

Министерство образования и науки Российской Федерации
НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

И. А. БАХОВЦЕВ

МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ
СИСТЕМЫ
УПРАВЛЕНИЯ УСТРОЙСТВАМИ
СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ
СТРУКТУРЫ И АЛГОРИТМЫ

Утверждено
Редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия

НОВОСИБИРСК
2018

УДК 621.314.6(075.8)
Б 305

Рецензенты:
д-р техн. наук, проф. *Г. С. Зиновьев*,
д-р техн. наук, проф. *Г.М. Симаков*

Работа подготовлена на кафедре электроники и электротехники

Баховцев И.А.

Б 305 Микропроцессорные системы управления устройствами силовой электроники: структуры и алгоритмы: учебное пособие / И.А. Баховцев. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2018. – 219 с.

ISBN 978-5-7782-3546-5

Излагаются общие принципы построения микропроцессорных систем управления вентильными преобразователями (МПСУ ВП). Рассматриваются их особенности для преобразователей с естественной (на примере управляемых выпрямителей) и искусственной (на примере автономных инверторов напряжения) коммутацией, а также способы микропроцессорной реализации алгоритмов управления указанными преобразователями. Последняя глава посвящена основам микропроцессорной реализации цифровых регуляторов. Главы снабжены контрольными вопросами и упражнениями. Рассмотренные в пособии темы подкреплены технической информацией и практическими примерами, приведенными в приложении.

Учебное пособие предназначено для студентов V курса факультета РЭФ, изучающих дисциплину «Микропроцессорные системы силовой электроники» и может быть полезно специалистам в области управления устройствами силовой электроники.

УДК 621.314.6(075.8)

ISBN 978-5-7782-3546-5

© Баховцев И.А., 2018
© Новосибирский государственный
технический университет, 2018

Двумя самыми важными технологиями сверхавтоматизированного XXI века будут: компьютеры – «разум» и силовая электроника – «мускулы».

Профессор Д. Боуз

ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время стало нормой использование в промышленном вентильном преобразователе (ВП) в качестве средств управления микропроцессорной техники (МПТ), которая по сравнению с устройствами «жесткой логики» качественно улучшила его характеристики [1–4]. Следовательно, также нормой должно стать **знание** специалистами в области силовой электроники (СЭ) микропроцессорных средств и, главное, **умение** их использовать для управления ВП и всей системой, в которой этот преобразователь функционирует, например электроприводом или электротехнологической установкой.

Проектирование сложных микропроцессорных систем, в том числе и МПСУ ВП, требует всестороннего и целостного рассмотрения разрабатываемой системы как с точки зрения ее внутреннего функционирования, так и с точки зрения взаимодействия с объектом управления. Это обуславливает тот факт, что задача проектирования МПСУ преобразователем и системой в целом довольно наукоемка. Проектируя, например, МПСУ ВП, работающим в составе электропривода (ЭП), разработчик должен знать аналоговую и цифровую технику, основы построения и функционирования микропроцессорных систем в аппаратном и программном аспектах, теорию систем автоматического регулирования (в том числе дискретных), теорию электропривода и, самое важное, знать работу устройств СЭ. При

этом за скобки опускается решение таких сопутствующих технических задач, как разработка конструкции устройства, топологии печатных плат, обеспечение электромагнитной совместимости силовых и управляющих цепей, решение вопросов надежности, электробезопасности и многое другое.

ВП как объект управления имеет специфические особенности, которые разработчик должен учитывать. Автор придерживается выверенного практикой принципа, а именно: **нельзя разработать оптимальную МПСУ каким-либо объектом, не зная, как этот объект функционирует.** Этот тезис, думается, будет полезен студентам и инженерам специальности силовой электроники. Кстати, в этом плане они находятся в довольно выгодном положении. Для разработки оптимальной МПСУ ВП у них есть все предпосылки, так как в процессе обучения они изучали все необходимые в этом случае технические дисциплины.

Таким образом, разработка МПСУ вентильным преобразователем является неординарной задачей. Однако технической литературы по проектированию подобных микропроцессорных систем мало. Автору известны только три солидные отечественные работы по этому вопросу [5–7]. Но они были изданы еще в 80-х годах прошлого века и касались только микропроцессорных систем управления **управляемыми выпрямителями (УВ)** и электроприводами постоянного тока. Соответственно эти публикации устарели: МПТ давно используется для управления и автономными инверторами, и электроприводами переменного тока [3, 4], и новым типом выпрямителей – активными выпрямителями [8], требующими иных методов управления и соответствующей микропроцессорной реализации.

Близкие по тематике относительно современные учебные пособия и монографии, изданные в технических вузах РФ, касаются вопросов микропроцессорного управления электроприводами и технологическими процессами в целом [9–13]. В них, как правило, представлены следующие темы: описание выбранной микропроцессорной элементной базы и ее системы команд, работа периферии и интерфейсов, разработка цифровых регуляторов и общие вопросы построения микропроцессорных систем. В то же время управление

основным регулирующим звеном этих энергетических систем – вентиляльным преобразователем – остается за рамками пособий. Имеются также учебные пособия, непосредственно касающиеся (судя по названию) микропроцессорного управления ВП. В работе [14], наряду с описанием используемых аппаратных средств, рассмотрены задачи синтеза и реализации цифровых регуляторов, а также вопросы устойчивости вентиляльных преобразователей. Последнее, конечно, важно, но недостаточно для реализации микропроцессорного управления ВП. Исключение составляет работа [15], но в ней (в соответствующем разделе) в основном повторяется материал упомянутых выше трех работ [5–7].

Таким образом, учебно-методическая литература по МПСУ ВП либо не рассматривает специфических моментов управления ВП, либо охватывает только тиристорные управляемые выпрямители и электроприводы постоянного тока, тем самым отставая от существующей практики микропроцессорного управления вентиляльными преобразователями, и не учитывает ее ближайших реалий, с которыми могут столкнуться будущие специалисты по силовой электронике.

Имеющаяся информация по различным аспектам проектирования МПСУ современными устройствами СЭ разбросана в основном по журнальным статьям и материалам научно-технических конференций, что обуславливает сложность и неудобство ее изучения. Из сказанного выше очевидна необходимость сбора, систематизации и обобщения материала по разработке МПСУ ВП. Настоящее учебное пособие является попыткой преодолеть указанный недостаток в учебной технической литературе. При этом необходимо отметить следующее.

1. Автор не претендует на изложение всего комплекса вопросов, связанных с проектированием МПСУ вентиляльным преобразователем и всей энергетической системой в целом. Многие из них подробно изучаются в других учебных дисциплинах. Кроме того, по ряду вопросов в списке литературы для полноты картины даются ссылки, из которых можно почерпнуть требуемую информацию.

2. В предлагаемом учебном пособии рассматриваются основные **принципы построения микропроцессорных систем управления**

вентильными преобразователями и микропроцессорной реализации их алгоритмов управления, т. е. те вопросы, которые, как правило, остаются без внимания в учебной технической литературе по данной тематике.

3. Материал излагается без ориентации на конкретную элементную базу и представлен в виде обобщенных функциональных схем аппаратного обеспечения, а также алгоритмов и структур программного обеспечения (что нашло отражение в названии пособия). Такой подход позволяет использовать приведенный материал при разработке подобных систем на базе широкого круга микропроцессорных средств управления.

Настоящая работа является вторым изданием учебного пособия по микропроцессорному управлению вентильными преобразователями. Первое состояло из двух частей и было написано и опубликовано примерно 10 лет назад [16, 17]. За это время наметился ряд важных изменений как в СЭ, так и в средствах и методах управления ее устройствами. Эти изменения настоятельно потребовали расширить содержательную часть учебного пособия, а также список литературы. Кроме того, некоторые главы переработаны с целью исключения устаревшего материала, исправления ряда неточностей и, главное, обеспечения лучшего восприятия студентами представляемой информации.

