

5. ВЕНТИЛЬНЫЕ КОМПЕНСАТОРЫ НЕАКТИВНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ПОЛНОЙ МОЩНОСТИ

Все классические схемы преобразования переменного напряжения, т.е. выпрямители, регуляторы переменного напряжения, непосредственные преобразователи частоты, имеют, как было показано выше, несинусоидальный входной ток, сдвинутый по фазе в сторону отставания от напряжения сети. Это означает, что вентильные преобразователи, потребляя из сети активную мощность, необходимую для нагрузки, загружают питающую сеть реактивной мощностью и мощностью искажений, которые являются здесь паразитными для сети. Колебания реактивной мощности приводят к колебаниям уровня напряжения в сети, а искажения тока вызывают искажения формы напряжения в сети (см. раздел 3.13 части 1), т.е. вентильный преобразователь, вопреки пословице «не кусать руку, которая кормит», портит качество электрической энергии в сети, от которой питается.

Возможны два пути ослабления негативного обратного влияния вентильных преобразователей на питающую сеть. Первый путь связан с построением новых схем преобразования или модернизацией прежних с целью улучшения формы тока, потребляемого преобразователями из сети. Второй связан с нахождением ориентированных на решение этой проблемы специальных преобразовательных устройств, позволяющих управляемо генерировать отдельные или все сразу неактивные составляющие полной мощности, имеющиеся в питающей сети в точке присоединения нелинейной нагрузки, которые надо частично или полностью компенсировать. Такие преобразовательные устройства и получили название вентильных компенсаторов неактивных составляющих полной мощности. Таким образом, силовая электроника сама дала решение той проблемы, которую во многом породила (наряду с другими нелинейными нагрузками).

Ниже рассмотрены:

- *компенсаторы реактивной мощности* как наиболее распространенный вид вентильных компенсаторов;
- *компенсаторы мощности искажений*, получившие название «*активные фильтры*»;
- *компенсаторы всех неактивных составляющих полной мощности*.

5.1. КОМПЕНСАТОРЫ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

5.1.1. КОНДЕНСАТОРЫ, КОММУТИРУЕМЫЕ ТИРИСТОРАМИ (ККТ)

В том случае, если компенсатор должен добавить в питающую сеть только емкостной реактивный ток, используют коммутацию групп конденсаторов с помощью встречно-параллельно соединенных тиристоров, как показано на

рис. 5.1.1. В установившемся режиме ток в конденсаторе опережает напряжение на нем на четверть периода. Тогда если включать тиристоры в моменты переходов тока емкости через нуль, т.е. в максимумы положительной и отрицательной полуволн, то не будет никакого искажения тока емкости (рис. 5.1.2). Но для ликвидации броска тока заряда емкости при первом включении в момент максимума напряжения сети необходимо принять превентивные меры. Например, можно держать отключенные емкости заряженными до максимума напряжения вторичной обмотки трансформатора Т, что легко обеспечивается с помощью отдельного маломощного выпрямителя, не показанного на схеме.

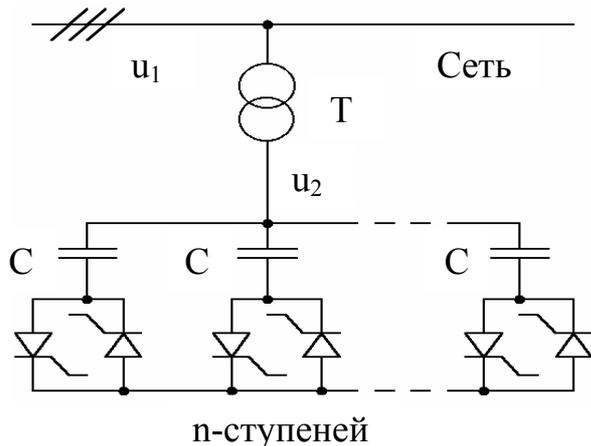


Рис. 5.1.1

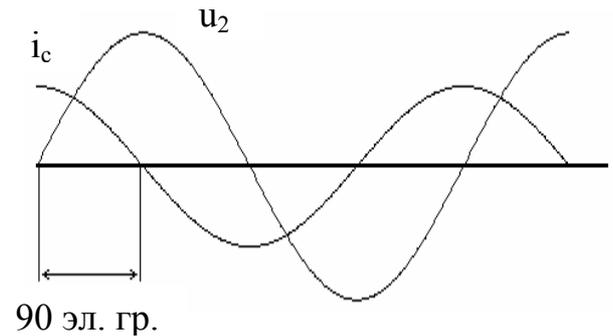


Рис. 5.1.2

Достоинство такого компенсатора – простота, недостатки – дискретность регулирования величины реактивной мощности, выдаваемой в питающую сеть, и определенная задержка подключения очередных ступеней, которое возможно не раньше ближайшего максимума напряжения сети. Если последовательно с конденсаторами включить реакторы для ограничения тока заряда конденсатора при его включении в произвольный момент времени, то указанной динамической задержки не потребуется.

5.1.2. РЕАКТОРЫ, УПРАВЛЯЕМЫЕ ТИРИСТОРАМИ (РУТ)

В тех случаях, когда в сетях или линиях электропередачи требуется компенсация их емкостных (зарядных) токов, используют компенсатор индуктивной реактивной мощности в виде реактора, регулируемого встречно-параллельными тиристорами (регулятором переменного напряжения, см. раздел 3). Схема такого компенсатора показана на рис. 5.1.3, а диаграмма его токов для двух значений угла регулирования α – на рис. 5.1.4. При регулировании угла α плавно, но нелинейно от α изменяется величина первой гармоники тока компенсатора, но появляются высшие гармоники тока нечетного порядка 3, 5, 7, 9, 11, 13 ...

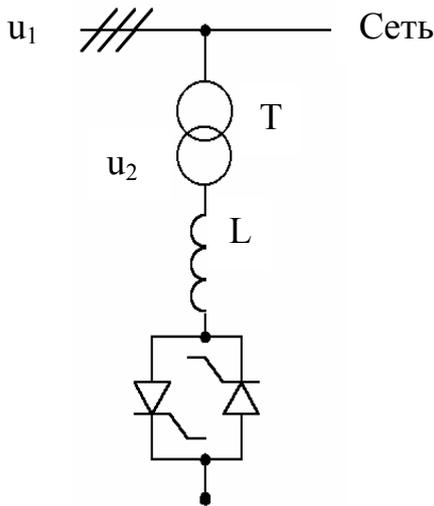


Рис. 5.1.3

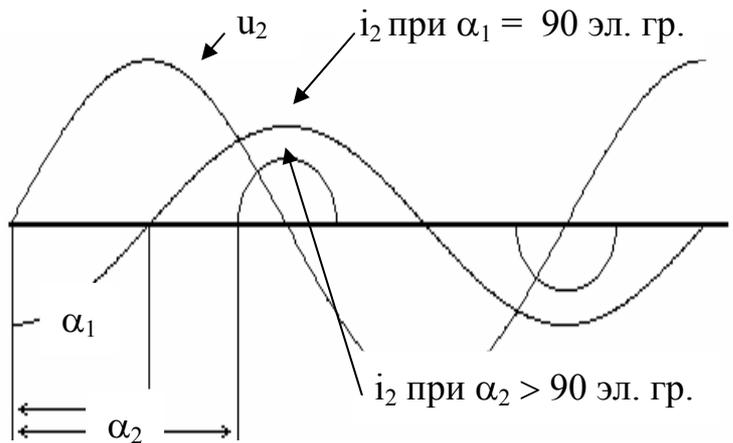


Рис. 5.1.4

Для исключения гармоник в токе, кратных трем в трехфазных сетях, указанные компенсаторы соединяют в звезду без нулевого провода. Тогда форма тока компенсатора становится в каждой полуволне двухимпульсной (рис. 5.1.5). При этом исчезает возможность отдельного регулирования реактивных мощностей по каждой фазе питающей сети, т.е. компенсатор лишается способности компенсировать реактивные мощности несимметрии каждой фазы (по первым гармоникам).

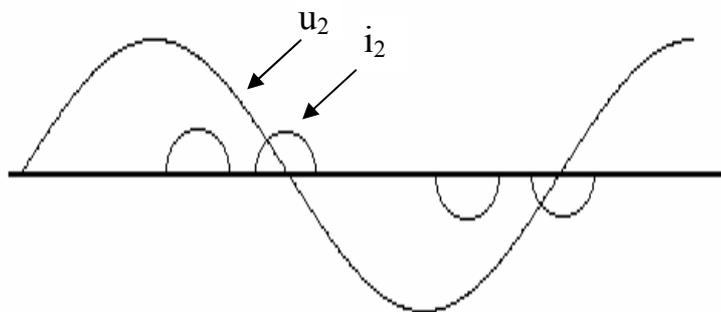


Рис. 5.1.5

Другая возможность управлять напряжением на реакторе, а значит, и его током связана с включением реактора в цепь постоянного тока на выходе выпрямителя, как показано на рис. 5.1.6 для случая трехфазного компенсатора. Один реактор для цепи постоянного тока выполнить дешевле, чем три реактора для цепи переменного тока, но при этом опять исчезает возможность пофазного регулирования реактивных мощностей в трехфазной сети. Входной ток такого компенсатора аналогичен входному току трехфазного мостового выпрямителя, работающего на индуктивную нагрузку. Отсутствие активного сопротивления в нагрузке выпрямителя,

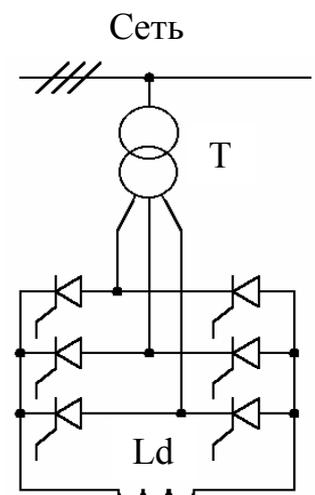


Рис. 5.1.6

кроме малого активного сопротивления обмотки реактора и внутреннего сопротивления выпрямителя (см. раздел 3.1 части 1), при условии непрерывности выпрямленного тока в реакторе требует в соответствии с регулировочной характеристикой выпрямителя (формула (2.9.2) части 1) значений углов регулирования α выпрямителя около 90° для получения малого выпрямленного напряжения на покрытие потерь в указанных сопротивлениях. При этом фаза входного тока выпрямителя, определяемая углом α , также практически равна 90° . Выпрямитель здесь потребляет реактивную мощность из сети, величина ее регулируется небольшим изменением угла α вблизи 90° за счет изменения выпрямленного тока (рис. 5.1.7). Если постоянная времени цепи реактора существенно больше периода пульсаций выпрямленного напряжения, то регулирование величины входного тока выпрямителя (и его первой гармоники) идет практически без искажения его формы, т.е. без дополнительной генерации высших гармоник по отношению к 5, 7, 9, 11, ... высшим гармоникам входного тока трехфазного мостового выпрямителя (см. раздел 3.6 части 1).

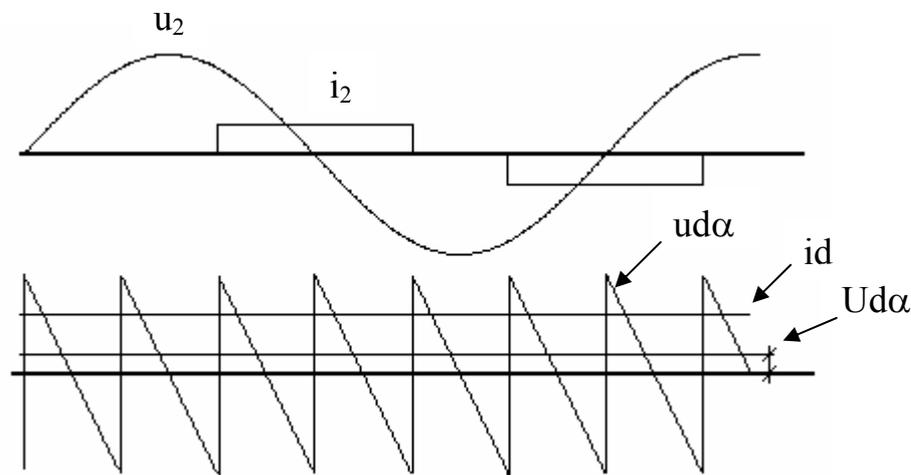


Рис. 5.1.7

5.1.3. КОНДЕНСАТОРНО-РЕАКТОРНЫЕ КОМПЕНСАТОРЫ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ (КРК)

Компенсаторы типа ККТ компенсируют отстающий реактивный ток сети, а типа РУТ – опережающий реактивный ток сети. При необходимости компенсации любого из этих токов в одном устройстве применяют конденсаторно-реакторные компенсаторы (КРК). При этом регулирование величины и вида входной реактивной мощности можно обеспечивать за счет выполнения регулируемых (конденсаторной или реакторной) частей компенсатора на базе рассмотренных выше принципов. Пример такого компенсатора, образованного конденсатором C и компенсатором типа РУТ, включенными параллельно, показан на рис. 5.1.8. Векторная диаграмма для первых гармоник напряжения и токов компенсатора приведена на рис. 5.1.9. Фаза реактивного тока на входе компенсатора $+90^\circ$ или -90° определяется соотношением величин нерегулируемого тока емкости и регулируемого тока реактора.

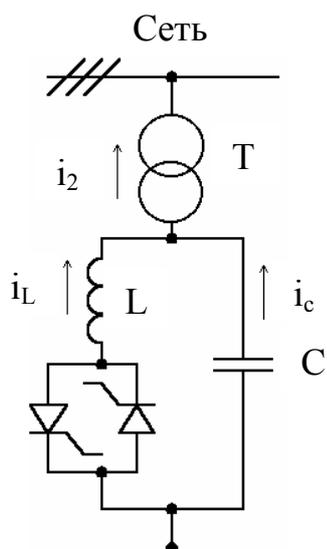


Рис. 5.1.8

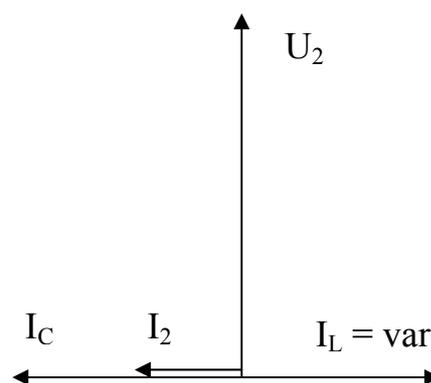


Рис. 5.1.9

Другой применяемый вариант КРК образуется параллельным объединением компенсаторов типов ККТ и РУТ.

Все рассмотренные компенсаторы реактивной мощности регулируют реактивную мощность изменением или параметра реактивного элемента (емкости конденсатора или индуктивности нелинейного реактора), или напряжения на нем тиристорным регулятором. Последний всегда вносит свои искажения в ток.

5.1.4. КОМПЕНСАТОРЫ С ВЕНТИЛЬНЫМ ИСТОЧНИКОМ РЕАКТИВНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Известно использование синхронного компенсатора для генерации реактивной мощности емкостного или индуктивного характера. При этом синхронный компенсатор имеет схему замещения в виде последовательно включенного источника ЭДС и соответствующего реактанса синхронной машины (рис. 5.1.10). В зависимости от величины ЭДС синхронного компенсатора по сравнению с напряжением сети ток компенсатора может иметь отстающий или опережающий характер по отношению к напряжению сети (рис. 5.1.11).

Силовая электроника дает возможность заменить электромашинный синхронный компенсатор статическим автономным инвертором тока или инвертором напряжения, как показано на рис. 5.1.12,а,б соответственно. Трехфазный параллельный инвертор тока выполнен на GTO-тиристорах, а трехфазный инвертор напряжения – на IGBT-транзисторах. Так как оба инвертора работают в режиме с выходными токами, сдвинутыми за 90° относительно своего напряжения, т.е. в режиме источников реактивного напряжения, в звене постоянного напряжения (тока) источник питания не требуется. Потери активной мощности внутри инверторов можно покрыть потреблением небольшой активной мощности из сети за счет сдвига фазы тока относительно напряже-

ния инвертора на угол, немного меньший, чем 90° . Этим задаются требуемые уровни постоянного тока в сглаживающем реакторе L_d инвертора тока и напряжения на фильтровом конденсаторе C_d инвертора напряжения, определяющие реактивную мощность компенсаторов. Ситуация с самонакачкой постоянного тока (напряжения) на входах инверторов подобна той, когда известный литературный герой барон Мюнхаузен сам себя поднимал за волосы...

