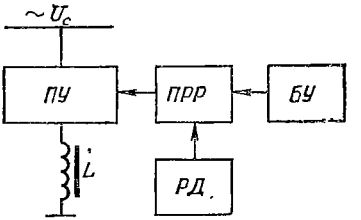


Рис. 79. Структурная схема источника реактивной мощности с расширенным диапазоном регулирования

На рис. 79 изображена схема ИРМ, в котором применен другой способ управления НПЧ с ОМ [44]. Импульсы с

блока управления *БУ* поступают на НПЧ с ОМ через переключатель режима работы *ПРР*, как и в ранее описанной схеме, который управляется регулятором длительности режимов работы *РД*. С помощью регулятора *РД* опреде-

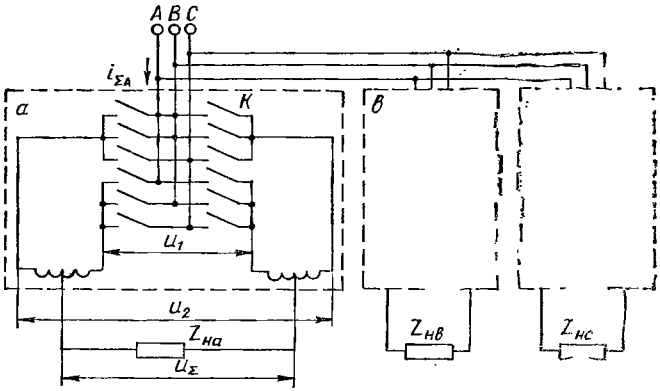


Рис. 80. Схема, обеспечивающая на входе $\cos\varphi = 1$ независимо от характера нагрузки

ляется время работы НПЧ с ОМ в режиме прямого или обратного порядка чередования фаз. Производя поочередные переключения этих режимов с регулированием длительности работы в каждом из них, можно плавно изменять усредненный входной $\cos\varphi$ (вплоть до $\cos\varphi = 1$). Использовав описанный способ управления, можно обеспечить на входе НПЧ с ОМ и неизменный $\cos\varphi$ при любом характере нагрузки.

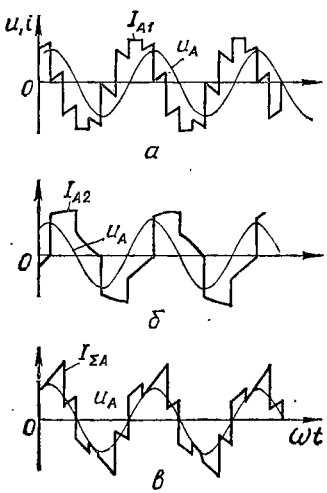


Рис. 81. Кривые напряжения и тока на входе системы с постоянным входным $\cos\varphi$

Схема, в которой независимо от характера нагрузки поддерживается неизменным $\cos\varphi$ на входе (в частности, $\cos\varphi = 1$), показана на рис. 80 [52]. Каждая фаза преобразователя, выполненного на полностью управляемых ключах *К*, состоит из двух ПЧ: один из них работает в режиме генерирования

реактивной мощности с выходным напряжением u_1, другой — в режиме потребления реактивной мощности с выходным напряжением u_2. Через уравнительные реакторы они подсоединены на общую нагрузку (u_Σ — напряжение на нагрузке). На рис. 81, *а* показана кривая входного тока I_{A1} в фазе *А* ПЧ, генерирующего реактивную мощность, на рис. 81, *б* I_{A2} — преобразователя, потребляющего реактивную мощность, на рис. 81, *в* — суммарный входной ток фазы *А*. Как видно из рис. 81, в такой системе $\cos \varphi = 1$ независимо от характера нагрузки.

Достоинства НПЧ с ОМ в качестве ИРМ — быстродействие и широкие функциональные возможности. Недостатки НПЧ с ОМ — сложность схем по сравнению с известными ИРМ. Следовательно, вопрос об их применении в качестве ИРМ может быть решен в результате технико-экономического анализа.