Микропроцессорное управление вентильными преобразователями динамично развивается. Оно, в силу массовости применения устройств СЭ и ужесточения к ним требований по энергоэффективности, постоянно совершенствуется и с точки зрения теории управления, и с точки зрения элементной базы, обновляющейся примерно через каждые 2...3 года [18, 19]. Поэтому настоящее пособие, даже с учетом внесенных дополнений, отражает не самое современное состояние данной проблемы. Но из-за отсутствия подобного рода литературы и «непривязанности» излагаемого материала к конкретной элементной базе данное учебное пособие, думается, не потеряет своей ценности и в обозримом будущем.

В процессе написания учебного пособия автор ставил перед собой задачу не столько дать учащимся необходимую информацию

(в указанных пределах) по проектированию МПСУ устройствами СЭ, сколько научить их подходам и методам, позволяющим решать подобные задачи в конкретных условиях и по возможности генерировать новые знания и оригинальные технические решения. Для понимания материала студент должен знать работу устройств СЭ, основы построения микропроцессорных систем управления и работу их основных периферийных устройств, а также основы систем автоматического регулирования, электрических машин и электропривода.

В книге обобщен и систематизирован материал, взятый из соответствующих отечественных [1–7, 15, 20–29] и зарубежных [18, 30–38] источников, а также многолетний опыт кафедры ЭЭ НГТУ по данному направлению [39–47]. В этом смысле многих моих коллег можно считать соавторами этой работы.

Настоящее учебное пособие содержит четыре главы и приложение. В *первой главе* рассматриваются общие характеристики МПСУ ВП, предъявляемые к ней требования, а также основы построения систем в функциональном и конструктивном плане. *Вторая глава* посвящена микропроцессорной реализации алгоритмов управления выпрямителем – представителем семейства вентильных преобразователей с естественной коммутацией, для которых характерно автономное (связанное с сетью) фазовое управление. В *третьей главе* рассматриваются вопросы проектирования МПСУ автономным инвертором напряжения (АИН) – представителем семейства вентильных преобразователей с искусственной коммутацией, для которых характерно автономное (не связанное с сетью) фазовое управление. Большое внимание в главе уделено способам широтно-импульсной модуляции (ШИМ), развертыванию модулирующего сигнала по амплитуде и во времени. В этой главе кратко рассматриваются особенности микропроцессорного управления многоуровневыми АИН, а также автономными инверторами тока (АИТ) с ШИМ. Вопросам цифровой реализации регуляторов, используемых в замкнутых системах регулирования, посвящена *четвертая глава*. Из-за ограниченного объема учебного пособия и большого количества соответствующих публикаций [9–12, 48–53] эти вопросы рассматриваются

в самом общем виде. В *приложении* приведена информация о характеристиках современных, специализированных микроконтроллерах, в частности на основе цифровых сигнальных процессоров, и даны рекомендации по их применению, а также расчет параметров таймера-счетчика.

Учебное пособие предназначено для магистрантов первого года обучения по направлению 11.04.04 «Электроника и наноэлектроника» и магистерской программе «Промышленная электроника и микропроцессорная техника». Оно также может быть полезно специалистам в области разработки МПСУ устройствами СЭ.

ГЛАВА 1

МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

ОБЩИЕ ПОНЯТИЯ И ТРЕБОВАНИЯ

1.1. КЛАССИФИКАЦИЯ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ СИСТЕМ

Несмотря на многообразие и различные области применения, все микропроцессорные системы (МПС) по **функциональному** признаку можно разделить на три большие группы [54]:

- микропроцессорные вычислительные системы (МПВС);
- информационно-измерительные МПС (ИИМПС);
- информационно-управляющие МПС (ИУМПС).

К первой группе относятся калькуляторы, персональные компьютеры, ноутбуки, мощные вычислительные комплексы и т. д. Технические характеристики этих устройств, думается, известны и понятны, так как практически каждый учащийся вуза с некоторыми из них встречался в процессе учебы.

Вторая группа МПС широко используется в медицинской диагностике, в технической диагностике, в различных испытательных стендах, в системах мониторинга и т. п. Технические характеристики информационно-измерительных систем, как правило, во многом отличаются от характеристик микропроцессорных вычислительных систем, но практически совпадают с параметрами третьей группы – информационно-управляющих микропроцессорных систем, которые мы рассмотрим более подробно. В литературе, например в [54], им дается следующее определение.

Информационно-управляющая микропроцессорная система – это комплекс аппаратных и программных средств, который под воздействием оператора или автоматически управляет состоянием какого-либо объекта.

Причем понятие «объект» понимается в широком смысле. Это могут быть как целые отрасли производства, городские хозяйства, предприятия, так и технологические процессы и технические устройства. В рамках настоящего учебного пособия именно последние представляют наибольший интерес, так как к ним, очевидно, можно отнести и вентильный преобразователь и всю систему в целом, в которой он функционирует.

Известно, что качественное управление объектом возможно только при наличии информации о его фактическом состоянии. Таким образом, можно сказать, что информационно-управляющая микропроцессорная система – это информационно-измерительная микропроцессорная система, в которую **введен канал управления**.

Информационно-управляющие и информационно-измерительные микропроцессорные системы по сравнению, например, с микропроцессорными вычислительными системами характеризуются такими отличительными признаками, как [54]:

- ограниченный набор четко сформулированных задач;
- требование оптимизации структуры для конкретного применения;
- работа в реальном масштабе времени;
- развитая система внешних устройств (датчиков, средств сбора, первичной обработки и передачи информации);
- существенное различие функциональных задач (т. е. их возможная разнотипность) в различных случаях применения;
- высокие требования по надежности с учетом большой продолжительности непрерывной работы;
- сложные условия эксплуатации (температура, электромагнитный фон, агрессивная среда и т. д.);
- обеспечение автоматического режима работы или автоматизированного режима, т. е. с участием оператора как элемента системы.

Все перечисленные признаки (или характеристики) в каждом конкретном случае должны иметь четкое количественное выражение.

В общем виде структура информационно-управляющей микропроцессорной системы содержит (рис. 1.1) датчики входной информации, характеризующей объект управления, устройство сопряжения с объектом (УСО), микроЭВМ, пульт управления, устройство отображения информации и каналы передачи информации между компонентами системы и за ее пределы, в частности к ЭВМ верхнего уровня управления.

Примечание. В структуре, показанной на рис. 1.1, можно усмотреть все три функциональных типа МПС. Блоки, расположенные правее вертикальной

пунктирной черты, составляют МПВС. Все блоки и каналы связи, обозначенные сплошными линиями, – это ИИМПС, для которой крайний левый блок будет уже называться объектом измерения. Канал связи, обозначенный штриховой линией, – это канал управления, который дополняет информационно-измерительную МПС до информационно-управляющей МПС.

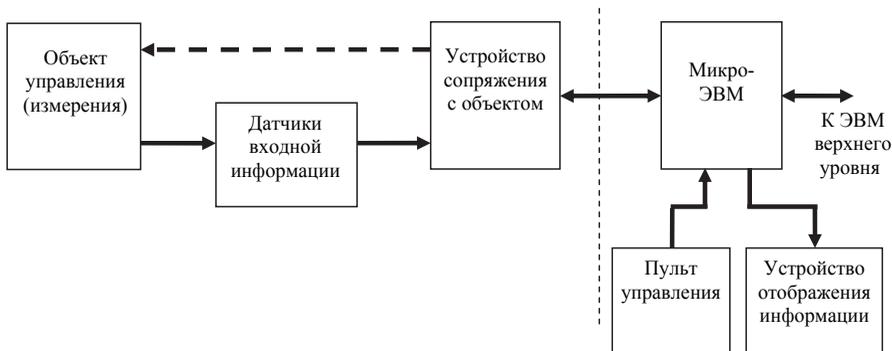


Рис. 1.1

С учетом приведенной структуры задачи, решаемые информационно-управляющей МПС, можно классифицировать следующим образом [54]:

- ввод и предварительная обработка входной информации в УСО (гальваническая развязка, фильтрация, нормализация, т. е. приведение к требуемому уровню амплитуды сигнала, аналого-цифровое преобразование и т. д.);
- обработка входной информации в микроЭВМ;
- решение основных функциональных задач и выработка управляющих воздействий в микроЭВМ;
- преобразование в УСО управляющих воздействий к виду, необходимому для объекта управления (усиление, цифроаналоговое преобразование, распределение сигналов, гальваническая развязка и т. д.);
- диагностирование самой ИУМПС и объекта управления;
- вывод текущей информации о состоянии системы в устройство отображения информации;
- прием сигналов задания от оператора или ЭВМ верхнего уровня управления (подразумевается, что современные МПСУ в общем

случае работают в составе многоуровневых иерархических систем управления).