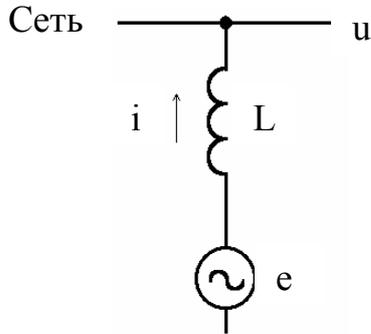


Рис. 5.1.10

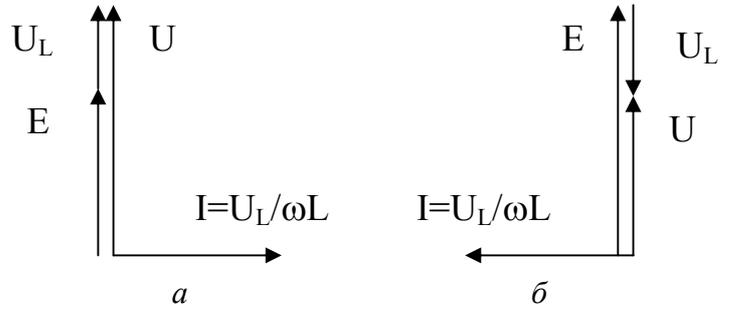


Рис. 5.1.11

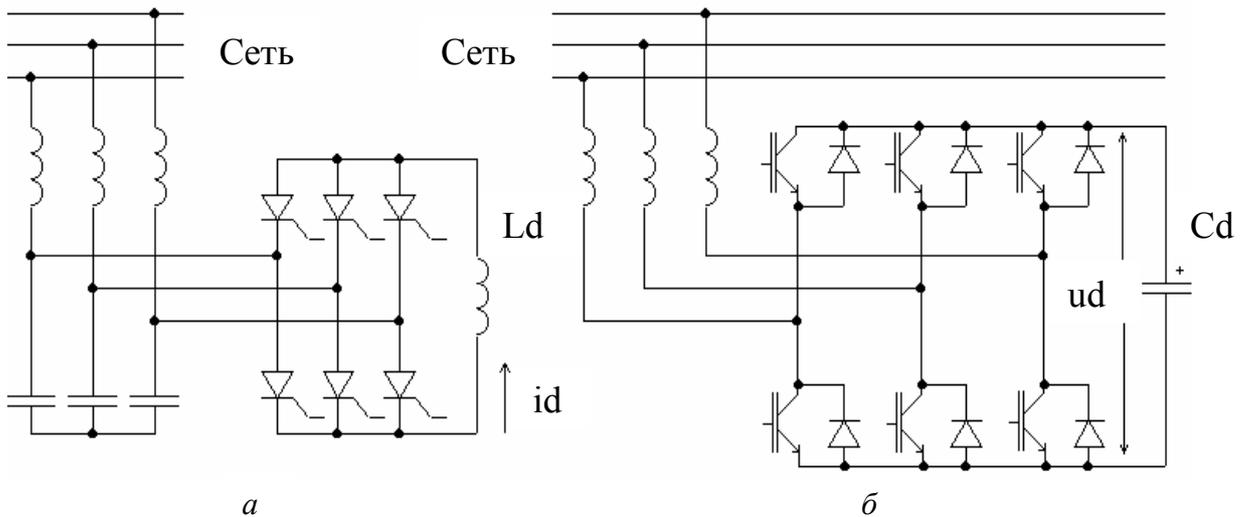


Рис.5.1.12

Реакторы L не только определяют величину первой гармоники тока компенсатора в соответствии с векторной диаграммой рис. 5.1.11, но и сглаживают высшие гармоники, обусловленные известной несинусоидальностью выходных напряжений инвертора тока и инвертора напряжения компенсатора. Действующее значение высших гармоник тока компенсатора на основании метода АДУ2 (см. раздел 1.5.2.3.2 части 1)

$$I_{\text{вг}} = \frac{\bar{K}_r U_{L(1)}}{\omega L}, \quad (5.1.1)$$

а коэффициент гармоник тока компенсатора

$$K_{г.т} = \frac{I_{вг}}{I_{(1)}} = \frac{\bar{K}_г U_{L(1)}}{\omega L} \frac{\omega L}{U_{L(1)}} = \bar{K}_г. \quad (5.1.2)$$

Таким образом, качество тока такого вентильного компенсатора тождественно качеству напряжения компенсатора, определяемому его интегральным коэффициентом гармоник первого порядка.

Возможно использование в качестве источника реактивного напряжения в компенсаторе реактивной мощности и непосредственного преобразователя частоты [38]. При этом фильтровый реактивный элемент в звене постоянного напряжения автономного инвертора (тяжелый реактор цепи постоянного тока у инвертора тока и дорогой электролитический конденсатор цепи постоянного напряжения у инвертора напряжения) может быть заменен на простой реактор цепи переменного тока.

В случае выполнения рассмотренных схем компенсаторов реактивной мощности для трехфазных сетей по однофазным схемам при самостоятельном управлении каждым из них можно их использовать и для компенсации реактивной мощности несимметрии.

5.2. КОМПЕНСАТОРЫ МОЩНОСТИ ИСКАЖЕНИЙ – АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Идея компенсации искажений напряжений и токов в сети, т.е. *активная фильтрация*, основана на введении в сеть последовательно источника напряжения с управляемым искажением или параллельно источника тока с управляемым искажением, причем вносимые искажения находятся в противофазе с имеющимися искажениями и компенсируют их в результирующей кривой напряжения или тока. Эта идея иллюстрируется на рис. 5.2.1,*а* для активного фильтра напряжения и на рис. 5.2.1,*б* – для активного фильтра тока. Источник компенсирующего искажения напряжения сети (или нагрузки) вводится последовательно обычно через трансформатор Т. Если напряжение сети несинусоидально (на рисунке условно трапеция), а напряжение на нагрузке должно быть синусоидальным, то источник компенсирующего напряжения u_k должен повторять в противофазе разность мгновенной кривой напряжения сети u и ее первой гармоники $u_{(1)}$ (рис. 5.2.1,*а*).

Аналогично работает и активный фильтр тока. Если нелинейная нагрузка потребляет несинусоидальный ток (на рис. 5.2.1,*б* входной ток трехфазного мостового выпрямителя в предположении линейного его изменения на интервалах коммутации), то компенсатор генерирует ток, равный в противофазе разности мгновенной кривой тока нелинейной нагрузки i_n и ее первой гармоники $i_{н(1)}$.

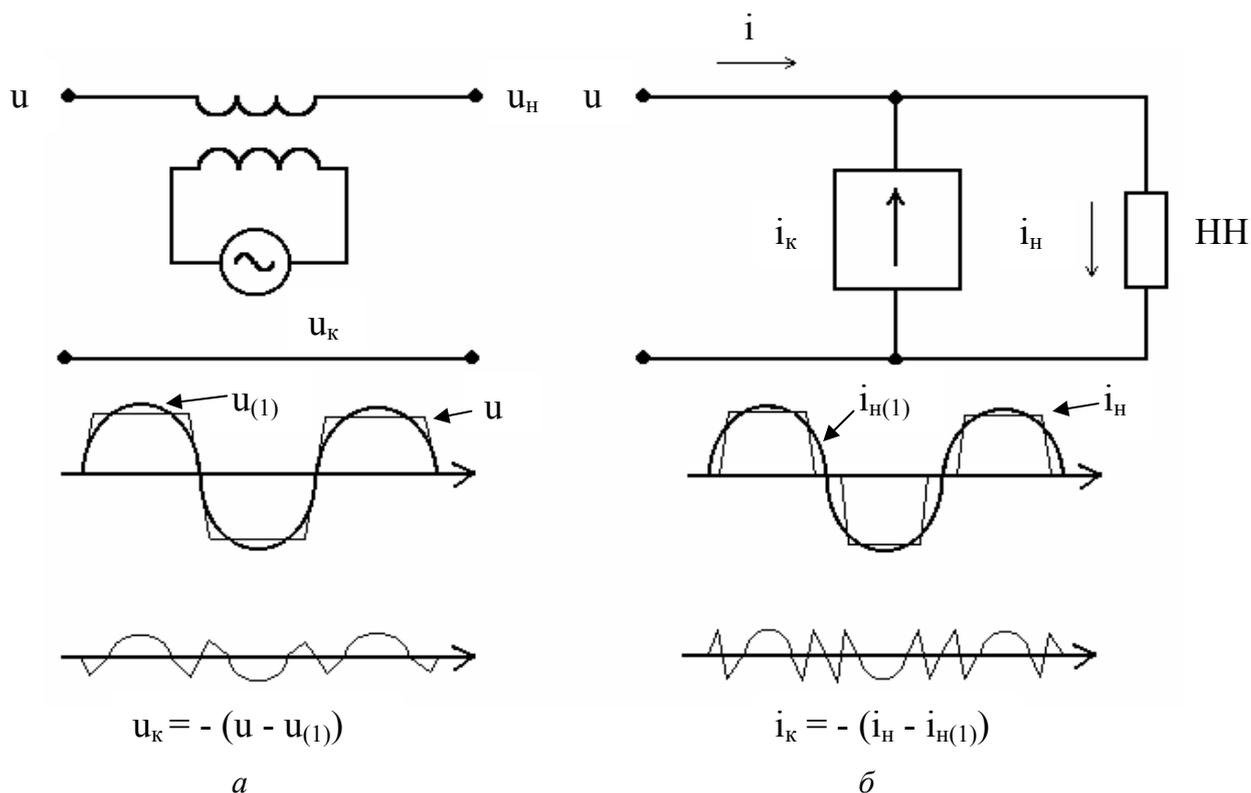


Рис. 5.2.1

Схемы активных фильтров напряжения и тока обычно выполняют на базе инверторов напряжения с ШИМ. Рассматривая инвертор напряжения как реверсивный широтно-импульсный преобразователь (ШИП), работающий в режиме периодического реверса, и учитывая линейность регулировочной характеристики ШИП, можно воспроизвести на выходе инвертора любую кривую задания тока (напряжения) i_k или u_k на рис. 5.2.1 путем аппроксимации ее средними значениями по интервалам тактов коммутации при ШИМ. Точность воспроизведения на выходе инвертора тока i_k или напряжения u_k зависит от точной передачи спектра этих кривых до частоты их верхней гармоники, определяемой в соответствии с теоремой отсчетов Котельникова половиной частоты коммутации при ШИМ. Так для подавления в результирующем токе сети всех гармоник входного тока трехфазного мостового выпрямителя вплоть, например, до 23-й, относительная величина которой в спектре $1/23$, т.е. менее 5 % (см. раздел 3.7 части 1), необходима частота коммутации в интервале не ниже $2 \cdot 23 \cdot 50 = 2300$ Гц, что вполне допустимо для силовых транзисторов. Техническая реализация такого воспроизведения на выходе инвертора напряжения сигнала задания на его входе легко обеспечивается при использовании управления инвертором по методу слежения (см. раздел 6.6.2).

Более радикальным способом улучшения качества электроснабжения и устранения обратного влияния нелинейного потребителя на питающую сеть является совместное использование активного фильтра напряжения и тока. Возможны два варианта их объединения: параллельно-последовательное и последовательно-параллельное включения (рис. 5.2.2, а, б).

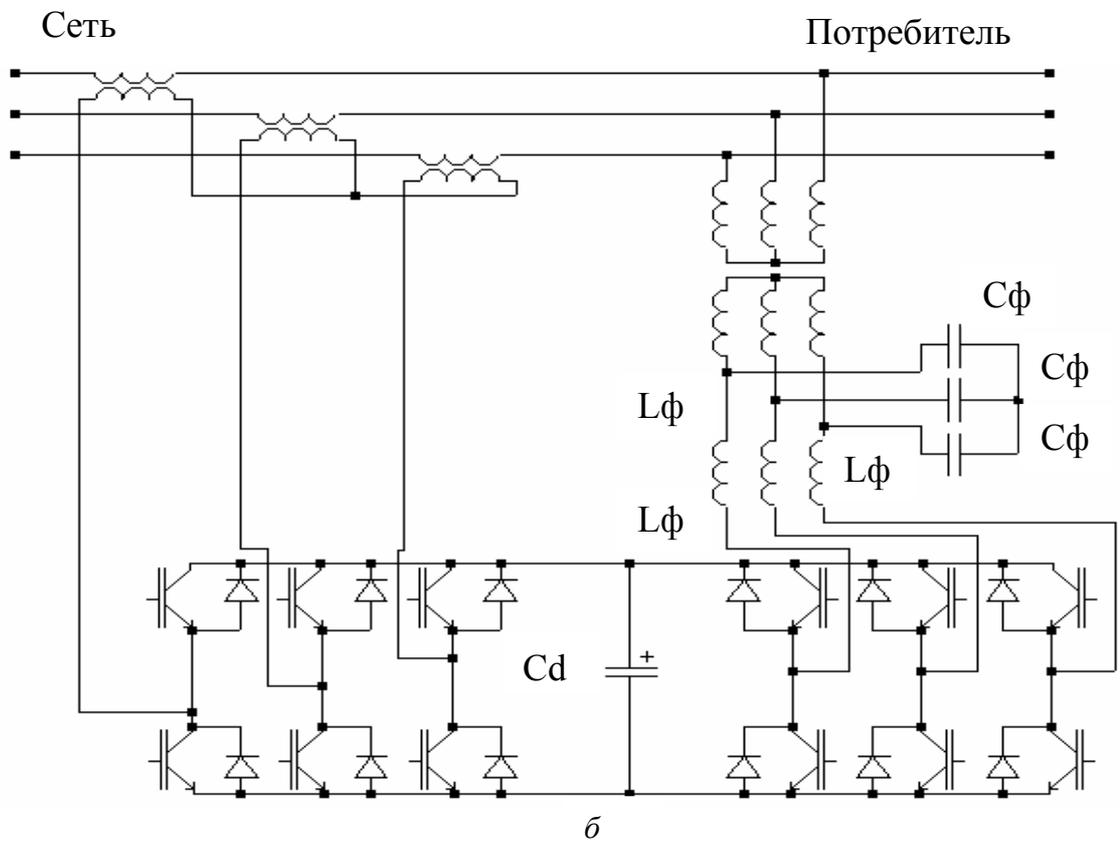
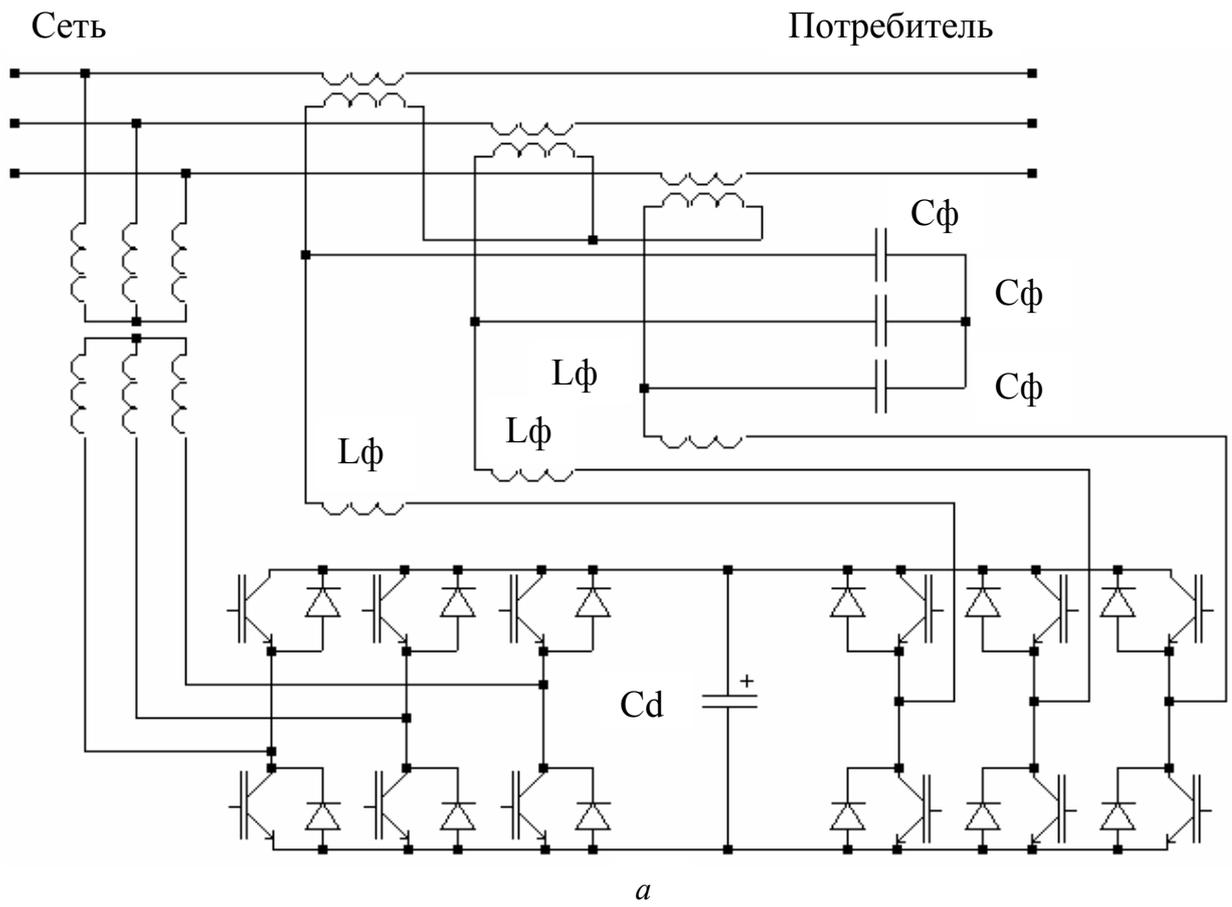


Рис. 5.2.2

При этом появилась возможность за счет использования выходных трансформаторов в активных фильтрах объединить их цепи постоянного напряжения общим конденсатором фильтра C_d . Если на такую структуру возложить еще и функцию регулирования величины реактивной мощности и ее знака, то можно будет поддерживать синусоидальное напряжение стабильной величины при колебаниях напряжения в сети, вызванных прежде всего колебаниями нагрузки. В этом случае последовательный фильтр напряжения выполняет еще функцию вольтодобавочного регулятора переменного напряжения (см. раздел 3). Такие системы, предназначенные для большой электроэнергетики, получили название *гибких линий электропередачи* (за рубежом FACTS – flexible alternative current transmission system).