4. ИСТОЧНИКИ ТОКА ЧАСТОТЫ СКОЛЬЖЕНИЯ И ИНФРАНИЗКИХ ЧАСТОТ

В настоящее время во многих системах регулирования с электрическими машинами переменного тока необходимо формирование и использование в каналах управления частоты скольжения. К таким относятся системы передачи энергии на сверхдальние расстояния и асинхронно-вентильные каскады с двухзонным регулированием скорости. При сверхдальних линиях передачи угол θ (между ЭДС генераторов и вектором напряжения приемной системы) столь велик, что синхронные генераторы оказываются неустойчивыми, поэтому можно использовать асинхронизированные синхронные машины (АС-машины), устойчивые по скольжению, а не по углу [3]. Они возбуждаются на частоте скольжения. Так как частота основной гармоники выходного напряжения НПЧ с ОМ равна разности частот сети и управления, то такие НПЧ являются удобными устройствами для выделения частоты скольжения. Действительно, если НПЧ с ОМ запитать напряжением с частотой тока статора, а управлять напряжением с частотой, пропорциональной частоте вращения ротора, то выходное напряжение ПЧ будет иметь частоту $\omega_{ст} - \omega_р$, т. е. частоту скольжения. Можно использовать НПЧ с ОМ как маломощные устройства вместо электромашинных генераторов (датчиков)

скольжения, а также и как силовые устройства в цепи возбуждения генераторов упомянутых систем и в асинхронно-вентильных каскадах.

Структурная схема асинхронно-вентильного каскада показана на рис. 82. Напряжение с датчика скорости A асинхронного двигателя с фазным ротором M частотой f_2 подается на блок сравнения $БС$, сюда же подается и напряжение с автономного задающего генератора $АЗГ$ с частотой $f_1 + \Delta f$. Блок $БС$ производит сравнение частот f_2, f_1, $f_1 + \Delta f$ и в зависимости от их величин выдает в блок режимов работы $БРР$ команду на подачу в систему управления $СУ$ преобразователя частоты $ПЧ$ частот f_2 или $f_1 + \Delta f$. Процесс регулирования частоты вращения происходит следующим образом. Если $f_2 < f_1$, с датчика скорости в систему управления НПЧ с ОМ подается напряжение с частотой f_2, а в ротор двигателя с $ПЧ$ поступает напряжение с частотой $f_1 - f_2$, т. е. с частотой скольжения. Двигатель работает со скоростью, ниже синхронной. Частота вращения двигателя изменяется при регулировании выходного напряжения $ПЧ$. Регулятор напряжения связан с регулятором частоты автономного генератора. При $f_2 \geqslant f_1$ блок сравнения выдает команду на подачу в систему управления напряжения с автономного генератора с частотой $f_1 + \Delta f$. На выходе $ПЧ$ частота равна Δf, а частота вращения ротора плавно изменяется от $60\, f_1/p$ до $60\, (f_1 + \Delta f)/p$. В этом диапазоне двигатель работает в режиме двойного питания. При $f_2 \geqslant f_1 + \Delta f$ в систему управления $ПЧ$ снова подается напряжение с датчика скорости. Двигатель работает в асинхронном режиме со скоростью, выше синхронной. Преимущества применения НПЧ с ОМ для построения таких схем по сравнению с известными асинхронно-вентильными каскадами с двухзонным регулированием скорости на основе НПЧ с естественной коммутацией следующие:

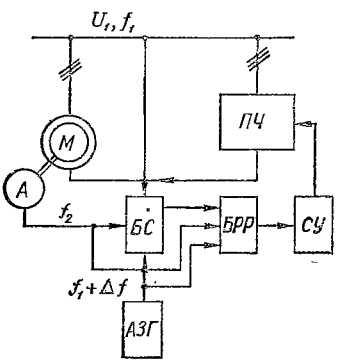


Рис. 82. Структурная схема асинхронно-вентильного каскада

отсутствие датчика скольжения (он заменяется датчиком скорости);

все каналы управления высокочастотные, что делает СУ более простой;

возможность получения высокого значения коэффициента мощности, так как cos φ на входе НПЧ с ОМ имеет емкостный характер.

При низких и инфранизких частотах высшие гармоники выходного напряжения НПЧ с ОМ значительно удалены по частоте от основной гармоники. Например, при выходной частоте 1 Гц и частоте сети 50 Гц ближайшая к основной гармоника имеет частоту 307 Гц. При небольшой индуктивности в цепи нагрузки ток в ней практически синусоидален. В связи с этим НПЧ с ОМ могут применяться как источники синусоидального тока низких и инфранизких частот.