Из рассмотрения указанных задач можно с очевидностью утверждать, что основными компонентами информационно-управляющей МПС являются микроЭВМ и устройство сопряжения с объектом. МикроЭВМ реализует процесс цифровой обработки информации и формирует управляющее воздействие. Устройство сопряжения осуществляет двустороннюю связь между объектом управления и микроЭВМ, выполняя в обоих направлениях, прежде всего, преобразование информации, поступающей от источника, к виду, необходимому для приемника.

Все представленные выше характеристики ИУМПС можно отнести к *общим* характеристикам МПСУ вентильным преобразователем. Рассмотрим также с *общих* позиций объект управления – вентильный преобразователь и систему, в которой он работает.

1.2. СТРУКТУРА ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Вентильный преобразователь обычно входит в состав технической системы, в которой в первую очередь происходит передача электрической энергии. Поэтому такую систему часто называют *энергетической*. На рис. 1.2 показана ее упрощенная структура.

В состав энергетической системы входят: источник питания, коммутационная аппаратура, вентильный преобразователь, объект управления, микропроцессорная система управления.

Примечание. Коммутационная аппаратура (автоматы, контакторы, магнитные пускатели) предназначена для установления электрической или механической связи между компонентами. Коммутационная аппаратура, в принципе, может присутствовать в различных точках системы.

В энергетической системе можно выделить два взаимодействующих канала [55]: силовой и информационно-управляющий (на рисунке они разделены пунктирной линией). Первый канал предназначен для **передачи и преобразования электроэнергии, подаваемой на объект управления**. Последний в общем случае представляет собой тот или иной преобразователь электрической энергии в другой вид энергии: в механическую (электродвигатель), тепловую (ТЭН), световую (светильник), энергию химической реакции (электролизная установка) и т. д. В связи с этим данный канал также называют энергетическим или силовым каналом.

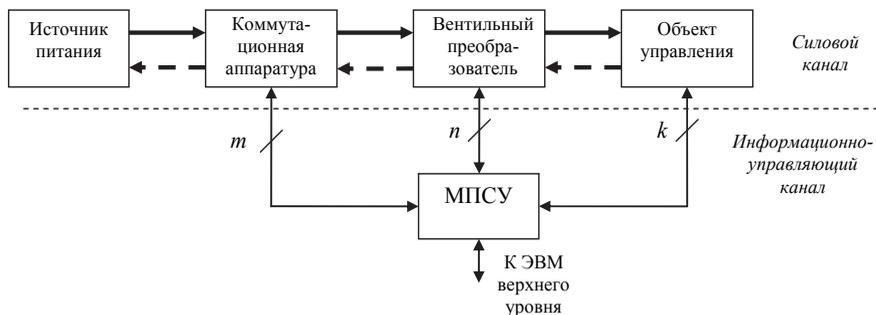


Рис. 1.2

Второй канал предназначен для **сбора, обработки информации** о состоянии и функционировании системы и для **управления в соответствии с полученной информацией процессом преобразования энергии**. Информационно-управляющий канал, основу которого составляет МПСУ, может взаимодействовать со всеми элементами силового канала, с оператором, а также с системой управления верхнего уровня.

Постоянное ужесточение требований к электротехническим устройствам по таким показателям, как надежность, точность, быстродействие, энергетическая эффективность, ресурсоемкость, приводит к необходимости совершенствовать все компоненты таких устройств. Большие возможности при этом имеются в более качественном управлении вентильным преобразователем в силовом канале, что повышает значимость МПСУ в энергетической системе.

Снимая информацию практически со всех элементов силового канала, МПСУ имеет только один объект воздействия – вентильный преобразователь. Таким образом, этот тандем (МПСУ + ВП) и определяет во многом характеристики всей системы. В то же время при разработке любого электротехнического устройства, в котором участвуют вентильный преобразователь и МПСУ, надо отчетливо представлять не только их функциональное назначение, но и особенности их работы, которые накладывают отпечаток на выполняемые ими функции. Среди них выделим прежде всего особенности вентильных преобразователей и МПСУ с точки зрения процесса управления.

1.3. ОСОБЕННОСТИ ВЕНТИЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ КАК ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ

Как элемент системы регулирования, вентильный преобразователь имеет следующие особенности [1, 3, 5, 55].

1. Вентильный преобразователь – это дискретная импульсная система. Преобразователь регулирует поток электроэнергии дискретно – через интервал дискретности, величина которого может быть различной. Например, в управляемых выпрямителях и непосредственных преобразователях частоты (НПЧ) в зависимости от фазности (пульсности) схемы это могут быть 180, 120, 60 эл. град. и т. д. Во временной области интервал дискретности зависит также от частоты сети, которая обычно составляет 50, 60, 400 Гц. В автономных инверторах тока и напряжения интервал дискретности определяется частотой опорного сигнала, которая, в частности, может достигать десятков килогерц (кГц).

2. Вентильный преобразователь – это система с переменной структурой. После каждого управляющего импульса меняется структура силовой схемы ВП (контура протекания тока), поэтому в схеме возникают новые переходные процессы. Для анализа подобных схем используются специальные, довольно сложные математические методы: дискретное преобразование Лапласа, z -преобразование, метод припасовывания, методы математического моделирования [56, 57].

3. Вентильный преобразователь – это нелинейная система. Данное свойство определяется наличием в схеме вентилях (ключей), которые (в идеальном случае) имеют два состояния: закрытое (ключ разомкнут, внутреннее сопротивление $R = \infty$) и открытое (ключ замкнут, $R = 0$). При рассмотрении системы регулирования в целом необходимо также учитывать и нелинейности в нагрузке, например, в электродвигателе.

4. Вентильный преобразователь – это полуправляемая система. Как было сказано выше, преобразователь регулирует поток электроэнергии дискретно, через интервал дискретности. Внутри этого интервала процессы в схеме являются неуправляемыми (в отличие, например, от непрерывных стабилизаторов напряжения или тока).

5. Вентильный преобразователь – многоканальная система. Число каналов определяется (в зависимости от схемы) количеством вентилях, числом входных или выходных фаз. Следовательно, для управления преобразователем требуется сформировать несколько управляющих сигналов.

6. Вентильный преобразователь – это преобразователь электрической энергии, т. е. источник тока или напряжения. При этом нагрузка может быть самая различная: как пассивная (R , RL , RLC , RC), так и активная – противоЭДС (аккумулятор, двигатель постоянного или переменного тока). В последнем случае микропроцессорная система управления, как правило, имеет дело не только с вентильным преобразователем, но и с электроприводом в целом. Варьируя выходные электрические параметры вентильного преобразователя, МПСУ в конечном итоге должна управлять механическими и электромеханическими характеристиками двигателя. Чаще всего для управления электроприводом используется двухконтурное (по скорости и по току) подчиненное регулирование [58], реже – трехконтурное (с добавлением контура по положению). Таким образом, электропривод с вентильным преобразователем представляет собой *многоконтурную систему* регулирования.