Если в графике потребления реактивной мощности имеется не только динамическая, но и статическая составляющая, то ее можно скомпенсировать пассивными реактивными элементами, которые смогут отфильтровать и часть гармоник тока. В этих случаях используют как бы комбинированный фильтр, состоящий из совокупности активного и пассивного фильтров.

ВОПРОСЫ К ГЛАВЕ 5

1.1. Какие устройства силовой электроники называют компенсаторами неактивных составляющих полной мощности?

1.2. Какие известны типы вентильных устройств компенсации неактивных составляющих полной мощности (КНСМ)?

1.3. Какие известны типы вентильных компенсаторов реактивной мощности?

1.4. Какие известны типы вентильных компенсаторов мощности искажений – активных фильтров?

1.5. Какие компенсаторы образуют гибкую линию электропередачи?

2.6. Чем определяется величина реактивной мощности реактора, управляемого тиристорами?

2.7. Как исключаются броски тока в конденсаторах, коммутируемые тиристорами?

2.8. Как регулируется величина реактивной мощности в компенсаторе с вентильным источником реактивного напряжения?

2.9. От какого параметра источника реактивного напряжения компенсатора реактивной мощности зависит качество компенсирующего тока?

2.10. На какую установленную мощность элементов должен быть рассчитан активный фильтр?

2.11* В чем различие свойств гибкой линии электропередачи в двух вариантах ее использования?

6. МЕТОДЫ И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

6.1. ТРЕБОВАНИЯ К СИСТЕМАМ УПРАВЛЕНИЯ

Система управления вентильным преобразователем в общем случае должна выполнять следующие функции:

- включение преобразователя и вывод его на заданный режим;
- стабилизацию заданного режима (напряжения, тока, мощности, частоты и т.д.);
- регулирование режима в соответствии с заданием;
- выключение преобразователя;
- защиту преобразователя (аварийное отключение);
- контроль работы преобразователя и при необходимости диагностика неисправностей.

Все эти функции система управления реализует простым способом – изменением моментов включения и выключения вентилях. Это, в свою очередь, предъявляет к системе управления **три требования**.

1. Управляемость моментов включения (выключения) вентилях в необходимых пределах. Для преобразователей на вентилях с неполным управлением (тиристорах) и естественной коммутацией (выпрямители, зависимые инверторы, непосредственные преобразователи частоты с фазовым способом формирования кривой выходного напряжения) в соответствии с их регулировочными характеристиками для полного диапазона регулирования следует изменить угол регулирования α в диапазоне $0 \dots 180^\circ$ (теоретически) и $0 \dots (180^\circ - \beta_{\min})$ (практически) по частоте питающего напряжения. Для преобразователей на вентилях с полным управлением и широтно-импульсными способами регулирования напряжения (регуляторы постоянного напряжения, автономные инверторы напряжения, непосредственные преобразователи частоты с циклическим управлением, повышающие циклоконверторы) в соответствии с их регулировочными характеристиками для полного диапазона регулирования требуется изменение фазы импульсов управления в пределах такта принудительной коммутации $0 \dots T_T$ с возможным изменением длительности самого такта.

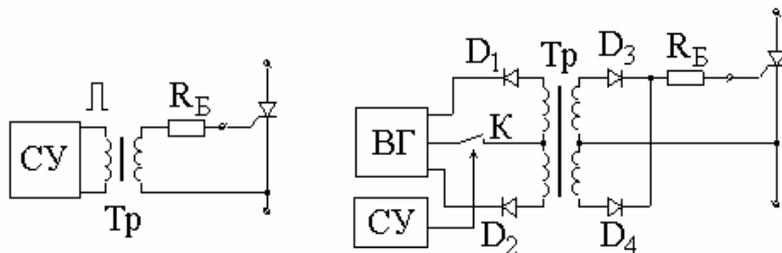
2. Формирование импульса управления прямоугольного вида с крутым передним фронтом и заданной длительностью. Крутой передний фронт (обычно порядка одной микросекунды) необходим для фиксирования момента включения вентилях, имеющих разброс по порогам включения, а также для уменьшения потерь мощности в вентиле при включении из-за его конечной скорости. Требования по длительности импульса управления зависят от типа вентиля и его режима работы в преобразователе. Для тиристоров возможны

два вида длительностей импульсов управления: «узкие» и «широкие» импульсы. Длительность «узкого» импульса выбирают из условия обеспечения нарастания тока тиристора до тока удержания, длительность «широкого» импульса – из условия наличия импульса управления на все возможное время протекания тока через тиристор. Для транзисторов необходим «широкий» импульс управления на все время протекания тока в них. Для ГТО-тиристоров – два «узких» импульса: в момент включения и в момент выключения (импульс обратной полярности).

Управление «узким» импульсом требует значительно меньшей мощности системы управления, чем управление «широким». Но управление «широким» импульсом является универсальным по допустимым режимам в преобразователе, в то время как при управлении «узким» импульсом возможны дополнительные проблемы в режимах прерывистого тока нагрузки, режимах с вынужденными углами управления.

3. Гальваническая развязка, или согласование уровней напряжения (низковольтной) системы управления от силовой схемы преобразователя с уровнем напряжения, опасным для человека или системы управления. В нечастых случаях преобразователей с рабочими напряжениями, сравнимыми с напряжениями системы управления, гальваническая развязка может отсутствовать.

Возможны два вида гальванической развязки: трансформаторная и оптоэлектронная. При трансформаторной развязке легко реализуется передача «узкого» импульса управления, при этом на вторичной стороне трансформатора устанавливают еще активное балластное сопротивление R_B , ограничивающее ток в цепи управления вентиля, например тиристора, как показано на рис. 6.1.1,а. В то же время передача «широкого» импульса управления через трансформатор затруднена из-за практической невозможности выполнить трансформатор с малой нижней граничной частотой (герцы) его амплитудно-частотной характеристики и одновременно с высоким значением (мегагерцы) верхней граничной частоты (для передачи крутого переднего фронта импульса). Малая нижняя граничная частота трансформатора достигается при большой индуктивности намагничивания трансформатора, а высокая верхняя граничная частота – при малой индуктивности рассеивания обмоток и малых паразитных емкостях обмоток. Эти противоречивые требования конструктивно в трансформаторе несовместимы.



*a**б***Рис. 6.1.1**

Практически передача «широкого» импульса через трансформатор заменяется эквивалентной передачей пачки «узких» импульсов с крутыми фронтами и длительностью пачки, равной длительности «широкого» импульса. Одно из возможных решений показано на рис. 6.1.1,б. Здесь высокочастотный генератор ВГ «узких» импульсов, работающий непрерывно, подключается к трансформатору Тр попеременно через диоды D_1 и D_2 на время замыкания ключа К, управляемого от системы управления СУ, генерирующей «широкий» импульс управления. Трансформатор без искажений передает пачку «узких» импульсов, сохраняя у них крутые фронты и плоские вершины. С помощью выпрямителя на диодах D_3, D_4 на вторичной стороне трансформатора в цепи управления формируется неискаженный «широкий» импульс управления (рис. 6.1.2).

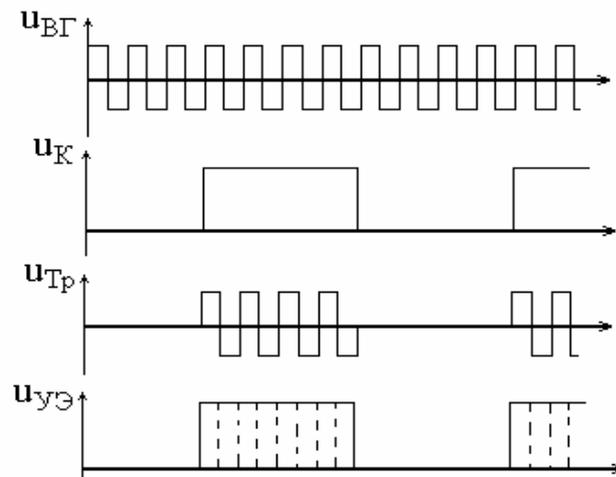
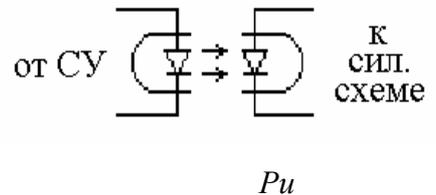


Рис. 6.1.2

Оптронная развязка системы управления и силовой схемы преобразователя основана на оптроне, представленном на рис. 6.1.3. Он состоит из светодиода, преобразующего электрический импульс в световой, и фотодиода, преобразующего световой импульс в электрический. Возможно конструктивное объединение оптрона и тиристора в оптронный тиристор. Но предельные электрические параметры оптронных тиристорov примерно на порядок хуже предельных параметров обычных тиристорov, что ограничивает область их применения.



Многообразие систем управления вентиляными преобразователями порождается многообразием способов реализации на концептуальном и структурном уровнях первой и главной функции системы управления – функции контроля фаз импульсов управления вентилями. Для обеспечения ориентации в этом множестве систем управления необходимо упорядочить их по следующим классификационным признакам.

- **По числу каналов**, в которых производится регулирование фаз импульсов управления вентилями: *одноканальные и многоканальные системы управления*. В одноканальных системах импульсы управления для всех вентиляей вырабатываются в одном общем канале, из которого они по очевидной логике распределяются по вентилям. В многоканальных системах импульсы управления на каждый ventиль (или их локальную группу) вырабатываются в своем канале. Достоинством одноканальных систем является отсутствие разброса значений фаз импульсов управления вентилями, присущее многоканальным системам из-за неидентичности параметров каналов при их практической реализации, связанной с разбросом параметров реальных элементов канала. Неидентичность фаз импульсов управления вентилями порождает очевидную некачественность выходной и потребляемой энергии преобразователя. Например, для выпрямителя допустим разброс фаз импульсов управления от вентиля к вентилю не более $1...3^\circ$.

- **По наличию синхронизации импульсов управления** с каким-то хролирующим процессом (напряжение питающей сети переменного тока, автономный генератор тактовой частоты в системе управления): *синхронные* (есть синхронизация) и *асинхронные* (нет синхронизации) *системы управления*.

- **По использованию сигнала обратной связи** по выходной переменной преобразователя для целей фазосмещения: *разомкнутые (программные)* и *замкнутые (следающие)* системы управления.

- По характеру изменения фазы импульсов управления вентилями: системы с плавным (непрерывным) изменением фазы (обычно по умолчанию) и системы с квантованным (скачкообразным) изменением фазы (системы релейного регулирования).

- По характеру управления по времени вентиляльными комплектами реверсивных вентиляльных преобразователей (реверсивные выпрямители, реверсивные ШИП, циклоконвертеры): системы совместного управления, когда вентиляльные комплекты управляются все время, и системы раздельного управления, когда вентиляльные комплекты управляются по очереди в соответствии с полярностью полуволны выходного тока преобразователя.

6.2. МНОГОКАНАЛЬНАЯ СИНХРОННАЯ РАЗОМКНУТАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ «ВЕРТИКАЛЬНОГО» ТИПА

6.2.1. СТРУКТУРА СИСТЕМЫ

Функциональная блок-схема одного канала многоканальной системы управления преобразователями с естественной коммутацией (выпрямители, зависимые инверторы, вентиляльный комплект непосредственного преобразователя частоты с фазовым регулированием, с учетом особенности, приведенной ниже, регулятор переменного напряжения с фазовым способом регулирования) показана на рис. 6.2.1. Здесь ГОН-генератор опорного напряжения синусоидальной, пилообразной (или специальной) формы с частотой, равной частоте переменного напряжения сети, сфазированный с опорным напряжением вентиля, управляемого от этого канала:

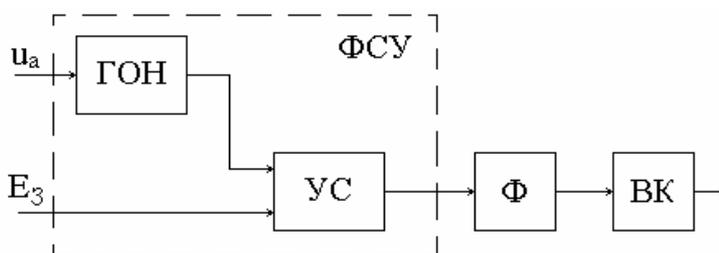


Рис. 6.2.1

E_3 – сигнал задания, определяющий угол регулирования α (в статике) или закон его изменения в динамике;

УС – устройство сравнения, вырабатывающее сигнал на выходе в момент сравнения двух его входных сигналов;

Ф – формирователь «узкого» или «широкого» импульса управления;

ВК – выходной каскад в виде усилителя мощности и устройства гальванической развязки или согласования уровней напряжения системы управле-

ния и вентиля силовой схемы;

ФСУ – фазосмещающая часть схемы управления, в которой реализуется первое требование – регулирование фазы сигнала управления вентиляем.

Рассмотрим работу системы управления сначала для случая косинусоидальной формы опорного напряжения. Диаграммы сигналов канала управления построены на рис. 6.2.2. Если опорное напряжение сдвинуто на 90° от анодного напряжения вентиля, как показано на рисунке, то при отсутствии сигнала задания $E_3 = 0$, фаза импульса управления вентилями будет $\alpha = 90^\circ$.

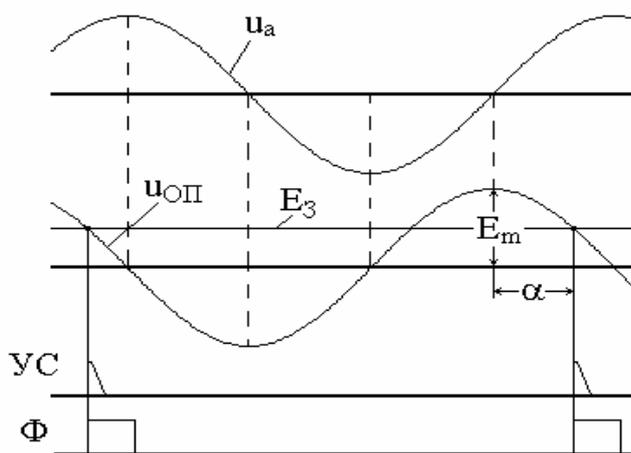


Рис. 6.2.2

При этом среднее значение выпрямленного напряжения равно нулю в соответствии с уравнением регулировочной характеристики выпрямителя (2.9.2) части 1, что рационально для выпрямителя и необходимо, как будет видно из дальнейшего, для системы управления непосредственным преобразователем частоты с фазовым регулированием. При изменении сигнала задания в пределах $\pm E_m$ опорного напряжения фаза импульса управления будет меняться

в пределах $0 \dots 180^\circ$, что и требуется в соответствии с регулировочной характеристикой вентиля преобразователя для работы его в выпрямительном режиме и режиме зависимого инвертирования. С учетом того, что регулиро-

вание фазы импульсов управления достигается здесь изменением по вертикали точки равенства напряжения задания с опорным напряжением, такой способ фазосмещения назван *вертикальным*.

6.2.2. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМЫ

Установим зависимость среднего значения выпрямленного напряжения выпрямителя от значения постоянного сигнала задания E_3 для выпрямителя на идеальных элементах. Эта зависимость называется *передаточной характеристикой преобразователя по каналу*: вход системы управления – выход силовой схемы.

Исходя из условия равенства мгновенных значений опорного и задающего напряжений в момент выработки импульса отпираания можно записать

$$E_m \cos \alpha = E_3, \quad \alpha = \arccos \frac{E_3}{E_m}, \quad (6.2.1)$$

т.е. зависимость угла регулирования от напряжения задания носит здесь арккосинусоидальный характер (при постоянстве амплитуды опорного напряжения E_m).

Подставив значение α из (6.2.1) в уравнение регулировочной характеристики (2.9.2) части 1, получим искомую передаточную характеристику

$$C_p = \frac{U_{d\alpha}}{U_{d0}} = \cos \alpha = \cos \left(\arccos \frac{E_3}{E_m} \right) = \frac{E_3}{E_m}. \quad (6.2.2)$$

Таким образом, учитывая линейность передаточной характеристики вентильного преобразователя, представленной на рис. 6.2.3 прямой 1, его можно описать в терминах теории авторегулирования как линейное передаточное звено с коэффициентом передачи (усиления)

$$K = \frac{U_{d0}}{E_m}. \quad (6.2.3)$$

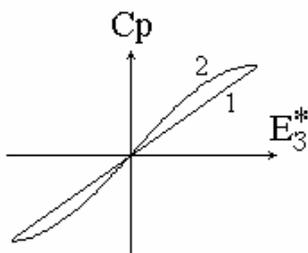


Рис.