Синусоидальные токи, регулируемые по частоте и амплитуде в диапазоне низких и инфранизких частот, необходимы для питания различных стендов и технологических установок. Формирование таких токов другими методами связано с большими трудностями. Например, в устройствах с промежуточным звеном постоянного тока это возможно за счет аппроксимации синусоидальных токов ступенчатой кривой с достаточно большим количеством ступенек и перестраиваемой структурой. Для этого в устройстве требуется наличие большого числа уровней постоянного напряжения и соответствующее число силовых ключей. В устройствах с НПЧ с ОМ это не требуется, так как перестройка структуры формируемых на их выходе напряжений, связанная с увеличением числа изломов кривой тока при уменьшении частоты, является характерной особенностью НПЧ с ОМ.

5. ИЗМЕРЕНИЕ НЕСИММЕТРИИ СИСТЕМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Повышение требований к качеству электроэнергии в энергосистемах сделало необходимым измерение параметров несимметрии многофазных систем переменного тока. Такая же задача ставится и при создании систем электропитания на основе электрических и полупроводниковых преобразователей. Алгоритм работы НПЧ с ОМ позволяет разложить несимметричные многофазные системы на симметричные составляющие и получить информацию о всех параметрах несимметрии.

Как известно, трехфазную несимметричную систему

синусоидальных напряжений можно представить суммой симметричных составляющих:

$$\left.\begin{aligned} u_A(t) &= \sum_{p=1}^{p=3} U_m(p-1)\cos(\omega t - \psi_{p-1}); \\ u_B(t) &= \sum_{p=1}^{p=3} U_m(p-1)\cos[\omega t - (p-1)\,2\pi/3 - \psi_{p-1}]; \\ u_C(t) &= \sum_{p=1}^{p=3} U_{m(p-1)}\cos[\omega t - (p-1)\,4\pi/3 - \psi_{p-1}], \end{aligned}\right\} \quad (75)$$

где $(p-1)$ и $p = 1, 2, 3$ — порядок и номер системы симметричных составляющих; $U_{m(p-1)}$ и ψ_{p-1} — амплитуда и начальная фаза составляющих $(p-1)$-го порядка.

Несимметрия напряжений (75) характеризуется углами ψ_{p-1} и коэффициентом несимметрии $\varepsilon_{p-1} = U_{m(p-1)}/U_{m_1}$, где U_{m1} — амплитуда составляющих основной [прямой $(p = 2)$] последовательности.

Нужную измерительную информацию получают с помощью НПЧ с ОМ в режиме, когда частота Ω его КФ совпадает с частотой сети ω:

$$\left.\begin{aligned} \Phi_1(t) &= \frac{b}{\pi}\sum_{s=-\infty}^{+\infty}\frac{\sin(bs-1)\,\alpha}{bs-1}\exp j\,(bs-1)\,(\omega t - \varphi_{q-1}); \\ \Phi_2(t) &= \frac{b}{\pi}\sum_{s=-\infty}^{+\infty}\frac{\sin(bs-1)\,\alpha}{bs-1}\exp j\,(bs-1)\,[\omega t - (q- \\ &-1)\,2\pi/3 - \varphi_{q-1}]; \\ \Phi_3(t) &= \frac{b}{\pi}\sum_{s=-\infty}^{+\infty}\frac{\sin(bs-1)\,\alpha}{bs-1}\exp j\,(bs-1)\,[\omega t - (q- \\ &-1)\,4\pi/3 - \varphi_{q-1}]. \end{aligned}\right\} \quad (76)$$

Здесь $(q-1)$ и $q = 1, 2, 3$ — порядок и номер порядка чередования фаз (последовательности) системы КФ; φ_{q-1} — начальная фаза системы КФ.