Таковы, на наш взгляд, основные особенности вентильного преобразователя как объекта управления, их необходимо учитывать при разработке его МПСУ. С другой стороны, микропроцессорная техника как средство управления тоже имеет свою специфику, которая может оказать (и оказывает) влияние на характеристики вентильного преобразователя и системы в целом. Этот вопрос рассматривается в следующем разделе.

1.4. ОСОБЕННОСТИ МПТ КАК СРЕДСТВА УПРАВЛЕНИЯ

По сравнению с аналоговыми и цифровыми устройствами микропроцессорные средства управления имеют много достоинств, которые хорошо известны [59]. Прежде всего к ним нужно отнести малые массу, габариты и энергопотребление, а также надежность, гибкость и универсальность. С другой стороны, МПТ имеет и известные недостатки [60], которые следует иметь в виду.

С точки же зрения управления важнейшей особенностью (и недостатком) микропроцессорных средств является следующее. Микропроцессор, как известно, по принципу своей работы является *последовательностным устройством*. Все команды, необходимые для реализации алгоритмов управления, в нем выполняются последовательно, друг за другом, в соответствии с заданной программой. Следовательно, по быстрдействию МПСУ принципиально проигрывает

аналоговым и цифровым системам управления, являющимся в этом смысле параллельными устройствами.

Таким образом, в МПСУ от начала съема входной информации до выдачи управляющего сигнала проходит время, которое называется *временем задержки расчета алгоритма*. Другими словами, здесь, так же как и в вентильном преобразователе, имеет место свойство дискретности, но *дискретности управления*. Это обстоятельство позволяет сделать предположение о возможности синхронизации работы вентильного преобразователя и МПСУ, а именно: к интервалу дискретности работы преобразователя «привязать» время задержки расчета алгоритма МПСУ. Внутри интервала дискретности, как было сказано выше, преобразователь неуправляем, следовательно, в течение этого времени МПСУ, не нарушая работу силовой схемы, может рассчитывать алгоритм управления. Этот подход является важнейшим *принципом организации работы МПСУ* вентильным преобразователем.

1.5. ТИПОВЫЕ ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К МПСУ ВП

Анализ работы вентильного преобразователя [8], рассмотрение его роли по структурной схеме энергетической системы (см. рис. 1.2) позволяют сформулировать основные требования, или функции, которые должна выполнять МПСУ преобразователем и/или всей электротехнической установкой [18, 40].

1. **Функция мониторинга:** считывание с соответствующих датчиков электрических и механических параметров (напряжения, тока, положения, скорости, ускорения, момента, силы, температуры и т. д.), их первичная обработка (фильтрация, нормализация и т. д.) и преобразование с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) в двоичный код.

2. **Функция регулятора:** формирование по вектору задающих сигналов и вектору сигналов обратной связи согласно реализуемым алгоритмам цифрового кода управляющего сигнала.

3. **Функция модулятора:** преобразование цифрового кода управляющего сигнала во временной интервал (фазу), задающий момент коммутации вентилей полупроводникового преобразователя.

4. **Функция алгоритмического распределения:** формирование слова состояния вентилей в соответствии с заданным алгоритмом переключения для каждого модулированного по длительности

временного интервала (определение слова состояния вентилей дается в разделе 2.3.2).

Кроме того, МПСУ должна, как правило, выполнять целый ряд дополнительных сервисных задач, обусловленных, с одной стороны, возможностями микропроцессорной реализации системы управления, а с другой – постоянно возрастающими требованиями к электроприводам промышленного применения. К ним относятся следующие [18].

1. Функция связи. Она необходима для организации двустороннего обмена информацией между МПСУ и оператором или/и ЭВМ верхнего уровня. Микропроцессорная система управления получает команды и передает различные параметры системы, необходимые для верхнего уровня управления.

2. Функция защиты. Параметры силовой схемы должны постоянно контролироваться. В случае выхода их значений за допустимые границы необходимо сформировать сигнал предупреждения/тревоги и выполнить ряд операций (программных и/или аппаратных) для защиты компонентов силового канала или изменения режима его работы.

3. Функция диагностики системы управления. Она заключается в контроле состояния отдельных модулей МПСУ путем выполнения соответствующих тестовых программ, цель которых заключается в проверке аппаратуры управления, обнаружении нарушений и, если нужно, выявлении их источников.

4. Функция отображения информации. В процессе работы электротехнической установки требуется индикация текущих параметров объекта управления и состояния системы в целом (в том числе и аварийного) на звуковых сигнализаторах и/или соответствующего вида дисплеях: мониторах, семисегментных индикаторах, светоизлучающих диодах и т. д.

5. Функция наладочного режима. Наличие этого режима обусловлено необходимостью автоматической адаптации серийно выпускаемой микропроцессорной системы к требованиям и характеристикам конкретного объекта управления с целью оптимизации системы в целом по заданным критериям [11, 12, 18].

Примечание. В упрощенном виде данная функция реализуется следующим образом. В соответствующем режиме работы МПСУ сама (автоматически) формирует тестовые (ступенчатые) сигналы задания по одному или нескольким параметрам объекта. Далее МПСУ с помощью обратных связей отслеживает реакцию объекта, анализирует ее, подбирает коэффициенты системы регулирования по заданному критерию и снова формирует тестовое

воздействие. Эта процедура может быть, во-первых, итерационной и, во-вторых, различной степени сложности. Здесь, в частности, могут использоваться методы из современной теории управления и из области искусственного интеллекта [11, 12, 18].

В настоящее время в связи с развитием и усложнением микропроцессорных средств управления, усложнением процесса отладки аппаратуры и программного обеспечения, повышением требований к МПСУ с точки зрения надежности функционирования и возможности распознавания микропроцессора (микроконтроллера), работающего в сетевой среде, необходимы дополнительные сервисные функции.

6. Функция идентификации. Она требует наличия энергонезависимого оперативного запоминающего устройства (ОЗУ) или электрически программируемого постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) для хранения настроек привода и другой персональной информации системы. Причем запись информации в память должна осуществляться самим процессором в том или ином режиме работы МПСУ, например, после выполнения наладочного режима или получения персональной информации и соответствующей команды с пульта оператора или от ЭВМ верхнего уровня.

7. Функция мониторинга напряжения питания. Данная задача реализуется, как правило, специальной микросхемой, обеспечивающей корректный сброс центрального процессора при чрезмерном нарастании или пропадании питания, а также выдачу сигнала о снижении напряжения питания, по которому могут быть произведены действия по сохранению текущей информации (например, текущего состояния МПСУ и вентильного преобразователя в энергонезависимом ОЗУ).

8. Функция внутрисхемной эмуляции. Эта функция требует наличия в архитектуре микропроцессора или микроконтроллера специального интерфейса, обеспечивающего внутрисхемную эмуляцию и отладку программ. Для этого обычно используется специально разработанный JTAG-интерфейс (JTAG-порт) [9], который совместно с программной средой разработки и отладки, расположенной на персональном компьютере, обеспечивает указанную функцию. Отладочный интерфейс JTAG в настоящее время является промышленным стандартом для микросхем процессоров или микроконтроллеров с большим числом выводов.

Примечания. 1. Рассмотренные в разделе 1.5 общие и специальные требования всегда должны в той или иной форме присутствовать в техническом задании на разработку МПСУ. Если же в представленных требованиях что-то

упущено, инженер-разработчик должен обязательно выяснить это у заказчика. Необходимо помнить: чем больше у разработчика информации о разрабатываемом устройстве, тем более однозначным и оптимальным будет техническое решение.

2. Реализация сервисных функций, имеющих в работе МПСУ и вентиляного преобразователя, в общем-то, вспомогательное значение, обычно занимает до 80 % объема ее программного обеспечения [24, 61].