Но при косинусоидальном опорном напряжении ухудшается работа устройства сравнения при значениях сигнала задания, близких к $\pm E_m$. В этих зонах скорость изменения опорного напряжения мала и любая нестабильность работы реального устройства сравне-

ния даст большую ошибку в определении момента появления импульса управления. Поэтому практически достижимый диапазон регулирования угла α приходится ограничивать величиной $150 \dots 160^\circ$, что приве-

дет к недоиспользованию мощности выпрямителя.

От указанного ограничения системы вертикального управления с косинусоидальным опорным напряжением свободна система управления с пилообразным опорным напряжением. Диаграммы работы такой системы построены на рис. 6.2.4. Нерабочий участок пилы показан пунктиром и может быть сокращен до нуля за счет расширения рабочего участка пилы вплоть до 360° .

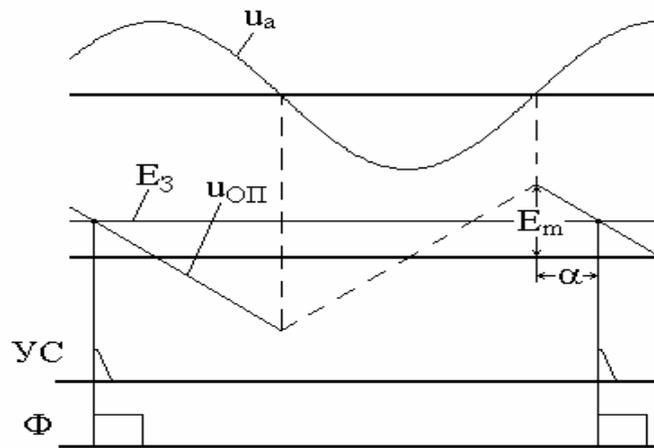


Рис. 6.2.4

Найдем уравнение передаточной характеристики выпрямителя в этом случае. Для момента выработки импульса управления из условия равенства мгновенных значений опорного и задающего напряжений можно записать

$$E_m \left(1 - 2 \frac{\alpha}{\pi} \right) = E_3, \quad \alpha = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{E_3}{E_m} \right), \quad (6.2.4)$$

т.е. здесь имеет место линейная зависимость угла регулирования α от напряжения задания. Подставив α из (6.2.4) в уравнение регулировочной характеристики (2.9.2) части 1, получим

$$C_p = \frac{U_{d\alpha}}{U_{d0}} \cos \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{E_3}{E_m} \right) = \sin \left(\frac{\pi}{2} \frac{E_3}{E_m} \right). \quad (6.2.5)$$

Передаточная характеристика здесь синусоидальна, что показано на рис. 6.2.3 кривой 2. При этом первый ее квадрант соответствует выпрямительному режиму работы, а третий квадрант – режиму зависимого инвертора. В силу ее нелинейности вентильный преобразователь может быть охарактеризован коэффициентом передачи (усиления) только для приращений («в малом»), который зависит от режима звена авторегулирования, т.е. значения E_3 :

$$K = \frac{\Delta U_{d\alpha}}{\Delta E_3} = \frac{dU_{d\alpha}}{dE_3} = \frac{\pi}{2} \frac{U_{d0}}{E_m} \cos \left(\frac{\pi}{2} \frac{E_3}{E_m} \right). \quad (6.2.6)$$

Теперь немного об особенностях управления непосредственным преобразователем частоты с естественной коммутацией и фазовым управлением (см. раздел 4.2). Реверсивный вентильный преобразователь – основа НПЧ – имеет два вентильных комплекта ВК1 и ВК2, которые управляются в противофазе. Поэтому и система управления НПЧ состоит из двух рассмотренных комплектов управления СУ1 и СУ2 выпрямителем, которые имеют противофазные задающие напряжения E_{31} и E_{32} от генератора задания ГЗ, определяющего частоту и величину выходного напряжения НПЧ. Укрупненная структура такой системы управления показана на рис. 6.2.5, а диаграммы ее работы – на рис. 6.2.6 для режима раздельного управления. Устройство раздельного управления УРУ подключает выходы СУ1 или СУ2 для управления вентильными комплектами ВК1 и ВК2 в соответствии с полярностью полуволны выходного тока НПЧ. Выходы СУ1 и СУ2 условно представлены общими последовательностями импульсов управления, полученными путем совмещения опорных напряжений вентилях также на общей диаграмме.

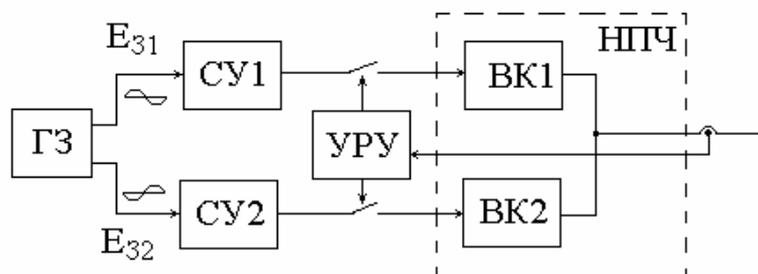


Рис. 6.2.5

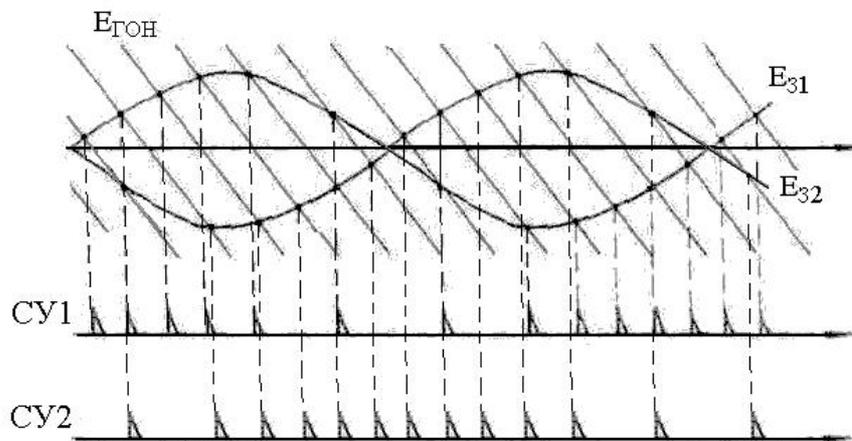


Рис. 6.2.6

И в заключение этого раздела рассмотрим специфику в работе вентиляционного преобразователя с естественной коммутацией при скачкообразном изменении напряжения задания (в динамике). На рис. 6.2.7 представлены временные диаграммы работы выпрямителя при скачкообразном изменении угла ре-

гулирования α в полном диапазоне: от 0 до 180° и обратно от 180 до 0° . При скачке α от 0 до 180° осуществляется переход из выпрямительного режима работы в режим зависимого инвертора. При этом будут проводить вентили, связанные не с наиболее положительными фазами входного напряжения (до момента скачка), а с наиболее отрицательными напряжениями, что характерно для режима зависимого инвертирования с $\beta = 180 - \alpha = 0$. Так как напряжение на аноде проводящего вентиля не может изменяться быстрее, чем со скоростью спада напряжения питающей сети, то можно говорить о задержке на время t_3 момента появления на выходе вентильного преобразователя максимального отрицательного напряжения по сравнению с моментом скачка α .

Рис. 6.2.7

В то же время коммутация тока с вентиля, связанного с отрицательным напряжением, на вентиль, связанный с положительным напряжением, всегда возможна в силу естественной коммутации. Поэтому скачок в задании угла регулирования α от 180 до 0° может быть отработан силовой схемой немед-

ленно без задержки, если по моменту скачка задания добавить импульс управления, не дожидаясь появления очередного импульса с углом $\alpha = 0$. Эту неодинаковость динамических свойств вентильного преобразователя необходимо учитывать в системах управления реверсивным вентильным преобразователем, если возможны скачки задания при совместном управлении, приводящие к броскам динамического уравнительного тока [33].

6.3. ОДНОКАНАЛЬНАЯ СИНХРОННАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ВЕРТИКАЛЬНОГО ТИПА

Недостаток многоканальной системы управления вертикального типа связан с наличием разброса значений фаз импульсов управления от канала к каналу из-за неидентичности характеристик каналов, выполненных на реальных элементах, параметры которых подвержены разбросу и дрейфу во времени и по температуре. От этого недостатка свободна *одноканальная система управления*, в которой импульсы управления всеми вентилями вырабатываются в общем канале при одинаковых условиях и затем распределяются по вентилям. Блок-схема одного из вариантов такой системы управления построена на рис. 6.3.1.

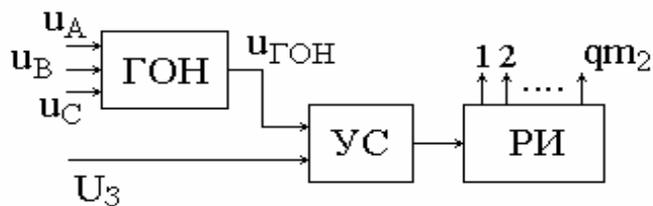


Рис. 6.3.1

Здесь ГОН – генератор опорного напряжения пилообразной формы, запускаемый по точкам естественного зажигания трехфазной системы питающих напряжений, как показано на рис. 6.3.2. Длительность рабочего участка

хода устройства сравнения первого каскада запускают генератор опорного напряжения второго каскада системы управления. пилообразное напряжение этого генератора сравнивают в устройстве сравнения второго каскада с тем же напряжением задания, в результате чего получают новую последовательность импульсов шестикратной частоты по отношению к частоте сети и имеющую удвоенное значение фазы импульсов управления по сравнению с импульсами управления первого каскада системы. Затем они распределяются по вентилям, если достижимый при этом максимальный угол регулирования α в 120° достаточен для управления, или подаются в третий каскад системы, если необходимо регулирование α до 180° .

В связи с увеличением сложности структуры такой одноканальной системы управления ее реализацию рационально выполнять не в аппаратном, а в программном виде, т.е. в микропроцессоре.

6.4. ОДНОКАНАЛЬНАЯ АСИНХРОННАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ НЕПРЕРЫВНОГО СЛЕЖЕНИЯ

При вертикальном методе управления в разомкнутой системе с преобразователем на вентилях с неполным управлением среднее значение выпрямленного напряжения выпрямителя определялось в функции задаваемого угла регулирования α по расчетному соотношению регулировочной характеристики (2.9.1) части 1:

$$U_{d\alpha} = \frac{qm_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{qm_2} U'_2 \cos \alpha .$$

Но данное уравнение получено при следующих допущениях для идеального выпрямителя:

- напряжение питающей сети имеет синусоидальную форму с неизменной амплитудой;
- угол коммутации отсутствует, так как трансформатор идеальный;
- вентили идеальные;
- выпрямленный ток непрерывный.

В реальном выпрямителе имеют место отклонения от этих допущений, которые можно рассматривать как возмущения. Особенно заметно влияют два следующих возмущения: изменения напряжения питающей сети, прямо пропорционально изменяющие выпрямленное напряжение, и изменения нагрузки, приводящие к возникновению режима прерывистого тока в ней, когда резко меняется среднее значение выпрямленного напряжения (см. разделы 2.2 и 3.2

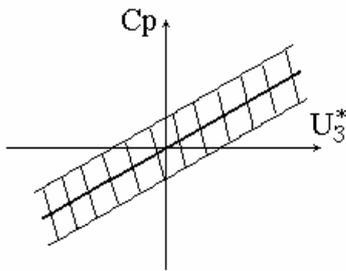


Рис.

части 1). В результате и регулировочная, а вследствие этого и передаточная характеристика размывается в область неопределенности, как показано для последней на рис. 6.4.1 для случая синусоидального опорного напряжения.

Ослабить или устранить указанный недостаток разомкнутого алгоритма управления вертикального типа можно двумя путями. Прежде всего используют принцип регулирования по возмущению. Для этого необходимо измерять каждое возмущение и вводить коррекцию в опорное напряжение или напряжение задания. Обычно таким способом нейтрализуют влияние изменения амплитуды напряжения питающей сети и реже изменение нагрузки в режиме прерывистого тока. Другой принцип – это регулирование по отклонению с замыканием выпрямителя с системой управления по постоянной составляющей выпрямленного напряжения (тока). Но большая инерционность фильтра в цепи обратной, отделяющего постоянную составляющую от пульсаций выпрямленного напряжения, делает инерционным выпрямитель в целом и затрудняет обеспечение его устойчивости.

Более радикальным решением для получения линейной передаточной характеристики выпрямителя является переход от алгоритмов управления по разомкнутому принципу к алгоритмам управления по замкнутому принципу, то есть к управлению по принципу слежения.

Блок-схема одноканальной асинхронной системы управления *непрерывного слежения* построена на рис. 6.4.2. Здесь новыми элементами являются регулятор Р (в простейшем случае типа интегрального) и цепь обратной связи, в простейшем случае представляющая собой резистивный делитель напряжения с коэффициентом передачи K_{oc} для получения сигнала обратной связи u_{oc} , пропорционального выпрямленному напряжению (току, если стоит задача регулировать выпрямленный ток). Два сигнала постоянного напряжения U_1 и U_2 предназначены, как будет показано ниже, для повышения устойчивости работы системы.

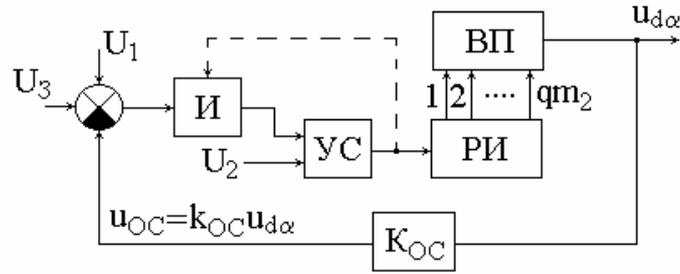


Рис.

Идея управления по принципу слежения основана на обеспечении равенства среднего значения сигнала обратной связи, пропорционального выпрямленному напряжению, среднему значению напряжения задания на интервале между последней с углом α_n и очередной с углом управления α_{n+1} коммутацией в выпрямителе. Это и позволяет выпрямленному напряжению оперативно отслеживать изменение напряжения задания. Формальная запись равенства указанных средних значений приводит к следующему выражению для определения момента включения очередного вентиля α_{n+1}

$$\frac{1}{\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1} - \alpha_n} \int_{\alpha_n}^{\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1}} K_{o.c} u_{d\alpha} d\vartheta = \frac{1}{\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1} - \alpha_n} \int_{\alpha_n}^{\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1}} u_3 d\vartheta. \quad (6.4.1)$$

Объединяя интегралы, получаем

$$\int_{\alpha_n}^{\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1}} (K_{o.c} u_{d\alpha} - U_3) d\vartheta = 0. \quad (6.4.2)$$

Из этого выражения вытекает структура системы управления, а именно, из сигнала обратной связи необходимо вычесть сигнал задания, результат проинтегрировать и в момент равенства интеграла нулю выработать очередной импульс управления. Эта структура и была представлена на рис. 6.4.2, а диаграммы ее работы – на рис. 6.4.3 для случая трехфазного выпрямителя.

Добавление сигналов постоянного напряжения U_1 и U_2 преобразует выражение (6.4.2), поскольку в установившемся режиме $\alpha_{n+1} = \alpha_n$, к такому виду:

$$\int_{\alpha}^{\frac{2\pi}{m_3} + \alpha} m_2 (K_{oc} u_{d\alpha} - U_3 - U_1) d\vartheta = U_2. \quad (6.4.3)$$

Для того чтобы равенство (6.4.2) не нарушалось, соотношение между напряжениями U_1 и U_2 , как это явствует из (6.4.3), должно иметь вид

$$\frac{2\pi}{qm_2} U_1 = U_2. \quad (6.4.4)$$

Из соотношений (6.4.2) и (6.4.3) при $U_3 = 0$ и выключенных вентилях выпрямителя ($u_{d\alpha} = 0$) вытекает, что система управления, интегрируя постоянное напряжение U_1 , генерирует пилообразное напряжение (левая часть уравнения), которое в моменты сравнения с напряжением U_2 (правая часть уравнения) генерирует импульсы управления аналогично вертикальной системе управления. Этими же импульсами необходимо обеспечить возврат интегратора И в исходное (нулевое) состояние после каждого срабатывания устройства сравнения, как показано пунктиром на рис. 6.4.2. Это позволяет проверять работу системы при выключенной силовой схеме преобразователя, облегчает ее включение и повышает устойчивость ее работы.