Анализ выходного напряжения НПЧ с ОМ в таком режиме показывает, что на выходе преобразователя появляется постоянная составляющая. Она формируется лишь за счет той системы симметричных составляющих на входе, порядок которой $(p-1)$ совпадает с выбранным порядком $(q-1)$ системы КФ. Значение постоянной составляющей определяется формулой

$$U_0 = [U_{m(p-1)} 3b \sin\alpha \cos(\varphi_{p-1} - \psi_{p-1})]/\pi \qquad (q = p = 1, 2, 3). \tag{77}$$

Оно прямо пропорционально амплитуде симметричных составляющих напряжений сети и будет максимальным, если начальную фазу φ_{q-1} системы КФ установить равной начальной фазе ψ_{p-1} соответствующей системы симметричных составляющих.

Таким образом процесс измерения сводится к выбору порядка измеряемой последовательности установкой соответствующего порядка последовательности КФ и подстройке начальной фазы системы КФ до достижения максимального значения постоянной составляющей на выходе ПЧ. Измерительную информацию получают в виде начальной фазы системы КФ и постоянной составляющей на выходе ПЧ:

$$\psi_{p-1} = \varphi_{p-1}; \quad \varepsilon_{p-1} = U_0\pi/(U_m 3b \sin\alpha). \tag{78}$$

Коэффициент при U_0 в этой формуле равен постоянной составляющей на выходе НПЧ с ОМ в режиме $cq = p = 2$, т. е. $U_0|_{q=p=2} = (U_m 3b \sin\alpha)/\pi$.

Погрешность измерений определяется точностью моментов коммутации в преобразователе, погрешностью измерения постоянных составляющих напряжения и угловых сдвигов между последовательностями импульсов (КФ). Метод позволяет определить параметры любой из систем симметричных составляющих.

При использовании в измерительных целях НПЧ с ОМ выполняется в виде измерительного преобразователя малой мощности с однофазным выходом. Его схема содержит генератор управления с блоком задержки импульсов управления, снабженным шкалой отсчета; переключатель порядка последовательности системы КФ; НПЧ с ОМ и измеритель постоянной составляющей. Порядок измерения параметров симметричных составляющих следующий: 1) регулировкой блока задержки импульсов управления добиваются максимального показания измерителя; 2) отсчитывают по шкале измерителя амплитуду системы симметричных составляющих, а по шкале блока задержки — ее начальную фазу.

Иногда необходимо дополнительно измерить углы фазовой несимметрии напряжений сети. Это возможно в описанном устройстве при установке обратного порядка чередования фаз КФ ($q = 3$). В этом случае постоянная составляю-

щая на выходе НПЧ с ОМ несет информацию об амплитуде симметричных составляющих обратной последовательности. Эта составляющая может быть подавлена или скомпенсирована введением несимметрии в систему КФ, т. е. подстройкой сдвига каждой из КФ. В соответствии с условием компенсации углы сдвига между КФ оказываются равными удвоенным углам сдвига между входными напряжениями. взятым с обратным знаком.

Указанные режимы работы НПЧ с ОМ могут быть положены в основу датчиков несимметрии для автоматизированных измерительных систем и систем управления электрических и полупроводниковых преобразователей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Автономные* инверторы. Кишенев, «Штиинца», 1974. 336 с. с ил. Авт.: Ю. П. Гончаров, В. В. Ермуратский, Э. И. Заика, А. Ю. Штейнберг.

2. *Асинхронизированный* синхронный генератор как автономный источник электроэнергии переменного тока постоянной частоты при переменной скорости привода.— Доклады научно-технической конференции по итогам научно-исследовательских работ за 1968—1969 гг. Секция электромеханическая. М., 1969, с. 7—12. Авт.: А. Б. Апаров, В. Г. Еременко, Н. Т. Коробан, Н. З. Мастяев.

3. *Ботвинник М. М., Шакарян Ю. Г.* Управляемая машина переменного тока. М., «Наука», 1969. 139 с. с ил.

4. *Булгаков А. А.* Новая теория управляемых выпрямителей. М., «Наука». 1970. 320 с. с ил.

5. *Булгаков А. А.* Частотное управление асинхронными электродвигателями. М., «Наука», 1966. 297 с. с ил.

6. *Глазенко Г. А., Гончаренко Р. Б.* Полупроводниковые преобразователи частоты в электроприводе. Л., «Энергия», 1969. 84 с. с ил.

7. *Грабовецкий Г. В.* Анализ и методика расчета силовых цепей вентильных преобразователей частоты с непосредственной связью. Автореф. д-р. дис. Новосибирск, 1968.