1.6. ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К МИКРОПРОЦЕССОРНЫМ СРЕДСТВАМ, ИСПОЛЬЗУЕМЫМ В МПСУ ВЕНТИЛЬНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

В системах управления энергетическими установками требования к микропроцессорным средствам подразделяются на несколько групп. К ним относятся математические операции, работа в режиме реального времени, контекстное переключение задач, средства коммуникации [18]. Рассмотрим подробнее каждую из этих групп.

Математические операции требуются для реализации цифровых фильтров, алгоритмов контроля и регулирования. Наиболее часто используются операции сложения, умножения, извлечения квадратного корня, тригонометрические операции. Реализация фильтров и регуляторов (от традиционных ПИД-регуляторов до сложных регуляторов, таких как схемы оценки и идентификации) в цифровом виде делает необходимым наличие в системе команд операции умножения с накоплением (MAC). Реализация современных алгоритмов управления (регуляторы по переменным состояниям, наблюдатели состояния, адаптивные регуляторы и т. д.) требует сложных матричных вычислений [18]. Таким образом, состав системы команд должен максимально соответствовать операциям, необходимым для реализации алгоритма управления, что повысит быстродействие МПСУ в режиме реального времени.

Работа в режиме реального времени подразумевает несколько аспектов [18, 62]. Во-первых, операции по переработке информации в микропроцессоре должны выполняться с той же скоростью, с которой происходят процессы в объекте управления. Особенно это важно для быстродействующего контура регулирования тока и системы управления собственно вентиляльным преобразователем, тем более что эти части информационного канала, как правило, многофазные. Время, отводимое для вычислений, чаще всего жестко задано и определяется интервалом дискретности работы преобразователя. Для решения данной

проблемы требуется высокое быстродействие микропроцессора (обусловленное, в первую очередь, высокой частотой его тактирования); наличие в системе команд соответствующих операций цифровой обработки сигналов, о чем говорилось выше; рациональное построение программного обеспечения; использование в программе быстродействующих вычислительных алгоритмов, позволяющих обрабатывать несколько сигналов обратной связи [18].

Во-вторых, работа МПСУ в режиме реального времени делает необходимым «привязку» (синхронизацию) выполнения программы (или отдельных ее фрагментов) к внешним событиям, что требует наличия в микропроцессоре системы прерывания. Такая «привязка» применительно к управляемому выпрямителю необходима, например, для определения начала отсчета формирования угла управления, т. е. *точек естественной коммутации* (ТЕК), а также для быстрой реакции МПСУ на возникновение аварийного режима. Время ожидания прерывания (задержка времени между запросом на прерывание и началом выполнения подпрограммы обслуживания) должно быть по возможности минимальным. Для обработки запросов на прерывание от различных источников необходимо иметь приоритет прерываний.

В-третьих, работа МПСУ в режиме реального времени подразумевает выполнение различных операций, имеющих дело с реальными временными интервалами. К таким операциям можно отнести следующее: формирование временной задержки (фазового сдвига) или длительности сигнала управления вентилями силового преобразователя, измерение периода сетевого напряжения, генерацию периодических запросов на прерывание, реализацию широтно-импульсной модуляции импульсов, формирование частоты передачи данных по последовательному каналу или частоты обновления информации на индикаторах и т. д. Как правило, указанные функции выполняются аппаратно преобразователями «код-интервал», или *программируемыми таймерами* (ПТ), которые стали необходимыми компонентами управляющих микропроцессорных систем.

Контекстное переключение – важная операция в случае многозадачного регулирования, где работающей системе часто требуется сменить задачи согласно условиям работы и стратегии управления. К таким «сменным» задачам можно отнести подпрограммы обслуживания запросов на прерывание, изменение стратегии управления электроприводом (управление с постоянным моментом, с постоянной мощностью) и т. д. Контекст задачи может включать программный счетчик, указа-

тель стека, набор регистров, таблицы перевода адресов, дескрипторы путей к системным инструментам (операционной системы) и устройствам ввода/вывода, персональные (закрытые для других задач) программы и данные [18]. Микропроцессор должен быть способен поддерживать переключение контекста с минимальной задержкой, чтобы не допустить снижения производительности и появления сбоев в работе системы в целом.

Коммуникационная способность – неотъемлемое свойство микропроцессорных систем управления, поскольку большинство из них работает в локальной сетевой среде (в том числе беспроводной [11]), работу которой координирует центральный процессор или центральная микроЭВМ. С этой целью микропроцессор или микроконтроллер должен быть оснащен параллельными и высокоскоростными последовательными портами ввода/вывода, реализующими те или иные стандартные промышленные интерфейсы RS-232, RS-422, RS-485, CAN, Modbus, Profibus и т. д. [9, 11, 23]. Примером таких систем может служить двухуровневая система управления многодвигательным электроприводом, в которой ЭВМ верхнего уровня координирует работу микроконтроллеров, управляющих работой отдельными двигателями [18].

Описанные выше четыре группы требований могут послужить отправной точкой для выбора микропроцессорной элементной базы МПСУ ВП. Кроме того, существуют общие подходы (рекомендации) к выбору микропроцессоров или микроконтроллеров. Эти подходы, в частности, можно почерпнуть из [9, 15, 63, 64], а также из следующего раздела, в котором рассматриваются некоторые вопросы, касающиеся выбора специализированных средств, ориентированных на управление устройствами силовой электроники и электроприводами.

1.7. МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ДЛЯ МПСУ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Для построения микропроцессорных систем управления фирмы-изготовители электронной техники выпускают широчайший спектр микроконтроллеров (МК). Этот спектр простирается от простейших изделий в 8-выводном корпусе до мощных высокопроизводительных микросхем, реализованных в корпусе, имеющем сотни выводов, и представляющих собой практически законченную многофункциональную микропроцессорную систему с разнообразной периферией и расширенной системой команд. Чтобы выбрать оптимальный для

конкретных задач МК, требуется основательно разбираться в практически безграничном перечне фирм-изготовителей, перечне выпускаемых семейств микроконтроллеров, не говоря уже о десятках микроконтроллеров в рамках одного семейства.

Нет смысла останавливаться на сравнительном анализе технических характеристик МК, присутствующих на рынке электронных компонентов. Во-первых, это не входит в задачу настоящего учебного пособия. Во-вторых, в литературе уже существуют, образно говоря, «путеводители», которые позволяют разработчику микропроцессорных систем (тем более начинающему) как-то сориентироваться в многообразии изделий и затем на основании полученной информации и упомянутых выше рекомендаций выбрать оптимальную элементную базу. К таким русскоязычным «путеводителям» можно отнести обзор по микропроцессорам и микропроцессорным системам [69], а также учебные пособия [70 и 71]. Несмотря на то что эти издания предназначены для студентов вузов, они могут быть полезны и специалистам-разработчикам МПС. Работу [70] по глубине и широте охвата материала можно даже назвать «энциклопедией микропроцессорной техники». Пособие [71] характеризуется тем, что, кроме традиционного материала, рассматривает тенденции дальнейшего развития микропроцессорной элементной базы. Последнее особенно полезно для молодых специалистов, которые в будущем и станут использовать в своих разработках упомянутые прогнозы.

Примечание. В рамках приводимого в данной главе обзора технической литературы можно отметить работы [8, 11, 12, 18, 72]. В них дополнительно рассматриваются основы новых перспективных методов управления, взятых из современной теории управления (адаптивное управление, оптимальное управление, управление с наблюдателем состояния, управление с обратной связью по состоянию, фильтры Калмана) и из области искусственного интеллекта (нечеткая логика, нейронные сети, генетические алгоритмы). Знать подобные алгоритмы полезно будущим специалистам в области силовой электроники, так как в настоящее время много исследований проводится по использованию этих интеллектуальных методов (на базе современной МПТ) в рассматриваемой области – в управлении вентильными преобразователями и электроприводами в целом, а также в электроэнергетических системах.