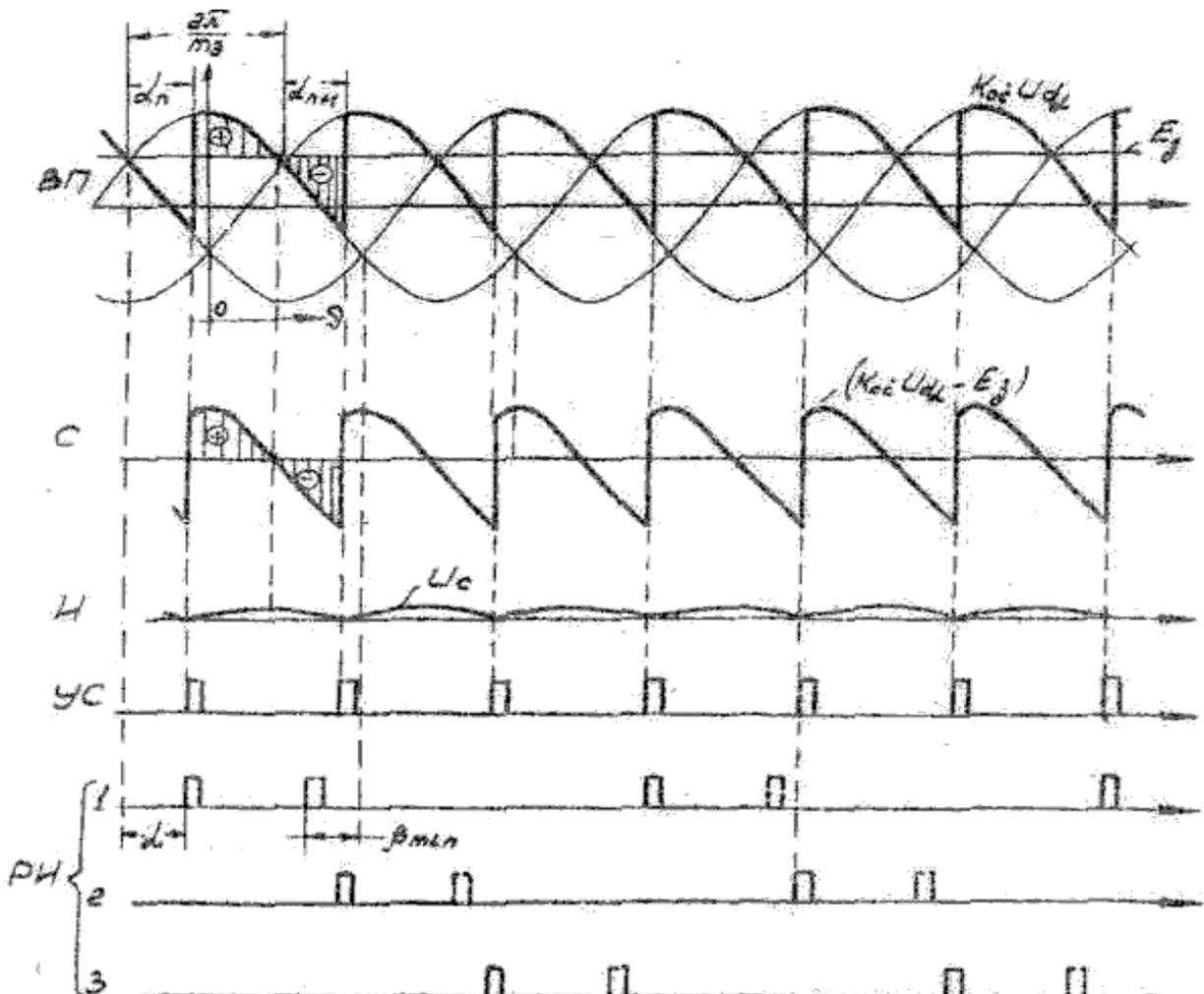


Рис. 6.4.3

Асинхронная одноканальная система управления с фазовой автоподстройкой частоты. Второй вариант асинхронной системы управления, основанной на использовании автоколебательного генератора импульсов, управляемого по частоте (а значит, и фазе) напряжением ГУН, показан на рис. 6.4.4.

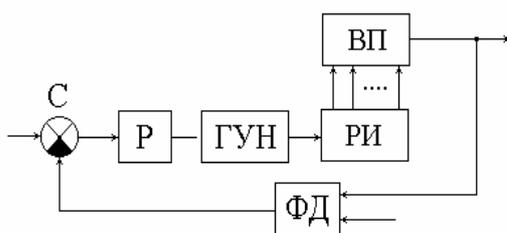


Рис.

Здесь фазовый детектор ФД формирует сигнал ошибки, определяемый разностью фаз двух сигналов: заданного и на выходе вентильного преобразователя. Такими сигналами с фазовой информацией могут быть

заданное и фактическое время, предоставляемое на восстановление управляющих свойств тиристорного инвертора, или резонансная и фактическая частоты напряжений резонансного инвертора и т.п.

В простейшем случае на вход сумматора С подается сигнал задания среднего значения выходного напряжения выпрямителя и фактическая величина этого напряжения.

6.5. ОСОБЕННОСТИ УПРАВЛЕНИЯ НЕКОТОРЫМИ ВИДАМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НА ВЕНТИЛЯХ С НЕПОЛНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Особенность управления «узким» импульсом трехфазной мостовой схемой вентиляльного преобразователя. Рассматриваемая ниже особенность управления трехфазной мостовой схемой присуща только системам управления, работающим с «узким» отпирающим импульсом (см. раздел 1), и связана с тем, что моменты включения вентилях катодной и анодной групп сдвинуты во времени на одну шестую часть периода питающего напряжения. Так как для протекания тока нагрузки необходима одновременная работа одного вентиля катодной и одного вентиля анодной групп, при узком отпирающем импульсе (длительностью меньше 60°) невозможно произвести первое включение ВП, а также гарантировать работу в зоне прерывистых токов нагрузки, где ВП каждый раз включается как бы впервые (на нулевой ток нагрузки).

В целях обеспечения указанных режимов работы ВП при управлении «узким» импульсом применяют дублирование отпирающего импульса для очередного вентиля катодной (анодной) группы на предшествующий по очередности работы вентиль анодной (катодной) группы. На диаграммах импульсов отпираания (рис. 6.5.1) основной импульс показан сплошной линией, дублирующий – пунктиром, стрелкой – из какого канала в какой необходимо направить дублирующий импульс. Из рисунка видно, что дублирующие импульсы приходят на вентиля после основных, и если вентиль уже вступил в работу, то появление дублирующего импульса никак не скажется.

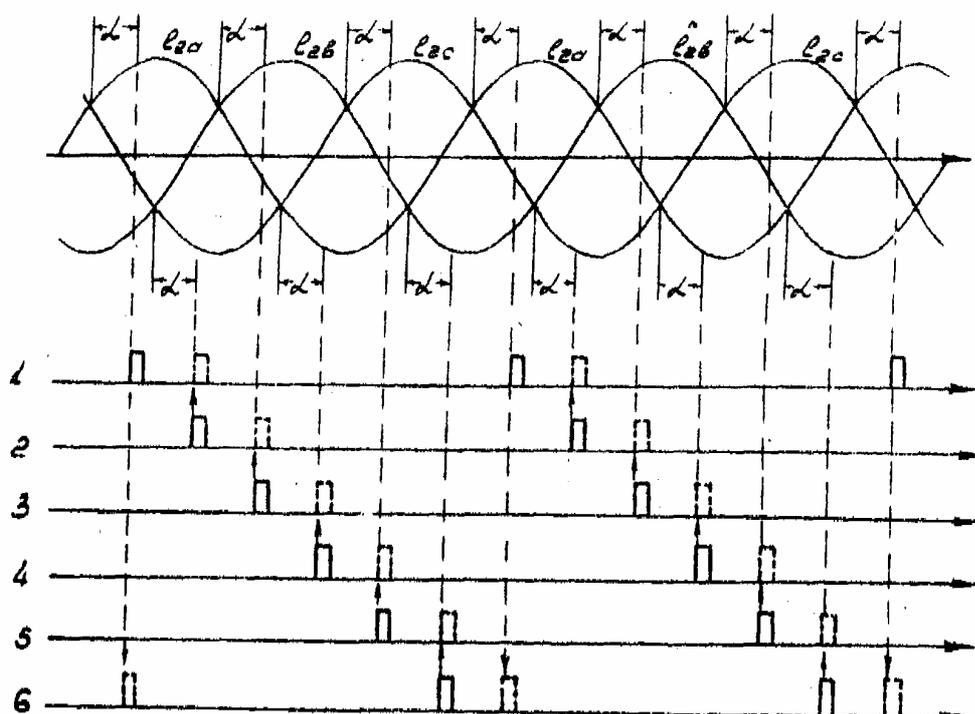


Рис. 6.5.1

В то же время одномоментное наличие отпирающих импульсов на вентиле катодной и на вентиле анодной групп гарантирует включение ВП и его работу в области прерывистых токов.

Вместо дублирования импульсов отпирания можно подгрузить катодную и анодную группы моста балластными сопротивлениями R_6 . При этом вентили одной группы получают возможность проводить ток независимо от состояния проводимости вентилях другой, но такая мера приведет к потерям активной мощности, искажению формы регулировочной характеристики вследствие расширения зоны прерывистых токов ВП.

Особенность управления реверсивным вентильным преобразователем. Реверсивный вентильный преобразователь образован встречно-параллельным включением по выходу двух нереверсивных вентильных преобразователей по одной из базовых схем выпрямления (см. раздел 3.12 части 1). Поэтому в общем случае система управления таким преобразователем должна содержать два комплекта рассмотренных выше синхронных систем управления вертикального типа. Учитывая условие согласования углов регулирования двух вентильных комплектов (3.12.2) части 1

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ$$

и зависимость фазы импульсов управления от сигнала задания U_3 вида (6.2.1) при косинусоидальном опорном напряжении и вида (6.2.4) при пилообразном опорном напряжении, получаем, что сигналы задания на входах устройств сравнения двух комплектов систем управления должны быть в проти-

вофазах. Если реверсивный вентильный преобразователь работает в режиме непосредственного преобразователя частоты с фазовым способом формирования и регулирования кривой выходного напряжения, то задающие сигналы должны быть двумя противофазными синусоидальными напряжениями, как было показано на рис. 6.2.6. При этом частота и относительная амплитуда этих сигналов по сравнению с амплитудой опорного напряжения определяют частоту и величину первой гармоники выходного напряжения. Блок-схема системы управления непосредственным преобразователем частоты с однофазным выходом приведена на рис. 6.5.2. Здесь генератор модулирующего напряжения (ГМН), электрически управляемый по частоте и величине напряжения двумя сигналами управления $U_{у.ч}$ и $U_{у.н}$ генерирует два противофазных синусоидальных напряжения, поступающих на входы двух фазосмещающих устройств ФСУ.

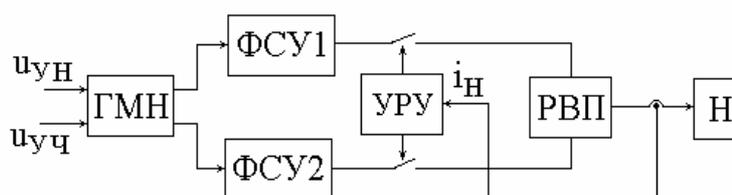


Рис. 6.5.2

При раздельном управлении вентильными комплектами, применяемом для исключения уравнительного тока между ними, импульсы управления с выходов ФСУ селектируются во времени по полуволнам выходного тока непосредственного преобразователя частоты. Для этого устройство раздельного управления УРУ вырабатывает противофазные селектирующие сигналы, которые

с помощью ключей K_1 и K_2 обеспечивают прохождение импульсов управления только на тот вентильный комплект, который в данный момент проводит ток нагрузки. В случае трехфазного выхода непосредственного преобразователя частоты потребуется шестифазный генератор модулирующего напряжения ГМН низкой частоты.

6.6. ОСОБЕННОСТИ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

6.6.1. СИСТЕМЫ С ВЕРТИКАЛЬНЫМ СПОСОБОМ УПРАВЛЕНИЯ

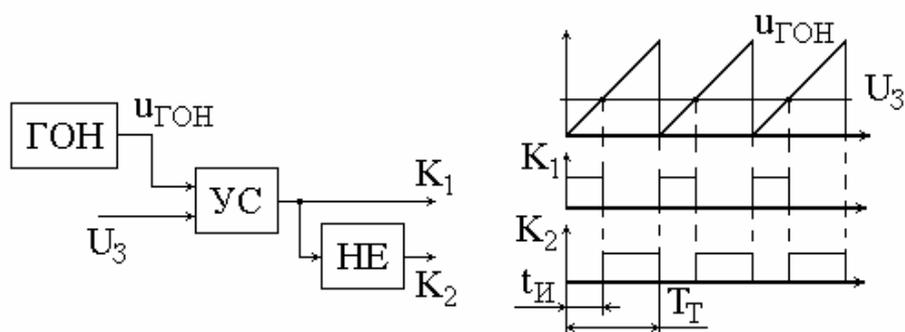
Широтно-импульсное регулирование выходного напряжения (тока) преобразователей на вентилях с полным управлением присуще следующим видам преобразователей:

- постоянного напряжения в постоянное (см. раздел 1.1 и 1.2);
- постоянного напряжения в переменное (автономным инверторам тока и напряжения – см. раздел 2.1 и 2.3);
- регуляторам переменного напряжения в переменное (см. раздел 3);
- непосредственным преобразователям частоты с циклическим управлением или с коэффициентом преобразования по напряжению больше единицы (см. разделы 4.2 и 4.3).

По сути дела, при широтно-импульсном регулировании постоянного или переменного напряжений необходимо изменять соотношения длительностей проводимости двух вентилях, сохраняя сумму этих двух длительностей неизменной или регулируемой. Фактически это означает, что система управления должна обеспечить сдвиг фазы импульсов одной последовательности относительно импульсов другой последовательности с той же частотой следования (постоянной или регулируемой). Первым очевидным после изучения раздела 6.3 решением этой задачи является использование вертикального метода управления. При этом из определения вида систем управления опускается в общем случае понятие «синхронная», так как для преобразователя постоянного напряжения в постоянное синхронизировать управление не с чем.

Для определения вида передаточной характеристики преобразователя постоянного напряжения в постоянное с ШИР необходимо учесть линейность регулировочных характеристик таких широтно-импульсных преобразователей (ШИП) в соответствии с (1.1.1) и (1.1.2) для однополярной и двуполярной мо-

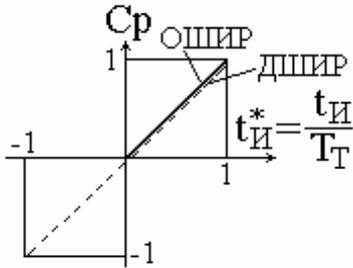
дуляций. С другой стороны, зависимость относительной длительности импульсов управления от сигнала задания при вертикальном методе управления имеет линейный характер при пилообразном опорном напряжении и синусоидальный – при гармонической форме опорного напряжения. Тогда очевидно, что передаточная характеристика ШИП на идеальных элементах будет линейной при пилообразном опорном напряжении и синусоидальной – при гармоническом. **Таким образом**, здесь зависимость передаточной характеристики ШИП от формы опорного напряжения получилась обратной по сравнению с этой зависимостью у управляемого выпрямителя, представленной на рис. 6.2.3. Структура системы управления ШИП очевидна и построена на рис. 6.6.1,а, а диаграммы ее работы – на рис. 6.6.1,б для случая однополярной ШИР, реализуемой в схемах транзисторных ШИП (см. рис. 1.1.2, 1.1.4, 1.1.6). Так как транзистор требует наличия широкого импульса управления (на все время своей проводимости), то теперь устройство сравнения должно фиксировать не просто момент сравнения входных сигналов, а все время превышения одного сигнала над другим. Вид пилы опорного напряжения определяет характер широтно-импульсного регулирования: регулирование положения переднего фронта импульса при нарастающей пиле, заднего фронта – при спадающей пиле, обоих фронтов – при симметричной (треугольной) пиле. При этом импульс K_1 обеспечивает управление транзистором, формирующим импульс напряжения на нагрузке, а импульс K_2 – управление транзистором, формирующим нулевую паузу напряжения на нагрузке (для схемы рис. 1.1.2 импульс K_2 не требуется).



а

б

Рис. 6.6.1



Ри

Здесь передаточная характеристика ШИП будет лежать в первом квадранте, как показано на рис. 6.6.2. При отрицательном импульсе однополярной ШИР (ОШИР) на нагрузке передаточная характеристика будет лежать в третьем квадранте. Для получения передаточной характеристики при двухполярной ШИР-ДШИР – (см. рис. 1.1.1,б), проходящей через первый и третий квадранты (пунктир на рис. 6.6.2), опорное напряжение очевидно должно быть двухполярным.

Регулятор переменного напряжения с однополярной ШИР (см. раздел 3.4) будет иметь также линейную передаточную характеристику, поскольку частота коммутации при ШИР обычно более чем на два порядка превышает частоту напряжения питающей сети и отдельные импульсы в кривой напряжения можно практически рассматривать как прямоугольные, как и в рассмотренном выше случае.

Регуляторы переменного напряжения повышающе-понижающего типов будут иметь передаточные характеристики, подобные их регулировочным характеристикам, так как в вертикальной системе управления с пилообразным опорным напряжением относительная длительность импульсов управления пропорциональна напряжению управления. Подобным образом обстоит дело и с передаточной характеристикой в повышающе-понижающем непосредственном преобразователе частоты.