8. *Дорошин Е. Р.* Управление тиристорными преобразователями частоты с широтно-импульсным регулированием. В кн.: Современные задачи преобразовательной техники. Ч. 2. Киев, 1975, с. 199—207.

9. *Журавлев А. И.* Преобразователь низкой частоты.— В кн.: Автоматизированный электропривод производственных механизмов. Т. 3. М., 1966, с. 298—303.

10. *Забродин Ю. С.* Узлы принудительной конденсаторной коммутации. М., «Энергия», 1974. 128 с. с ил.

11. *Загорский В. Т.* Технико-экономические показатели непосредственных тиристорных преобразователей с принудительной коммутацией.— «Электричество», 1969. № 1, с. 35—41.

12. *Зиновьев Г. С., Попов В. И.* Анализ способов формирования кривой выходного напряжения автономных инверторов напряжения.— В кн.: Преобразовательная техника. Кн. 1. Новосибирск, 1968, с. 79—95.

13. *Зиновьев Г. С., Попов В. И.* Инвертор напряжения с непосредственным питанием от трехфазной сети.— В кн.: Преобразовательная техника. Кн. 2. Новосибирск, 1968, с. 208—223.

14. *Зиновьев Г. С., Попов В. И.* О построении систем управления инверторами напряжения без звена постоянного тока.— В кн.: Преобразовательная техника. Кн. 2. Новосибирск, 1968, с. 290—307.

15. *Зиновьев Г. С., Попов В. И.* Устройство для управления вентильным преобразователем частоты. А. с. № 283385, опубл. 14.10.70.

16. *Зиновьев Г. С., Уланов Е. И.* Способ управления инвертором напряжения.— В кн.: Преобразовательная техника. Новосибирск, 1975, с. 24—28.

17. *Иванчура В. И., Соустин Б. П., Шурыгин Ю. А.* Электромагнитные процессы в многофазном мостовом инверторе напряжения.— В кн.: Материалы VIII научно-технической конференции по вопросам автоматизации производства. Т. IV. Томск, 1974, . 103—106.

18. *Исследование* электромагнитных процессов в системе автономных инверторов напряжения с ШИР.— В кн.: Современные задачи преобразовательной техники. Ч. 2. Киев, 1975, с. 83—89. Авт.: В. А. Жеглов, Э Я. Коркия, В. А. Лабунцов, А. П. Сытин.

19. *Карташов Р. П.* Основные энергетические соотношения в ключевых преобразователях частоты с искусственной коммутацией.— В кн.: Материалы VIII научно-технической конференции по вопросам автоматизации производства. Т. IV. Томск, 1974, с. 21—24.

20. *Карташов Р. П.* Применение комплексного метода для анализа процессов в ключевых преобразователях.— В кн.: Проблемы технической электродинамики. Вып. 45. Киев, 1974, с. 33—39.

21. *Карташов Р. П.* Разработка и исследование статических преобразователей частоты с многофазной модуляцией. Автореф. канд. дис. Киев, 1966. 21 с.

22. *Карташов Р. П.* Тиристорные ключевые преобразователи частоты с однократной модуляцией.— В кн.: Повышение эффективности устройств преобразовательной техники. Ч. 1. Киев, 1972 с. 133—143.

23. *Карташов Р. П.* Трансформация частоты в статических преобразователях с однократной модуляцией. Препринт-21. Киев, 1971. 53 с. с ил.

24. *Карташов Р. П., Корнилов Б. В., Корольков К. М.* Преобразователь частоты с непосредственной связью. А. с. № 373882, опубл. 12.03.73.

25. *Карташов Р. П., Корнилов Б. В., Чехет Э. М.* Основные схемы тиристорных преобразователей частоты с однократной модуляцией.— В кн.: Современные задачи преобразовательной техники, Киев, 1975, с. 136—145.

26. *Карташов Р. П., Чехет Э. М.* О построении вентильных преобразователей частоты с непосредственной связью.— В кн.: Проблемы технической электродинамики. Вып. 24. Киев, 1970, с. 20—24.

27. *Карташов Р. П., Чехет Э. М.* Преобразователь частоты с непосредственной связью и искусственной коммутацией. А. с. № 325671, опубл. 07.01.72.