Современный этап развития микропроцессоров для встроенных применений характеризуется также адаптацией к конкретным областям техники и созданием специализированных микроконтроллеров с архитектурой и набором периферийных устройств, позволяющих

наиболее эффективно решать определенный спектр задач: интерфейс с жидкокристаллическими индикаторами, графическими дисплеями, управление радиоканалами, телекоммуникационными устройствами и т. д. [69–71, 73–75]. В соответствии с этой тенденцией и практически неограниченным рынком сбыта появились специализированные микроконтроллеры, а затем и сигнальные микроконтроллеры (DSP-микроконтроллеры), ориентированные на решение задач прямого цифрового управления различными типами электродвигателей и силовыми преобразователями энергии, получившие обобщенное название микроконтроллеров типа «Motor Control» (управления двигателями), или «Motion Control» (управления движением) [74–77].

Для контроллеров такого класса характерно наличие в списке периферийных устройств специализированных ШИМ-модулей с возможностями реализации основных и вспомогательных функций управления ключами инверторов напряжения, «квадратурных декодеров» для интерфейса с импульсными датчиками положения и скорости, быстродействующих многоканальных АЦП и т. п. Все это позволяет проектировать эффективные системы прямого цифрового управления вентильным преобразователем и электроприводом в целом.

Под *прямым цифровым управлением* понимается следующее [15, 23]:

- непосредственное управление от микроконтроллера каждым ключом силового преобразователя (инвертора и/или управляемого выпрямителя);
- возможность прямого ввода в микроконтроллер сигналов различных обратных связей (независимо от типа сигнала: дискретный, аналоговый или импульсный) с последующей программно-аппаратной обработкой внутри микроконтроллера.

Таким образом, система прямого цифрового управления ориентирована на отказ от значительного числа дополнительных интерфейсных плат и создание одноплатных контроллеров управления приводами. В конечном итоге встроенная система управления может проектироваться как однокристалльная и вместе с силовым преобразователем и исполнительным двигателем конструктивно интегрироваться в одно целое – мехатронный модуль движения [51].

Микроконтроллеры класса «Motor Control» выпускаются ведущими производителями микропроцессорной техника: компаниями Intel, Motorola, Texas Instruments, Analog Devices и др. [76]. Все эти компании присутствуют на рынке электронных компонентов России, и соответственно их продукция широко используется в отечественных разра-

ботках, связанных с управлением полупроводниковыми преобразователями и электроприводами.

Целесообразно немного остановиться на специализированных микроконтроллерах фирмы Texas Instruments. Среди них популярны цифровые сигнальные контроллеры с фиксированной точкой 16-битного семейства TMS320F24xx и 32-битного семейства TMS320F28xx [9, 14, 25, 65, 75]. Относительно недавно появились контроллеры нового семейства TMS320F2833x, которые отличаются от предыдущего наличием в составе процессора модуля обработки чисел с плавающей точкой и конвейера, допускающего параллельную работу вычислителей с фиксированной и плавающей точкой, что дает возможность вдвое поднять производительность. Кроме того, в контроллерах нового семейства увеличено число блоков прямого цифрового управления ключами инвертора (до 18) и ввода сигналов аналоговых датчиков (до 16) [76, 77]. О новых тенденциях в разработке микропроцессорной элементной базы для нужд силовой электроники и электропривода фирмы Texas Instruments, которая занимает лидирующее положение в этой области, можно узнать в работе [78] и на фирменном сайте [79].

Наряду с зарубежной продукцией на рынке электронных компонентов появились и отечественные изделия микроэлектронной техники, в частности микроконтроллеры. Эта ситуация стала возможной благодаря усилиям двух ведущих электронных компаний: АО «ПКК Миландр» (г. Зеленоград) и ОАО «НИИЭТ» (г. Воронеж) [80]. Первая освоила и поставляет потребителям 32-разрядные микроконтроллеры общего назначения 1986BE9x с процессорным ядром на базе ARM Cortex-M3. Вторая в 2015 г. завершила разработку первых отечественных микроконтроллеров K1921ВКО1Т, полностью соответствующих по характеристикам классу «Motor Control» [80], и выпустила их первую опытно-промышленную партию. Наиболее близким зарубежным аналогом стал сигнальный микроконтроллер фирмы Texas Instruments TMS320F28335, особенности которого кратко описаны в предыдущем абзаце.

По примеру коллег из Воронежа предприятие АО «ПКК Миландр» также начало разработку и изготовление специализированного МК класса «Motor Control» [81]. Таким образом, в ближайшем будущем российские специалисты в области силовой электроники для управления вентильными преобразователями и в целом электроприводами будут использовать отечественную специализированную микропроцессорную элементную базу, что очень важно с точки зрения импортозамещения.

В приложении 1 приведены технические характеристики наиболее популярных и перспективных цифровых сигнальных микроконтроллеров [75–77, 80, 82–84], рекомендации по их выбору, а также сайты фирм-изготовителей микроконтроллеров класса «Motion Control».

Рассмотренная в настоящей главе информация призвана дать читателю общее представление о требованиях, предъявляемых к МПСУ вообще и к МПСУ ВП в частности; о проблемах и сложностях, с которыми сталкивается в своей работе разработчик МПСУ ВП; о том, сколько всего самого разнообразного ему необходимо учесть и реализовать в процессе проектирования. Яркой иллюстрацией к этому могут послужить статьи [65–68], отражающие результаты промышленных разработок двухуровневых микропроцессорных систем управления электроприводами различного назначения. Внимательное прочтение этих работ позволит ясно увидеть, как описанные в главе обобщенные структурные и функциональные требования к микропроцессорным системам управления вентильными преобразователями, работающими в составе электропривода, приобретают в конкретных условиях свое конкретное количественное и физическое выражение.

Более детальное представление обо всем сказанном выше читатель найдет в следующей главе, которая посвящена разработке МПСУ конкретным представителем семейства вентильных преобразователей с естественной коммутацией (ЕК) [8], а именно *управляемым выпрямителем*.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Определение информационно-управляющей микропроцессорной системы.
2. Перечислите отличительные признаки информационно-измерительных и информационно-управляющих микропроцессорных систем.
3. Сформулируйте задачи устройства сопряжения с объектом в МПСУ.
4. Перечислите задачи силового и информационно-управляющего каналов энергетической системы. Приведите примеры энергетических систем.
5. Назовите особенности вентильного преобразователя как объекта управления.
6. Назовите основной недостаток МПТ как средства управления.

7. Назовите основной принцип организации работы МПСУ вентиляльным преобразователем и прокомментируйте его.
8. Перечислите основные требования (функции), предъявляемые к МПСВУ ВП.
9. Перечислите сервисные требования (функции), предъявляемые к МПСВУ ВП.
10. Что такое режим работы в реальном времени? Прокомментируйте его аспекты применительно к работе МПСУ ВП.
11. Что такое прямое цифровое управление?
12. В чем заключается специфика микроконтроллеров класса «Motion Control»?

ГЛАВА 2

МПСУ УПРАВЛЯЕМЫМИ ВЫПРЯМИТЕЛЯМИ

2.1. ТИПОВАЯ СТРУКТУРА СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Как и в курсе силовой электроники, где изучение вентильных преобразователей начинается с выпрямителей, в настоящем учебном пособии рассмотрение микропроцессорных систем вентильных преобразователей также начинается с МПСУ управляемым выпрямителем.

Следуя тезису о разработке оптимальной микропроцессорной системы, вначале рассмотрим объект управления – выпрямитель, причем в составе электропривода постоянного тока (наиболее распространенный и сложный вариант применения управляемого выпрямителя). Типовая структура электропривода в упрощенном виде показана на рис. 2.1.