Наконец, в непосредственном преобразователе частоты с циклическим

методом формирования выходного напряжения передаточная характеристика будет нелинейной и зависящей от выходной частоты. Это связано с тем, что частота коммутации при однократном ШИР сравнима с частотой напряжения питающей сети, так как только ее превышение над частотой сети определяет частоту выходного напряжения. В результате отдельные импульсы в кривой выходного напряжения промодулированы кривой питающего напряжения и мало похожи на прямоугольные.

Структуры систем управления обоими рассмотренными выше непосредственными преобразователями частоты подобны. Обобщенная структура системы управления ими показана на рис. 6.6.3.

Здесь генератор опорного напряжения ГОН пилообразной формы регулируется по частоте первым сигналом задания $U_{3.1}$. Второй сигнал задания $U_{3.2}$ сравнивается в устройстве сравнения УС с опорным напряжением и формирует импульсы на включение вентилях, через которые напряжение сети прикладывается к нагрузке. Распределяются эти импульсы из общего канала по трем вентилям одной выходной фазы преобразователя с помощью распределителя импульсов РИ. Диаграммы этих импульсов управления для вентилях построены на рис. 6.6.4 для преобразователя по схеме рис. 4.2.1. Последовательность импульсов S_2 , полученную инверсией последовательности S_1 , используют для включения вентилях, связанных в разных выходных фазах преобразователя, с одной и той же фазой питающей сети. Это обеспечивает формирование нулевой паузы в напряжении выхода за счет замыкания между собой всех трех фаз нагрузки. Идеализированная кривая выходного напряжения преобразователя приведена на последней диаграмме

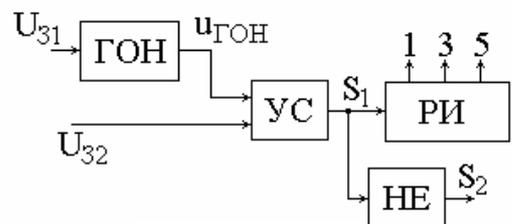


Рис.

сравнения УС с опорным напряжением и формирует импульсы на включение вентилях, через которые напряжение сети прикладывается к нагрузке. Распределяются эти импульсы из общего канала по трем вентилям одной выходной фазы преобразователя с помощью распределителя импульсов РИ. Диаграммы этих импульсов управления для вентилях построены на рис. 6.6.4 для преобразователя по схеме рис. 4.2.1. Последовательность импульсов S_2 , полученную инверсией последовательности S_1 , используют для включения вентилях, связанных в разных выходных фазах преобразователя, с одной и той же фазой питающей сети. Это обеспечивает формирование нулевой паузы в напряжении выхода за счет замыкания между собой всех трех фаз нагрузки. Идеализированная кривая выходного напряжения преобразователя приведена на последней диаграмме

(сравните с реальной кривой на второй диаграмме рис. 4.2.2).

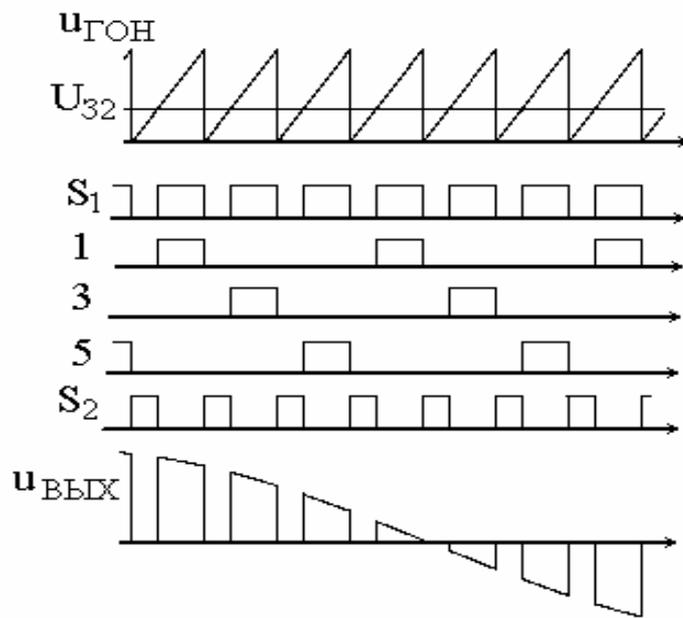


Рис. 6.6.4

6.6.2. СИСТЕМЫ СО СЛЕДЯЩИМ СПОСОБОМ УПРАВЛЕНИЯ

В системах управления на принципе слежения, во-первых, имеется цепь обратной связи по той выходной координате

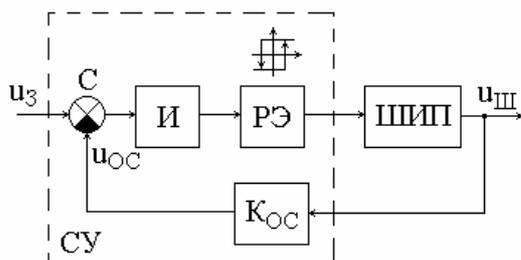


Рис.

нате
 вентиля-
 ного
 преобра-

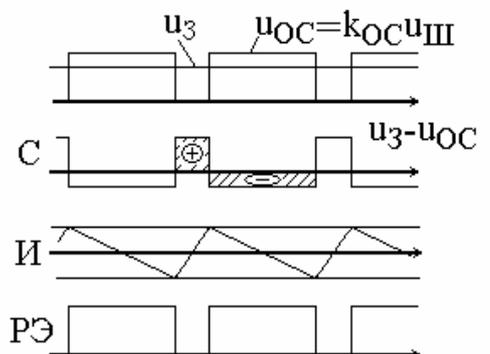


Рис.

зователя, по которой ведется слежение за заданием (напряжение, ток, мощность), и, во-вторых, отсутствует генератор опорного напряжения, синхронизированного каким-то внешним сигналом (сеть, таймер). Удобнее всего первоначально ознакомиться с такими системами сделать применительно к управлению преобразователем постоянного напряжения в постоянное, т.е. ШИП (см. раздел 1.1). Блок-схема системы управления простейшим ШИП (см. рис. 1.1.2) со слежением за выходным напряжением приведена на рис. 6.6.5. Она содержит сумматор S сигнала задания и сигнала обратной связи u_{oc} , пропорционального мгновенному значению выходного напряжения ШИП с коэффициентом пропорциональности K_{oc} , интегратор I , релейный элемент РЭ, характеристика вход-выход которого изображена над ним. На временных диаграммах работы системы управления показаны сигнал обратной связи и задания на первой (рис. 6.6.6), их разность – на второй, интеграл разности – на третьей, выходной сигнал релейного элемента, управляющий ключом ШИП, – на четвертой.

При изменении сигнала задания U_3 будет изменяться не только скважность импульсов на нагрузке, но и частота следования импульсов. Составив дифференциальные уравнения для сигнала реального интегратора с постоянной времени интегрирования τ для двух интегралов и решив их, приспособив решения в точке разрыва, получим следующие соотношения для относительной длительности периода автоколебаний $T_T^* = T_T / \tau$ при однополярной модуляции:

$$T_T^* = \ln \frac{(1 - C_p + U_{II}^*)(C_p + U_{II}^*)}{(1 - C_p - U_{II}^*)(C_p - U_{II}^*)} \quad (6.6.1)$$

и при двухполярной модуляции:

$$T_T^* = \ln \frac{(1 - C_p + U_{II}^*)(1 + C_p + U_{II}^*)}{(1 - C_p - U_{II}^*)(1 + C_p - U_{II}^*)}, \quad (6.6.2)$$

где $C_p = \frac{U_3}{K_{oc} U_{вх}}$ – заданная степень регулирования выходного напря-

жения;

$U_{II}^* = \frac{U_{II}}{K_{oc} U_{вх}}$ – относительная величина порога срабатывания релейного

элемента.

Графики этих зависимостей построены на рис. 6.6.7.

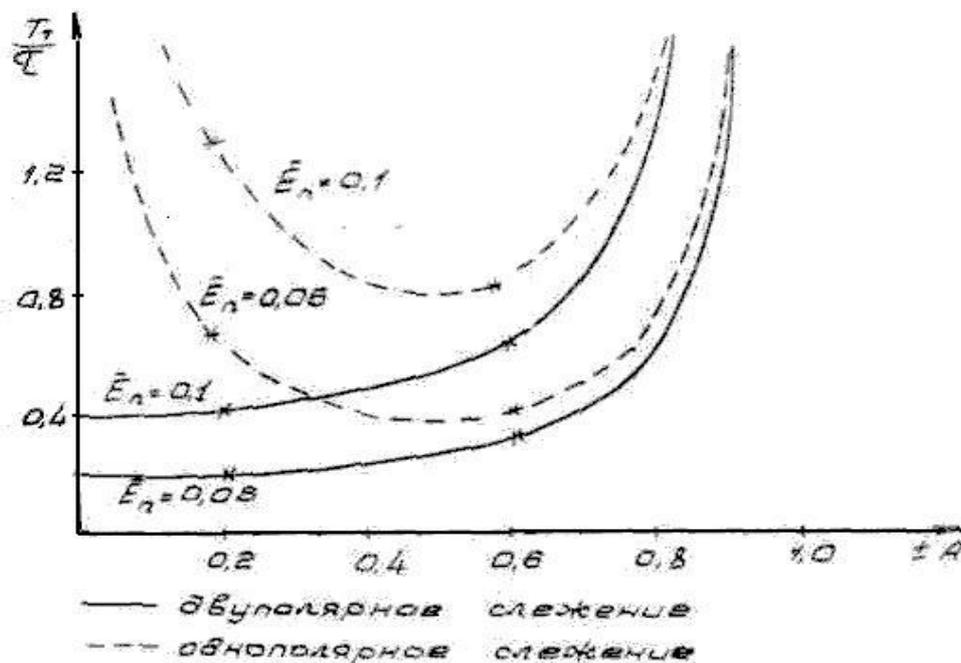


Рис. 6.6.7

Если изменение частоты коммутации при регулировании выходного напряжения по каким-то причинам нежелательно, то можно ее стабилизировать, изменяя соответствующим образом напряжение порога релейного элемента. Эти законы изменения U_{II}^* можно найти из решения уравнений (6.6.1) или (6.6.2) относительно U_{II}^* . Другая возможность фиксирования частоты коммутации при использовании следящего управления – это переход от *релейного слежения* к непрерывному (по сути, релейно-импульсному). При этом один из моментов переключения ШИП задается от генератора фиксированной частоты, а второй момент определяется срабатыванием релейного элемента. Оче-

видно, что в этом случае будут отслеживаться или максимальные значения сигнала интегратора, или минимальные, что может потребоваться при слежении за выходным током ШИП.

Таким образом, следящий метод управления позволяет воспроизводить сигнал задания на выходе преобразователей на вентилях с полным управлением не только по средним по тактам значениям выходной координаты, но и при слежении за выходным током, формировать его заданные экстремальные значения.

Рассмотренный метод следящего управления можно применить и к другим указанным выше типам преобразователей с ШИР, кроме непосредственного преобразователя частоты с циклическим управлением. Там изменение частоты импульсов при ШИР, вызванное регулированием скважности (величины выходного напряжения) недопустимо, так как это приведет к изменению и частоты выходного напряжения без побуждения к этому по каналу регулирования частоты.

6.7. ОСОБЕННОСТИ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ НА ВЕНТИЛЯХ С ПОЛНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ С СИНУСОИДАЛЬНОЙ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Наиболее распространенным типом преобразовательной ячейки, использующей синусоидальную широтно-импульсную модуляцию, является ячейка инвертора напряжения. Ее универсальность подтверждается тем обстоятельством, что помимо использования этой ячейки по своему прямому назначению – преобразователя постоянного напряжения в переменное, она еще работает как:

- преобразователь переменного напряжения в постоянное – обращенный режим работы инвертора напряжения (см. раздел 3.11.3 части 1);
- устройство реактивной вольтодобавки в регуляторах переменного напряжения с вольтодобавкой (см. раздел 3.3);
- однофазный инвертор напряжения с нулевой выходной частотой для получения реверсивного широтно-импульсного преобразователя постоянного напряжения в постоянное;

- повышающе-понижающий непосредственный преобразователь частоты при замене в инверторе напряжения обратных диодов на полностью управляемые вентили (см. раздел 4.3);
- ячейки непосредственного преобразователя частоты трехфазно-трехфазного напряжения (см. раздел 4.4);
- как активный фильтр гармоник напряжения или (и) тока нагрузки (см. раздел 5);
- источник прямоугольного напряжения, питающий резонансные LC цепи в автономных резонансных инверторах (см. раздел 2.2.2).

Такое разнообразие применения ячейки инвертора напряжения породило множество способов управления им [23, 27, 42], из которых мы рассмотрим структуры систем управления трех наиболее распространенных направлений их построения:

- вертикального управления с формированием фазных напряжений трехфазного инвертора;
- вертикального управления с формированием компонентов обобщенного вектора напряжения;
- следящего управления по фазным переменным.

6.7.1. СИСТЕМЫ ВЕРТИКАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ С ФОРМИРОВАНИЕМ ФАЗНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ ТРЕХФАЗНОГО ИНВЕРТОРА

Алгоритм формирования фазных напряжений в трехфазном инверторе был рассмотрен в разделе 2.3.2.1 и представлен на временных диаграммах рис. 2.3.14. Он заключается в управлении одними вентилями фаз инвертора по интервалам превышения опорного напряжения треугольной формы (для получения двусторонней модуляции) над соответствующим фазным синусоидальным модулирующим сигналом и другими вентилями фаз инвертора – по интервалам, заполняющим паузы в указанных интервалах.

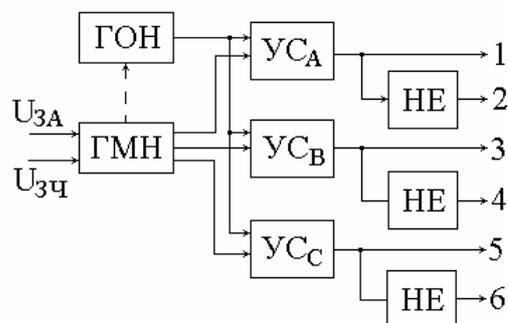


Рис. 6.7.1

Реализация такого алгоритма обеспечивается в базовой структуре вертикальной системы управления (рис. 6.7.1). Здесь трехфазный генератор модулирующего напряжения синусоидальной

формы имеет два задающих входных сигнала. Первый сигнал задания $U_{3ч}$ определяет частоту модулирующего напряжения, а значит, и частоту выходного напряжения инвертора, второй сигнал задания $U_{3А}$ – глубину модуляции длительностей импульсов в такте ШИМ и величину первой гармоники выходного напряжения инвертора. Генератор опорного напряжения ГОН симметричной треугольной формы имеет частоту, определяющую частоту коммутации при ШИМ. При малых кратностях коммутации, т.е. при малых значениях (15 и меньше) отношения частоты опорного напряжения к частоте модулирующего напряжения K_T , используют кратные (трем) отношения указанных частот, синхронизируя опорное и модулирующие напряжения, как подчеркивает это пунктирная связь двух генераторов. Это устраняет субгармоники в кривых фазных напряжениях инвертора (см. раздел 2.3). Устройства сравнения в каждом канале для соответствующих вентилях катодной группы инвертора (рис. 2.3.11) и импульсы управления для вентилях анодной группы инвертора получают на выходах схем инверсии (схемы НЕ). Это обеспечивает как бы режим 180° управления вентилями, что приводит к независимости формы выходного напряжения инвертора от вида и параметров нагрузки, так как исключается режим прерывистого тока.

Отметим, что в силу линейности передаточной характеристики ячеек фаз инвертора напряжения по постоянному напряжению (см. раздел 6.6.1) такая ячейка с вертикальной системой управления способна воспроизводить на выходе любую кривую модулирующего напряжения, что используется, в частности, для управления активными фильтрами, формирующими сложные кривые «противоискажений» токов и напряжений, как показано было в разделе 5.2.

Возможны несколько вариантов модернизации рассмотренного классического алгоритма синусоидальной ШИМ в системе вертикального управления и ее аппаратной реализации с аналоговыми сигналами. Основными блоками такой системы являются интеграторы и компараторы (устройства сравнения), а сама процедура выработки импульса управления по моменту сравнения непрерывно меняющихся аналоговых сигналов получила название естественной выборки (natural sampling).

Дискретизация и квантование сигналов. Первая модернизация алгоритма связана с переходом от непрерывных к квантованным по уровню и времени сигналам. Хотя и этот вариант алгоритма может быть реализован аппара-

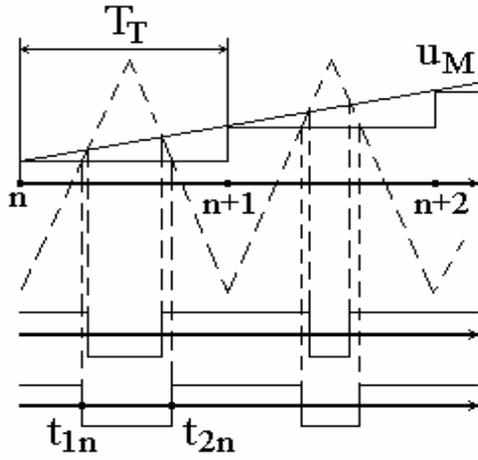


Рис.