28. *Карташов Р. П., Чехет Э. М.* Функциональные схемы преобразователей частоты.— В кн.: Устройства преобразовательной техники. Вып. 2. К., 1969, с. 99—108.

29. *Карташов Р. П., Чехет Э. М., Дорошин Е. Р.* Преобразователь частоты с непосредственной связью и искусственной коммутацией. А. с. № 483743, опубл. 05.09.75.

30. *Козляев Ю. Д.* Анализ электромагнитных процессов в преобразователе частоты с многократным ШИР.— В кн.: Повышение эффективности устройств преобразовательной техники. Ч. 2. Киев, 1972, с. 203—213.

31. *Кривицкий С. О., Эпштейн И. И.* Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами. М., «Энергия», 1970. 152 с. с ил.

32. *Милях А. Н., Кубышин Р. Е., Карташов Р. П.* Статический электромагнитный преобразователь частоты и числа фаз А. с. № 472429, опубл. 30.05.75.

33. *Милях А. Н., Федий В. С., Чехет Э. М.* Способ автоматического регулирования величины и знака реактивной мощности. А. с. № 353314, опубл. 29.09.72.

34. *Мыцык Г. С.* Расчет параметров входного и выходного токов полностью управляемых непосредственных преобразователей с циклическим алгоритмом управления.— «Электричество», 1977, № 11, с. 62—67.

35. *Мыцык Г. С., Мастяев Н. З.* Преобразователь частоты с непосредственной связью. А. с. № 314271, опубл. 07.09.71.

36. *Основные* характеристики непосредственного преобразователя частоты.— В кн.: Современные задачи преобразовательной техники. Вып. 4, 5. Киев, 1975, с. 130—136. Авт.: В. А. Фокин, Ю. В. Васильев, С. В. Смоляков, А. К. Кулиш.

37. *Петров Н. К.* Исследование моментов асинхронного электропривода при наличии в двигателе полей, вращающихся с разными скоростями. Автореф. канд. дис. Одесса, 1971. 22 с. с ил.

38. *Преобразователь* частоты с непосредственной связью. А. с. № 309435, опубл. 09.07.71. Авт.: А. Н. Милях, Р. П. Карташов, К. М. Корольков, Б. Е. Пьяных, Э. М. Чехет.

39. *Принудительная* коммутация в непосредственном преобразователе.— В кн.: Устройства преобразовательной техники. Вып. 1. Киев, 1969, с. 169—179. Авт.: Ю. Ф. Берсенев, Г. С. Дворкина, В. Т. Загорский, Ю. Д. Козляев, А. П. Малахов, Г. Н. Малахова.

40. *Регулирование* частоты и напряжения непосредственного тиристорного преобразователя с принудительной коммутацией.— В кн.: Устройства преобразовательной техники. Вып. 1. Киев, с. 151—159. Авт.: В. Т. Загорский, А. П. Малахов, Ю. Д. Козляев, А. П. Миняйло, Т. Е. Сафронова, В. Н. Самуйло.

41. *Сандлер А. С., Сарбатов Р. С.* Электроприводы с полупроводниковым управлением. Преобразователи частоты для управления асинхронными двигателями. М., «Энергия», 1966. 143 с. с ил.

42. *Сенько Л. И., Чехет Э. М.* Тиристорный преобразователь частоты с однократной модуляцией для частотного регулирования скорости асинхронного двигателя.— В кн.: Современные задачи преобразовательной техники. Ч. 2. Киев, 1975, с. 124—132.

43. *Способы* управления преобразователями частоты с непосредственной связью и искусственной коммутацией. Рига, «Зинатне», 1976. 159 с. с ил. Авт.: Л. А. Рутманис, Я. П. Дрейманис, О. И. Аржаник.

44. *Статический* источник реактивной мощности. А. с. № 448534, опубл. 30.10.74. Авт.: Р. П. Карташов, Б. Е. Пьяных, Л. В. Чуфрякова, В. И. Шахраюк.

45. *Толстов Ю. Г., Мирабишвили П. Ф.* Использование коммутационных функций и интеграла Дюамеля для исследования переходных процессов в автономных инверторах тока.— IV Всесоюз. межвуз. конференция по теории и методам расчета нелинейных электрических цепей и систем. 1971 г. Тезисы докл. Вып. 2. Ташкент, 1971, с. 196—198.