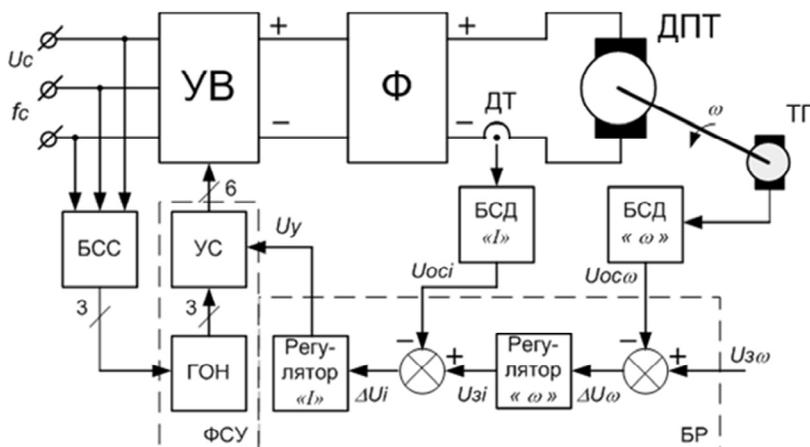


Рис. 2.1

В силовой канал ЭП входят управляемый выпрямитель (УВ), фильтр (Ф) и двигатель постоянного тока (ДПТ). В силовом канале присутствуют также датчик тока (ДТ) и датчик скорости (тахогенератор – ТГ). Назначение всех этих компонентов понятно и поэтому здесь не рассматривается.

Примечание. В большинстве случаев в промышленных установках используется трехфазный мостовой управляемый выпрямитель. Именно этот тип вентильных преобразователей рассмотрен в нашем учебном пособии.

В информационно-управляющий канал электропривода входят следующие основные компоненты: блок синхронизации с сетью (БСС), фазосдвигающее устройство (ФСУ) (в некоторых публикациях это устройство называют системой импульсно-фазового управления), блок регуляторов (БР) и блоки сопряжения с датчиками (БСД) тока и скорости. Назначение блоков следующее.

Блоки сопряжения с датчиками обеспечивают гальваническую развязку цепей системы управления от цепей силовой схемы, фильтрацию и нормализацию сигнала обратной связи ($U_{OC\omega}$ или U_{OCi}). Блок регуляторов по сигналам задания и обратной связи в соответствии со стратегией управления формирует сигнал управления U_y . Блок синхронизации с сетью предназначен для формирования синхросигналов, характерные точки которых (нулевые или экстремальные) совпадают с точками естественной коммутации вентилей управляемого выпрямителя. Фазосдвигающее устройство предназначено для формирования управляющих импульсов, сдвинутых во времени на требуемый интервал относительно характерных точек синхронизирующих сигналов, т. е. точек естественной коммутации.

Сдвиг реализуется следующим образом. Синхросигналы от блока синхронизации с сетью запускают генератор опорных напряжений (ГОН), входящий в состав фазосдвигающего устройства. Сформированная система опорных напряжений, имеющих или пилообразную, или синусоидальную форму, сравнивается в устройстве сравнения – УС (набор компараторов) с управляющим сигналом U_y . Момент сравнения определяет окончание формирования угла управления α и начало формирования соответствующего импульса управления. В устройстве сравнения импульсы управления также формируются по длительности и распределяются по вентилям. Более подробно о принципах работы системы управления УВ и реализуемых в ней законах управления можно прочитать в работах [6, 8, 15].

Система регулирования, построенная по двухконтурной схеме подчиненного регулирования, содержит два контура (см. рис. 2.1): внешний – *медленный* (по скорости) и внутренний – *быстрый* (по току). Информация в каждый контур о регулируемом параметре (*сигнал обратной связи*) поступает от блока сопряжения с датчиком на отрицательный вход соответствующего сумматора, на положительный вход которого подается сигнал задания. Разностный сигнал (ΔU_ω или ΔU_i) поступает на соответствующий регулятор, который может быть любого типа: П-, ПИ-, ПИД-, И-регулятор и т. д.

Принцип подчиненного регулирования заключается в том, что внешний контур скорости формирует для внутреннего токового контура сигнал задания U_{zi} , который этот контур и должен обработать. В соответствии с этим в системе регулирования имеется только один внешний сигнал задания – по скорости $U_{3\omega}$. Выходной сигнал внутреннего контура есть управляющий сигнал для фазосдвигающего устройства.

С точки зрения управления выпрямителем основные блоки системы, показанной на рис. 2.1, – это блок синхронизации с сетью и фазосдвигающее устройство, а остальные имеют вспомогательное значение. Этому имеется следующее объяснение. Во-первых, именно с помощью названных блоков реализуется принцип *фазового управления, синхронизированного с сетью*. Во-вторых, система управления управляемым выпрямителем вообще может быть построена только на их основе и потенциометре, с помощью которого оператор может устанавливать сигнал задания. Правда, это уже будет система без обратной связи, т. е. разомкнутая, или, как говорят, программная. Этот тандем (блок синхронизации с сетью и фазосдвигающее устройство) часто называют *программной частью* системы управления выпрямителем. В дальнейшем, при изучении МПСУ УВ, будем иметь в виду прежде всего программную часть. Именно в ней отражена специфика управления выпрямителем, а также всеми остальными вентильными преобразователями с естественной коммутацией, к которым относятся зависимые инверторы, непосредственные преобразователи частоты с фазовым регулированием, регуляторы переменного напряжения с фазовым способом регулирования [8].

Предварительно рассмотрим типовую структуру МПСУ управляемым выпрямителем в целом в соответствии с тем объемом задач и теми функциями, которые в общем случае эта система должна выполнять.

2.2. ТИПОВАЯ СТРУКТУРА МПСУ УПРАВЛЯЕМЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ

Типовая структура МПСУ данным преобразователем, в которой отражены и общие и частные требования, предъявляемые к подобного класса системам, показана на рис. 2.2. Как и во всякой информационно-управляющей микропроцессорной системе, в МПСУ выпрямителем можно выделить два основных компонента: микроЭВМ, охватывающую верхний ряд блоков, и устройство сопряжения с объектом, содержащее блоки, расположенные в нижней части рисунка.

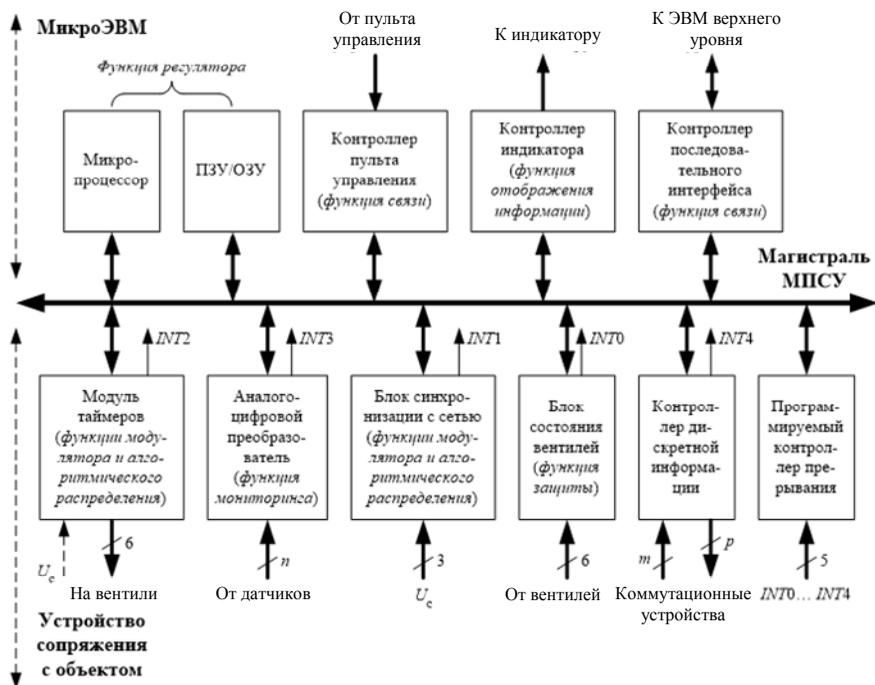


Рис. 2.2

В состав микроЭВМ традиционно входит микропроцессор с модулем памяти (ПЗУ/ОЗУ), контроллер пульта управления, контроллер индикатора и контроллер последовательного интерфейса для связи с ЭВМ верхнего уровня управления (обычно интерфейс RS-232).