тратно поблочно, но обычно его применяют при переходе к цифровой обработке сигналов, реализуемой средствами микропроцессорной техники на программном уровне. Нашли применение два варианта квантования по уровню непрерывного модулирующего сигнала синусоидальной формы. В первом варианте непрерывный модулирующий сигнал представляется ступенчатой функцией с длительностью ступени, равной длительности такта при ШИМ, и с величиной ступени, равной значению модулирующего сигнала в моменты начала такта. Этот вариант получил название симметричной регуляторной выборки (symmetrical regular sampling – SRS). Диаграммы сравниваемых сигналов и вырабатываемых импульсов управления построены на рис. 6.7.2. Здесь обеспечивается симметричная двусторонняя ШИМ, что улучшает гармонический состав напряжения инвертора, но несколько ухудшает динамику управления, так как отработка изменения модулирующего напряжения возможна с задержкой на такт.

Во втором варианте непрерывный модулирующий сигнал представляется ступенчатой функцией с длительностью ступени, равной длительности половины такта при ШИМ, и с величиной ступени, равной значению модулирующего сигнала в моменты начала полутактов (начало такта и начало второй половины такта). Этот вариант получил название асимметричной регулярной выборки (asymmetrical regular sampling – ARS). Диа-

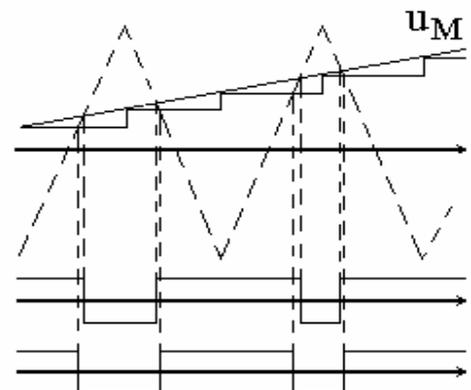


Рис. 6.7.3

граммы сравниваемых сигналов и вырабатываемых импульсов управления при классическом и этом алгоритме управления показаны на рис. 6.7.3. Здесь улучшается динамика по сравнению с алгоритмом SRS, но несколько ухудшается качество выходного напряжения из-за несимметричной двухсторонней ШИМ.

При цифровой обработке сигналов генератор пилообразного опорного напряжения заменяется реверсивным счетчиком, а **Рис.** гнал – схемой выборки-запоминания и аналогового-цифровым преобразователем, если задание – непрерывный сигнал, или программой генерации кодов чисел модулирующего сигнала, если модулирующий сигнал вырабатывается цифровым устройством или микропроцессором. Компаратор реализуется сравнением кодов числа счетчика-таймера и кода модулирующего сигнала u_m . В случае микропроцессорного управления моменты выработки импульсов управления можно просто вычислять в реальном масштабе времени и для SRS они равны

$$t_{1n} = \frac{T_T}{4} [1 + u_m(nT_T)], \quad (6.7.1)$$

$$t_{1n} = \frac{T_T}{4} [1 - u_m(nT_T)] + \frac{T_T}{2}. \quad (6.7.2)$$

ШИМ с модуляцией частоты коммутации по случайному закону. Рассмотренные алгоритмы управления с синусоидальной ШИМ характеризовались неизменной частотой тактов в течение периода выходного напряжения инвертора. Спектр выходного напряжения и тока инвертора в этом случае имеет линейчатый характер, когда энергия искажения процесса сосредоточена на ряде гармоник фиксированной частоты, расположенных вокруг частоты тактов и кратных ей гармоник, как показывает рис. 6.7.4. При питании от инвертора напряжения машин переменного тока эти гармоники создают в машине повышенный акустический шум из-за эффекта магнитострикции и возможного механического резонанса элементов конструкции машины. Чтобы уменьшить энергию отдельных гармоник необходимо «размазать» спектр,

распределив энергию искажения практически непрерывно по частотам. Для этого частоту опорной пилы, вырабатываемой обычно интегрированием постоянного сигнала, модулируют добавлением к указанному постоянному сигналу случайного сигнала с математическим ожиданием, равным нулю. При этом среднее количество коммутаций за период выходного напряжения не изменяется и поэтому нагрузка вентиля сохраняется в среднем, но процесс становится непериодическим или квази-периодическим. В результате спектр напряжения инвертора размывается с уменьшенной удельной энергией дискретных частот, как показывает рис. 6.7.5. Но такой спектр может оказаться неблагоприятным или неприемлемым по индуцируемым (излучаемым) электромагнитным помехам для электронных устройств, работающих с частотой своих процессов, расположенных в излучаемом диапазоне частот инвертора.

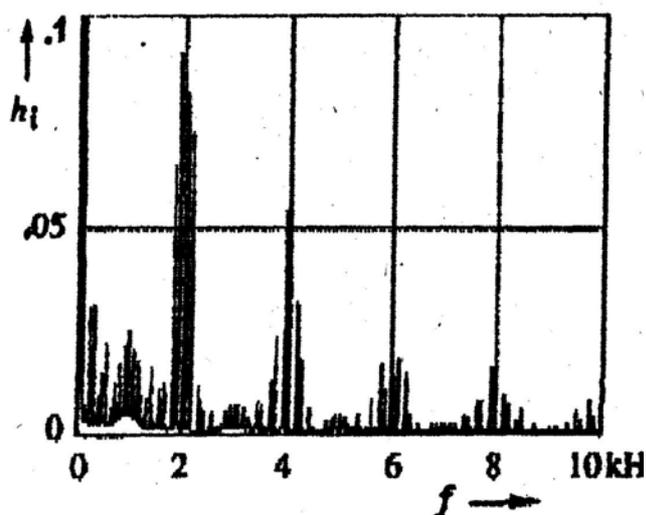


Рис. 6.7.4

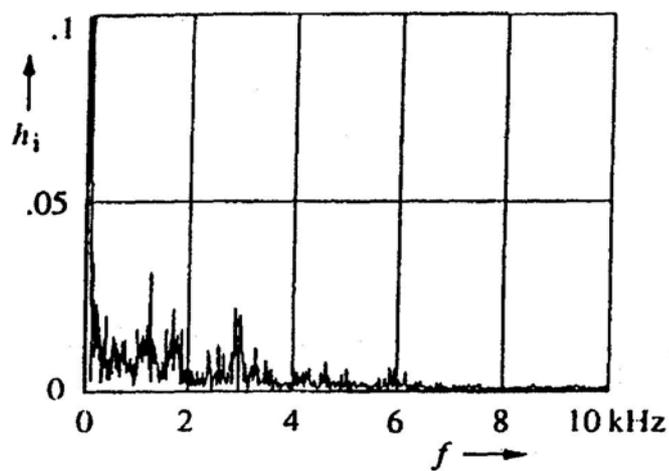


Рис. 6.7.5

Рис. 6.7.4

Рис.

ШИМ с увеличенным выходом первой гармоники. Классическая синусоидальная ШИМ при вертикальном алгоритме управления характеризуется

неполным использованием напряжения источника постоянного напряжения, т.е. неоптимальным коэффициентом преобразования по напряжению. Амплитуда первой гармоники фазного напряжения трехфазного инвертора напряжения при полной модуляции очевидно равна половине напряжения входного источника, а амплитуда первой гармоники линейного напряжения при этом в $\sqrt{3}$ больше, т.е.

$$U_{\text{ВЫХ}(1)m}^* = \frac{U_{\text{ВЫХ}(1)m}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{2}\sqrt{3} = 0,866. \quad (6.7.3)$$

Физически это связано с тем, что максимальная ширина импульсов по отношению к длительности такта в кривой линейного напряжения не может превосходить значения $\sin\pi/3$, так как модулирующие напряжения двух соседних плеч моста сдвинуты по фазе не на π , а только на $2\pi/3$. Для увеличения предельной разницы между модулирующими сигналами соседних плеч моста, сдвинутыми на треть периода, необходимо их так деформировать, чтобы эта разница между ними достигла значения двойной амплитуды этих сигналов (а не $\sqrt{3}$), а спектр фазного напряжения практически не исказился. Это можно сделать, если к модулирующим синусоидальным сигналам фаз добавить сигнал необходимой формы, одинаково изменяющий результирующие модулирующие напряжения для всех фаз и не вносящий искажения в спектры фазных напряжений. Добавление любого сигнала тройной частоты по отношению к частоте первой гармоники выходного напряжения удовлетворяет указанным требованиям к этому сигналу. Его эффективность в части доли увеличения коэффициента преобразования инвертора по напряжению будет зависеть от формы этого сигнала. На рис. 6.7.6 приведен наиболее простой случай добавочного сигнала: синусоиды тройной частоты, представленный на второй диаграмме.

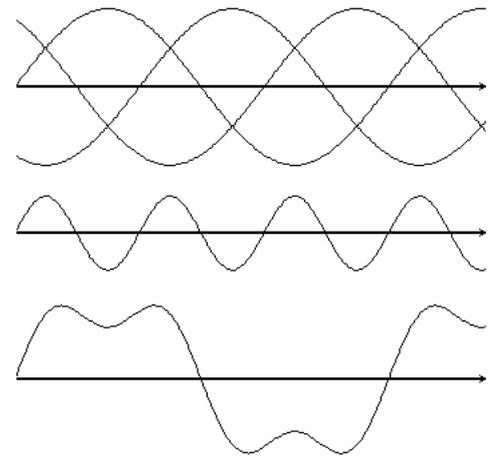


Рис.

На третьей диаграмме показано результирующее модулирующее напряжение одной фазы.

Нетрудно убедиться, что, в случае амплитуды дополнительного сигнала в 25 % от амплитуды основного сигнала, $U_{\text{ВЫХ}(1).m}^*$ достигает значения $0,562\sqrt{3}$.

Для прямоугольного сигнала $U_{\text{ВЫХ}(1).m}^* = 0,577\sqrt{3}$, т.е. увеличение первой гармоники на 15,5 % по сравнению с синусоидальным сигналом.

При соединении нагрузки инвертора в звезду без нулевого провода в фазных напряжениях не могут присутствовать гармоники тройной частоты, образующие сигнал нулевой последовательности, каким по сути и является дополнительный сигнал к модулирующему напряжению. Поэтому спектры фазных напряжений инвертора при этом не искажаются.

6.7.2. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ С РЕГУЛИРОВАНИЕМ КОМПОНЕНТОВ ОБОБЩЕННОГО ВЕКТОРА НАПРЯЖЕНИЯ (ТОКА)

Системы управления инверторами напряжения с формированием и регулированием фазных выходных напряжений трехфазной системы содержат три канала генерации широтно-модулированных импульсных последовательностей, из которых инверсией получают еще три последовательности, что необходимо для управления шестью ключами инвертора. Такие системы применяют, как правило, в тех случаях, когда инвертор напряжения используется как автономный источник напряжения, которое не синхронизировано ни с каким другим процессом.

Вместе с тем распространены инверторы напряжения в ситуациях, требующих наличия синхронизации выходного напряжения инвертора с источником напряжения, присутствующим в нагрузочной цепи инвертора. Это может быть существующая сеть переменного напряжения, в которую инвертор как элемент какой-то автономной энергоустановки (ветроэнергетической, дизель-генераторной) должен поставлять необходимые значения дополнительной активной и реактивной мощности. Это может быть и статорная цепь машин переменного тока (синхронные, асинхронные), которые запитываются напряжением регулируемой частоты для управления скоростью вращения машины, при этом электрическая машина имеет свою собственную так называемую ЭДС вращения. В этих случаях удобнее строить систему с управлением по обобщенному вектору выходного напряжения, что позволяет по отдельным каналам управлять активной и реактивной мощностью на выходе инвертора за счет независимого регулирования амплитуды и фазы обобщенного вектора напряжения и тока инвертора. Управление по обобщенному вектору

напряжения может быть сделано как в разомкнутой, так и в замкнутой (по напряжению) системе управления, управление по обобщенному вектору тока требует наличия обратной связи по току.

Разомкнутая система управления по обобщенному вектору напряжения инвертора. В разделе 2.3.2 было показано, что положение *обобщенного вектора напряжения инвертора* определяется через относительные значения времен включения соответствующих трех состояний инвертора (из восьми возможных) – двух соседних ненулевых (векторы \dot{U}_i, \dot{U}_j) и одного нулевого (000 или 111) в соответствии с уравнением (2.3.22). Наоборот, если задавать требуемые значения обобщенного вектора \dot{U}_3 и частоту тактов T_T при ШИМ, то из решения уравнения

$$t_i^* \dot{U}_i + t_j^* \dot{U}_j + t_0 \dot{U}_0 = \dot{U}_3 \quad (6.7.4)$$

в микропроцессоре системы управления сразу (без операции сравнения, как в вертикальной системе управления) можно определить абсолютные значения длительностей трех искомых состояний инвертора:

$$t_i = T_T \frac{3}{\pi} \left(\cos \alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \alpha \right) \dot{U}_3(t_{CT}), \quad (6.7.5)$$

$$t_j = T_T \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sin \alpha \dot{U}_3(t_{CT}), \quad (6.7.6)$$

$$t_0 = T_T - t_i - t_j. \quad (6.7.7)$$

Здесь $\dot{U}_3(t_{CT})$ – значения обобщенного вектора задания в моменты его стробирования t_{CT} (выборки и запоминания); α – фаза обобщенного вектора задания, приведенного к первому сектору с соседними состояниями векторов инвертора \dot{U}_1 и \dot{U}_2 , как показано на рис. 2.3.17.

Приведение осуществляется поворотом вектора задания назад на $(n-1) \cdot 60^\circ$,

где n – номер сектора, в котором находится текущий вектор задания.

В блок-схеме системы управления, реализующей рассмотренный алгоритм (рис. 6.7.7), блок стробирования

СТР выбирает и запоминает до следующей выборки, задаваемой дли-

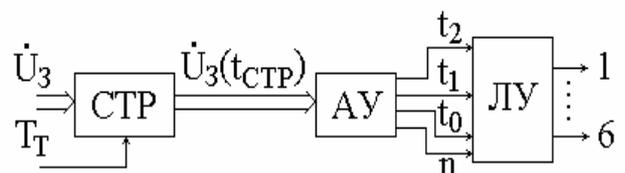


Рис.

тельностью такта T_T или полутакта, значения вектора задания. Арифметическое устройство вычисляет длительности импульсов управления по (6.7.5)...(6.7.7) и номер сектора, векторы напряжения инвертора которого используются для отработки задания. Логическое устройство определяет вентили, управление которыми задают требуемые векторы U_i, U_j для удовлетворения условиям уравнения (6.7.4).

Итак, достоинством такой системы является ее простота, недостатком, как у всякой разомкнутой системы, – возможное неоднозначное соответствие фактического обобщенного вектора напряжения инвертора заданному на входе из-за наличия возмущений, в основном по источнику входного напряжения инвертора, так как возмущения по нагрузке здесь сказываются значительно слабее (кроме нарушения ее симметрии), чем в преобразователях на вентилях с неполным управлением.

Замкнутая вертикальная система управления по обобщенному вектору напряжения (тока) инвертора. Обобщенный вектор, как известно (см. раздел 2.3.2), может быть задан не только в комплексной форме (модулем и фазой), но и своими двумя ортогональными проекциями в той или иной системе координат. По этим проекциям и можно организовать замыкание системы управления по обобщенному вектору.

Блок-схема такой системы управления показана на рис. 6.7.8. Здесь $X_{3,1}, X_{3,2}$ сигналы задания ортогональных составляющих обобщенного вектора напряжения или тока инвертора, по которому организуется управление.

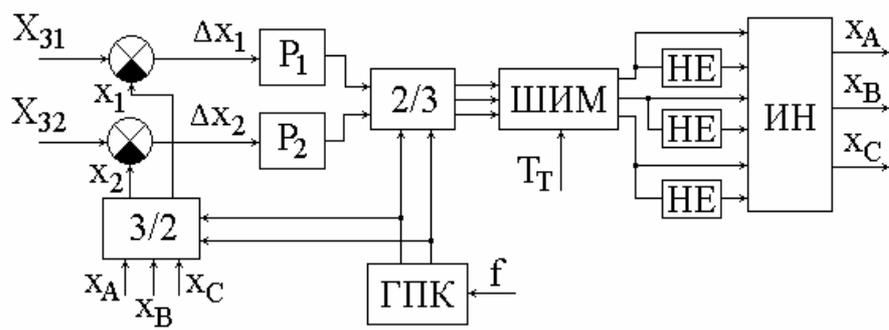


Рис. 6.7.8

Три фазных выходных переменных x_A, x_B, x_C (напряжение или ток фаз) с помощью координатного преобразователя 3/2 преобразуются в две переменные, являющиеся проекциями обобщенного вектора. Фазные переменные при этом не должны иметь составляющей нулевой последовательности, т.е. должно выполняться равенство для сигналов обратной связи

$$x_A + x_B + x_C = 0.$$

Если используется неподвижная система координат (α, β) , то компоненты обобщенного вектора x_1 и x_2 в соответствии с (2.3.19) равны фазному напряжению (току) x_A и уменьшенному в $\sqrt{3}$ раз линейному напряжению (току) x_{BC} . При этом сигналы задания $X_{3,1}, X_{3,2}$ являются синусной и косинусной функциями с частотой, равной требуемой частоте выходного напряжения инвертора.