46. *Чебовский О. Г., Моисеев Л. Г., Сахаров Ю. В.* Силовые полупроводниковые приборы. Справочник. М., «Энергия», 1975. 511 с. с ил.

47. *Чехет Э. М.* О регулировании частоты и напряжения в тиристорных преобразователях частоты с однократной модуляцией.— В кн.: Повышение эффективности устройств преобразовательной техники. Ч. I. Киев, 1972, с. 162—169.

48. *Отани Еритоси.* Преобразователь частоты. Патент Японии кн. 56 B4, HO2m5/30, 48—44495, опубл. 25.12.73.

49. *Bird B., Ridge I.* Amplitude — modulated frequency changer Proc. of Inst. of Elect. eng. 1972, V119, N 8, 1155p.

50. *Brandt A.* Der Netztaktumrichter ein neues Umrichtungsverfahen fur kollektorlose Drehstrommantriebe, Neue Technik, 1969, A11, N 3, p. 162—173.

51. *Brandt A.* Der Netztaktumrichter.— Bull. ASE 62 (1971) 15, p. 714—727.

52. *Gyugyi L., Hills P.* Unity input displacement factor frequency changer. Патент США № 3707 667, опубл. 26.12.72.

53. *Jessee R. D.* Constant frequency alternating current system. Патент США, кн. 321—7, № 3178630, опубл. 13.04.65.

54. *Shulze M.* Einphasiger unmittelbarer zwangskommutierter Umrichter mit sinusformiger Ausgangsspanung, Elektrie, 12, 1969, p. 516—517.

55. *Yarrow C. I.* Electric frequency changers Патент США, кн. 321—7 № 3302093, опубл. 31.01.67.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Стр.

Предисловие 3
I. Преобразование частоты в тиристорных схемах с искусственной коммутацией 5
1. Функциональные схемы вентильных преобразователей частоты 5
2. Способы формирования напряжения 13
3. Искусственная коммутация в преобразователях частоты с непосредственной связью 29
4. Применение коммутационных функций для расчета тиристорных преобразователей 43
5. Принцип однократного преобразования частоты 51
6. Особенности преобразования частоты при однократной модуляции 59
II. Тиристорные схемы преобразования частоты с однократной модуляцией 74
1. Разновидности схем 74
2. Схемы с диодно-тиристорными ключами 77
3. Трансформаторно-тиристорные схемы 82
4. Схемы с тиристорными ключами 86
5. Схемы с избирательной коммутацией 88
6. Схемы с неизбирательной коммутацией 101
7. Сравнение способов искусственной коммутации 114
8. Расчет параметров тиристорных схем 118
III. Области применения преобразователей частоты с непосредственной связью и искусственной коммутацией 126
1. Регулируемый электропривод переменного тока . . 126
2. Системы электропитания стабильной частоты 135
3. Источники реактивной мощности 138
4. Источники тока частоты скольжения и инфранизких частот 141
5. Измерение несимметрии систем переменного тока . . . 143
Список литературы 147

Роберт Петрович Карташов, д-р техн. наук
Анатолий Кузьмич Кулиш,
Эдуард Михайлович Чехет, канд. техн. наук

Тиристорные преобразователи частоты с искусственной коммутацией

Редактор *Э. А. Вавилова*
Оформление художника *В. А. Потиевского*
Художественные редакторы *Л. А. Дикарев, В. С. Шапошников*
Технический редактор *С. В. Иванус*
Корректор *В. Н. Руденко*

Информ. бланк № 413

Сдано в набор 13.04.78. Подписано в печать 05.10.78. БФ 04725. Формат 84×108$^{1}/_{32}$. Бумага типогр. № 1. Гарн. лит. Печ. выс. Усл. печ. л. 7,98. Уч.-изд. л. 7,64. Тираж 6000 экз. Зак. № 8—1024. Цена 50 к.

Издательство «Техника», 252601, Киев, 1, ГСП, Крещатик, 5.

Изготовлено Нестеровской городской типографией Львовского облполиграфиздата (г. Нестеров, ул. Горького, 8) с матриц Головиого предприятия республиканского производственного объединения «Полиграфкнига» Госкомиздата УССР (г. Киев, Довженко, 3), зак. 5064.