Если используется вращающаяся система координат с требуемой частотой выходного напряжения (система d, q -координат), то преобразователь координат 3/2 сначала получает α, β составляющие обобщенного вектора, а затем по соотношению (2.3.23) и искомые составляющие.

Сигналы ошибок Δx_1 и Δx_2 , которые находят вычитанием из сигналов заданий соответствующих сигналов обратной связи по составляющим обобщенного вектора, обрабатываются регуляторами P_1 и P_2 , обычно пропорциональными или пропорционально-интегральными. В случае системы α, β координат сигналы регуляторов содержат, как и сигналы задания, первую гармонику, определяющую частоту выходного напряжения инвертора, а также высшие гармоники, обусловленные частотой коммутации при ШИМ. В случае d, q -координат сигналы регуляторов являются сигналами постоянного тока (как и сигналы задания) в совокупности с высшими гармониками, также обуслов-

ленными коммутацией при ШИМ. После регуляторов сигналы ошибок компонентов обобщенного вектора снова преобразуются с помощью обратного преобразователя координат в трехфазную исходную (фазную) систему координат. Эти сигналы используются как модулирующие напряжения для вертикальной системы управления ШИМ (см. раздел 6.7.1) с опорным напряжением симметричной пилообразной формы с частотой тактов T_T .

В случае использования вращающейся системы координат для работы преобразователей координат $3/2$ и $2/3$ требуются два ортогональных гармонических сигнала с частотой, задающей частоту вращения координат. Эти сигналы получаются в блоке генератора преобразователя координат ГПК.

Итак, достоинством такой системы являются однозначность передаточной характеристики инвертора и ее линейность как по активной, так и по реактивной составляющим обобщенного вектора напряжения (тока), недостатком – сложность.

6.7.3. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ИНВЕРТОРАМИ СО СЛЕЖЕНИЕМ ЗА ТОКАМИ

Использование следящего алгоритма управления инвертором возможно только в замкнутой системе управления. Вариантов таких систем может быть очень много, так как здесь допустимо использовать весь арсенал средств современной теории автоматического регулирования, в том числе адаптацию, предсказание, оптимизацию, искусственный интеллект.

Самую простую систему управления с релейным слежением за фазными токами трехфазного инвертора напряжения получают объединением трех систем управления (см. рис. 6.6.5) реверсивного ШИП, рассматривая инвертор снова как ШИП в режиме периодического реверса. При этом интеграторы I из системы управления устраняются, а сиг-

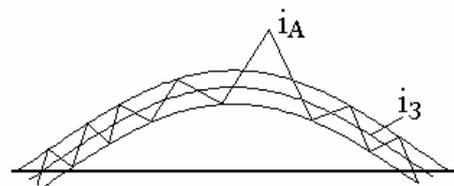


Рис. 6.7.9

налами задания является трехфазная система синусоид с требуемой частотой. Но при соединении нагрузки в звезду без нулевого провода возможен выход мгновенного значения пульсирующий фазного тока за пределы, задаваемые шириной петли гистерезиса релейного элемента, как показано на рис. 6.7.9. Это связано с тем, что независимыми токами в этом случае могут быть только токи двух фаз, а ток третьей фазы определяется их суммой с обратным знаком. Поэтому, несмотря на переключение вентиля в данной фазе, где ток дорос до порога срабатывания релейного элемента, напряжение на этой фазе нагрузки не сменит знак до момента переключения вентиля в другой фазе инвертора, где для этого ток в ней может измениться в пределе на величину порога срабатывания релейного элемента. Таким образом, системе присуща дополнительная ошибка слежения. В результате результирующая ошибка может достигать двойного значения.

Этой простой системе присущ и ряд других **особенностей**. Во-первых, наличие нефиксированной частоты коммутации при ШИМ из-за отсутствия опорного напряжения, во-вторых, разные частоты автоколебаний в разных фазах из-за реальной неидентичности каналов управления по фазам. Это вызывает появление субгармоник в выходных напряжениях и токах инвертора, неблагоприятно сказывающихся на нагрузке, например, машинах переменного тока. В-третьих, повышение частоты коммутации вентиля инвертора, что увеличивает потери в них по сравнению с системами вертикального управления. Все это ограничило применение таких систем управления в маломощных преобразователях с невысокими требованиями к качеству выходной энергии инвертора.

Проблема временной «неуправляемости» фазными токами инвертора, характерная для системы управления за фазными токами, устраняется при переходе к слежению за двумя компонентами *обобщенного вектора тока*, являющимися двумя независимыми переменными. Блок-схема такой системы управления построена на рис. 6.7.10. Здесь преобразователь координат $3/2$ обеспечи-

дает получение составляющих i_α (i_d) и i_β (i_q) обобщенного вектора тока инвертора, которые вычитаются из сигналов задания $i_{3,1}$ и $i_{3,2}$ (в α , β -или d , q -координатах). Сигналы ошибки поступают на два трехпозиционных релейных элемента РЭ1 и РЭ2 с обозначенной над ними релейной характеристикой.

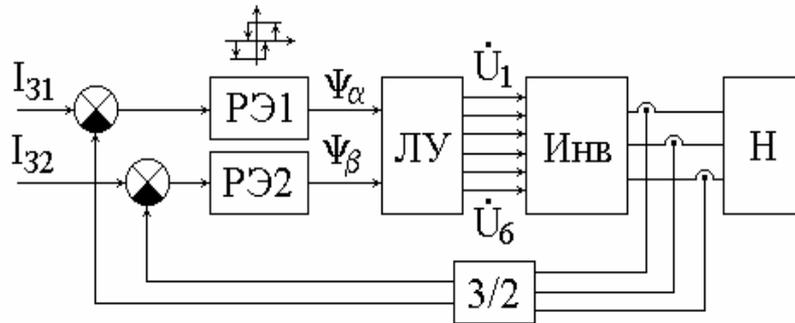


Рис. 6.7.10

Логическое устройство вырабатывает сигналы для формирования шести векторов выходного напряжения инвертора $\dot{U}_1 - \dot{U}_6$ в зависимости от состояний выходов релейных элементов Ψ_1, Ψ_2 в соответствии с известным алгоритмом, представленным в таблице (для α, β координат). Показано, что такой алгоритм уменьшает и среднюю частоту коммутаций при ШИМ.

PƏ1	1	1	1	1						
------------	---	---	---	---	--	--	--	--	--	--

РЭ2										
	2	1			1			1		
Вы- ходной вектор										
	2	1	6	3	0	6	3	4	5	

Дальнейшее развитие систем управления связано с использованием методов искусственного интеллекта: нечеткой логики, нейроконтроллеров, экспертных систем [42] и требует отдельного рассмотрения.

Вопросы к главе 6

- 1.1. Какие функции систем управления вентильным преобразователем?
- 1.2. Требования к системе управления вентильным преобразователем.
- 1.3. Каким образом обеспечивается гальваническая развязка системы управления от силовой схемы вентильного преобразователя?
- 1.4. Какие классификационные признаки у систем управления?
- 1.5. По какому признаку различают системы управления с «узким» и «широким» импульсом?
- 1.6. В каком случае передаточная характеристика вентильного преобразователя на тиристорах – линейная функция?
- 1.7. В каком случае передаточная характеристика широтно-импульсного преобразователя – линейная функция?
- 1.8. Каким образом за счет системы управления инвертором напряжения обеспечивается формирование практически синусоидального тока нагрузки?
- 1.9. В чем преимущество систем управления преобразователями по обобщенному вектору?
- 2.10. Из каких блоков состоит синхронная многоканальная вертикальная система управления?

- 2.11. В чем преимущество одноканальной системы управления перед многоканальной?
- 2.12. Каково уравнение передаточной характеристики тиристорного выпрямителя с вертикальной системой управления?
- 2.13. Каково управление передаточной характеристики тиристорного выпрямителя со следящей системой управления?
- 2.14. По какому принципу построена следящая система управления?
- 2.15. В чем особенности управления реверсивным вентильным преобразователем на тиристорах?
- 2.16. В чем особенности управления узким импульсом трехфазным мостовым выпрямителем?
- 2.17. Каково уравнение передаточной характеристики широтно-импульсного преобразователя?
- 2.18* Каково уравнение передаточной характеристики широтно-импульсного регулятора переменного напряжения?
- 2.19. Какие особенности у следящих систем управления ШИП?
- 2.20* Какие типы преобразователей могут быть построены на основе инвертора напряжения с ШИМ?
- 2.21. Какие блоки содержит система вертикального управления трехфазным инвертором напряжения с синусоидальной ШИМ?
- 2.22. В чем отличие симметричной регулярной выборки от асимметричной для модулирующего сигнала в вертикальной системе управления инвертором напряжения?
- 2.23. Зачем частота коммутации в инверторе напряжения с ШИМ модулируется по случайному закону?
- 2.24. Как обеспечивается увеличение выхода первой гармоники в инверторе напряжения с ШИМ?
- 2.25. Как определяется обобщенный вектор трехфазной системы?
- 2.26. В чем суть управления по обобщенному вектору напряжения инвертора напряжения?

2.27. В чем особенности управления по обобщенному вектору тока инвертора напряжения?

2.28* Какие возможны подходы к построению систем управления инвертором напряжения по обобщенному вектору тока?

2.29* Каковы особенности управления НПЧ по обобщенному вектору?

Литература

1. *Зиновьев Г.С.* Основы силовой электроники. Ч. 1. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. – 199 с.
2. *Гнатенко М.А., Зиновьев Г.С.* Силовая электроника. Ч. 1: Метод. руководство к лабораторным работам. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1998. – 21 с.
3. *Зиновьев Г.С., Макаревич А.Ю., Попов В.И.* Силовая электроника. Ч. 2: Метод. руководство к лабораторным работам. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. – 31 с.
4. *Васильковский А., Зиновьев Г.С.* Силовая электроника. Ч. 3: Метод. руководство к лабораторным работам. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. – 35 с.
5. *Зиновьев Г.С.* Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники (электроэнергетический аспект). – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1998. – 90 с.
6. *Бирзникс Л.В.* Импульсные преобразователи постоянного тока. – М.: Энергия, 1974. – 256 с.
7. *Севернс Р., Блум Г.* Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294 с.
8. *Четти П.* Проектирование ключевых источников электропитания. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.
9. *Силовая электроника // ТИИЭР.* – Т. 76. – 1988. – № 4.
10. *Булатов О.Г., Царенко А.И.* Тиристорно-конденсаторные преобразователи. – М.: Энергоиздат, 1982. – 216 с.
11. *Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М.* Основы преобразовательной техники. – М.: ВШ, 1980. – 421 с.
12. *Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф.* Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. – М.: Радио и связь, 1989. – 160 с.
13. *Васильев А.С., Слухоцкий А.Е.* Ионные и электронные инверторы высокой частоты. – М.: ГЭИ, 1961. – 178 с.
14. *Толстов Ю.Г.* Автономные инверторы тока. – М.: Энергия, 1978. – 208 с.
15. *Раскин Л.Я.* Стабилизированные автономные инверторы тока на тиристорах. – М.: Энергия, 1970. – 96 с.
16. *Лабунцов В.А., Ривкин Г.А., Шевченко Г.И.* Автономные тиристорные инверторы. – М.: Энергия, 1967. – 159 с.

17. Беркович Е.И., Ивенский Г.В., Иоффе Ю.С., Матчак А.Т., Моргун В.В. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок. – Л.: Энергоатомиздат, 1983. – 208 с.
18. Шапиро С.В., Казанцев В.Г., Карташев В.В., Киямов Р.Н. Тиристорные генераторы ультразвуковой частоты. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 142 с.
19. Донской А.В., Кулик В.Д. Теория и схемы тиристорных инверторов повышенной частоты с широтно-импульсным регулированием. – Л.: Энергия, 1980. – 158 с.
20. Кантер И.И. Преобразовательные устройства в системах автономного электроснабжения. – Саратов: СГУ, 1989. – 260 с.
21. Гончаров Ю.П., Ермуратский В.В., Заика Э.И., Штейнберг А.Ю. Автономные инверторы. – Кишинев: Штиинца, 1974. – 336 с.
22. Стабилизированные автономные инверторы с синусоидальным выходным напряжением. – М.: Энергия, 1972. – 152 с.
23. Зиновьев Г.С. Прямые методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей. – Новосибирск: Изд-во НГУ, 1990. – 220 с.
24. Артым А.Д. Ключевые генераторы гармонических колебаний. – М.-Л.: Энергия, 1972. – 168 с.
25. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
26. Тонкаль В.Е., Гречко Э.Н., Кулешов Ю.Е. Оптимальный синтез автономных инверторов с амплитудно-импульсной модуляцией. – Киев: Наукова Думка, 1987. – 220 с.
27. Забродин Ю.С. Автономные тиристорные инверторы с широтно-импульсным регулированием. – М.: Энергия, 1977. – 136 с.
28. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. – М.: ВШ, 1987. – 248 с.
29. Современные энергосберегающие технологии / ЛЭТИ. – С.-Пб, 2000. – 548 с.
30. Липковский К.А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. – Киев: Наукова думка, 1983. – 216 с.
31. Гельман М.В., Лохов С.П. Тиристорные регуляторы переменного напряжения. – М.: Энергия, 1975. – 104 с.
32. Стабилизаторы переменного напряжения с высокочастотным широтно-импульсным регулированием / Кобзев А.В., Лебедев Ю.М., Михальченко Г.Я. и др. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 152 с.
33. Берштейн И.Я. Тиристорные преобразователи частоты без звена постоянного тока. – М.: Энергия, 1968. – 88 с.
34. Жемеров Г.Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. – М.: Энергия, 1977. – 280 с.
35. Джюджи Л., Пелли Б. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400 с.
36. Чехет Э.М., Мордач В.П., Соболев В.Н. Непосредственные преобразователи частоты для электропривода. – Киев: Наукова Думка, 1988. – 224 с.
37. Шидловский А.К., Козлов А.В., Комаров Н.С., Москаленко Г.А. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью. – Киев: Наукова думка, 1993. – 271 с.
38. Шидловский А.К., Федий В.С. Частотно-регулируемые источники реактивной мощности. – Киев: Наукова думка, 1980. – 304 с.
39. Писарев А.Л., Деткин Л.П. Управление тиристорными преобразователями. – М.: Энергия, 1975. –

40. *Грабовецкий Г.В., Куклин О.Г., Харитонов С.А.* Непосредственные преобразователи частоты с естественной коммутацией для электромеханических систем. Ч.1. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1997. – 60 с.

41. *Абрамов А.Н.* Специальные режимы преобразователей. Ч. 2. Вентильные преобразователи в замкнутых системах управления / НЭТИ. – Новосибирск, 1979. – 77 с.

42. Power Electronics // Proc. IEEE., 1994, № 10.

Алгоритм управления

асинхронный 164

многоканальный 163

одноканальный 163, 170

по обобщенному вектору 189, 191

программный 164

раздельный 132, 176

следящий 164

совместный 164

с узким импульсом 161

с широким импульсом 162

Вентили

обратного тока 56, 60

отсекающие 56, 58

Выпрямитель обратного тока 60

Инверторы автономные 51

напряжения 13,84

- одноуровневый 88
- многоуровневый 88, 106, 107

резонансные 66

- параллельные 66
- последовательно-параллельные 66
- последовательные 66
- с умножением частоты 79
- многоячейковые 81
- класса E 82

тока 52, 56

- с выпрямителем обратного тока 60
- с отсекающими вентилями 58
- с тиристорным регулятором 62

• с широтно-импульсным регулированием	64
Ключи резонансные	
двухполюсные	33
трехполюсные	33
Компенсаторы неактивных мощностей	
искажения («активный фильтр»)	157
комбинированные (FACTS, гибкие линии)	160
реактивной	151
Кратность частоты коммутации	86
Матрица коммутационная	
входного тока	136
выходного напряжения	135
Методы расчета	
временной деформации	89
гладкой составляющей	85
осреднения	43
прямой	124
Модель математическая	
много входов – много выходов (МВМВ)	124
много входов – один выход (МВОВ)	124
один вход – много выходов (ОВМВ)	124
один вход – один выход (ОВОВ)	124
Преобразователи (регуляторы) напряжения	
постоянного в постоянное	9
• квазирезонансные	33
с переключением при нуле напряжения	33
с переключением при нуле тока	33
• обратноходовые	31

- прямоходовые 31
 - повышающие 20
 - повышающе-понижающие 24, 27, 28
 - понижающие 9
 - с дозированной передачей энергии 39
 - переменного в переменное 108
 - с вольтодобавкой 113, 114
 - с фазовым регулированием 109
 - с широтно-импульсным регулированием 115
 - с управляемым энергообменом 121
- Преобразователи частоты с непосредственной связью
- с фазовым управлением 131
 - с широтно-импульсным управлением 142
 - с управляемым энергообменом 146
- Такт коммутации 10, 85, 115, 141
- Трансформатор «электронный»
- постоянного напряжения 26
 - переменного напряжения 120
- Устройство сброса 142
- Фликкер 110
- Характеристика преобразователя
- передаточная 166

частотная