На рис. 2.2 стрелками показано направление передачи информации между указанными контроллерами и соответствующими внешними устройствами.

Примечание. «Контроллер» – довольно емкий и широко используемый термин. Он обозначает в широком смысле управляющее устройство и может относиться как к силовым, так и к слаботочным цепям. Например, инвертор напряжения можно назвать контроллером асинхронного двигателя. В контексте рис. 2.2 термин «контроллер» обозначает программируемое устройство сопряжения между микропроцессором и внешним устройством. Оно преобразует информацию, поступающую от источника, к виду, необходимому для приемника (по уровню напряжения, форме представления), и управляет процессом передачи этой информации по командам от микропроцессора. Контроллер может быть разного уровня сложности: от простых логических схем согласования уровня сигнала до сложных микропроцессорных устройств.

Назначение блоков микроЭВМ и магистрали МПСУ известно из начальных курсов по микропроцессорной технике и здесь не рассматривается. Бóльший интерес для управления УВ и электроприводом в целом представляют блоки, входящие в состав устройства сопряжения с объектом. Именно в этих блоках (их структуре и выполняемых функциях) отражается специфика объекта управления.

Примечание. Почти все блоки УСО имеют связь с силовой схемой. Поэтому в них должны непременно присутствовать элементы, осуществляющие гальваническую развязку и согласование сигналов по уровню между источником и приемником сигналов. В контексте управления УВ эти функции не имеют принципиального характера и ниже не указываются.

Помимо микропроцессора и модуля памяти все остальные блоки МПСУ называются *периферийными устройствами*. Рассмотрим назначение блоков.

Модуль таймеров предназначен для отсчета временных интервалов t_α , пропорциональных углу управления α , формирования длительности импульсов управления $\tau_{и}$ и распределения их между вентилями. В случае необходимости (прецизионное управление электроприводом, значительные колебания частоты сети) модуль таймеров может выполнять функцию измерения периода сетевого напряжения U_c (см. пунктирную однонаправленную стрелку на рис. 2.2).

Аналого-цифровой преобразователь предназначен для преобразования входных аналоговых сигналов (напряжение, ток, скорость,

температура, положение и т. д.), характеризующих состояние объекта управления, в цифровой код и передачи полученной информации в микропроцессор.

Блок состояния вентиляей предназначен для анализа текущего проводящего состояния вентиляей УВ, фиксации аномального состояния и формирования в этом случае сигнала прерывания наивысшего приоритета *INT0* (авария).

Известно, что при *правильной* работе в схеме УВ одновременно проводят ток два вентиля: один из катодной и один из анодной группы. Включение вентиляей происходит в строго определенном порядке в соответствии с их нумерацией. Также имеют место интервалы коммутации (угол γ), в течение которых работают два вентиля одной группы: один выключается, а второй включается. Таким образом, в этом случае одновременно проводят ток три вентиля. Однако этот интервал четко ограничен (γ_{\max}), и его максимальное значение должно быть заранее известно. Это все является нормой. Остальные случаи (состояния вентиляей силовой схемы) должны восприниматься как *неправильная работа управляемого выпрямителя* или, что тоже возможно, как неисправность блока состояния вентиляей.

Блок синхронизации с сетью предназначен для формирования в моменты ТЕК сигнала запроса на прерывание (обозначим его *INT1*), анализа состояния фаз сети и выдачи слова состояния фаз (ССФ) в микропроцессор.

Слово состояния фаз – это двоичное трехразрядное число, состояние каждого бита которого отражает текущую полярность соответствующего **линейного** сетевого напряжения.

Контроллер дискретной информации предназначен для обмена дискретной информацией между МПСУ и элементами силовой схемы объекта.

В силовой схеме электропривода помимо вентиляей УВ присутствуют и другие коммутационные устройства, которыми нужно или дискретно управлять (автоматы, контакторы, магнитные пускатели, реле и т. д.) или считывать с них дискретную информацию (релейные контактные и бесконтактные датчики, предохранители, контакты срабатывания релейных устройств, концевые выключатели и т. д.) [85]. Для связи с ними нужен контроллер дискретной информации, реали-

зующий в рамках системы функции мониторинга и своего рода алгоритмического распределения.

Программируемый контроллер прерывания. Как видно из рис. 2.2, все блоки УСО (а также контроллеры микроЭВМ) способны выставлять запрос на прерывание. Для упорядочения процедуры прерывания от нескольких устройств предназначен программируемый контроллер прерывания. В общем случае он (в соответствии с предварительными установками от микропроцессора) разрешает, запрещает прерывание от того или иного устройства, устанавливает приоритет запросов, реализует приоритет в случае одновременного установления запроса на прерывание от нескольких блоков, организует процедуру прерывания с обеспечением перехода микропроцессора к выполнению соответствующей подпрограммы прерывания.

Примечание. Формально программируемый контроллер прерывания должен входить в состав микроЭВМ как его неотъемлемая часть, но на рис. 2.2 он специально отнесен к блокам УСО, поскольку его наиболее значимая роль в МПСУ управляемым выпрямителем проявляется именно во взаимодействии с этими блоками.

Рассмотренное выше назначение блоков МПСУ можно также соотнести с функциями, которые в общем случае предъявляются к МПСУ ВП (см. раздел 1.5). Эти функции показаны на рис. 2.2 в поле обозначения блоков в круглых скобках. Часто один тот же блок может выполнять несколько функций или одна и та же функция реализуется несколькими блоками. На рисунке для каждого блока указаны только наиболее значимые выполняемые им функции. Так, очевидно, что микропроцессор, как устройство, управляющее работой всех блоков, можно отнести к реализации всех функций, но только он реализует функцию регулятора, программа реализации которого хранится в ПЗУ.

На рис. 2.2 не отражены также функции диагностики и наладочного режима, поскольку они реализуются практически всеми блоками УСО и микропроцессором.

Физическая реализация приведенной структуры МПСУ может быть выполнена различными способами. Первый способ – *многоплатный*, на основе большой интегральной схемы микропроцессора. В этом случае МПСУ строится в буквальном смысле по приведенной структуре, т. е. в виде отдельных физических модулей, каждый из которых вставляется в соответствующий слот или разъем единого конструктива. Указанные слоты подключены к магистрали МПСУ и обеспечивают

связь между микропроцессором и остальными модулями, объединяя их в единую МПСУ. Многие фирмы производят промышленные микропроцессорные и периферийные модули, включающие источники питания, пульта управления и индикации, модули ввода/вывода аналоговых и дискретных сигналов, модули последовательных интерфейсов связи и другие устройства, а также соответствующие крейты (специальные корпуса) и системное программное обеспечение [86, 87]. Пользователь может выбрать из фирменной номенклатуры необходимые ему готовые модули, корпус, источник питания и тем самым создать аппаратную основу своей МПСУ. Достоинство такого варианта реализации – возможность модернизировать МПСУ и быстро провести ремонт путем замены отдельных модулей (в том числе и микропроцессорного) или добавления новых (иногда это может привести и к замене корпуса МПСУ). Недостаток данного варианта – большие масса и габаритные размеры МПСУ, несколько меньшая надежность.

Другой способ построения МПСУ – использовать в качестве ядра микроконтроллер, объединяющий в себе множество периферийных устройств. В этом случае сокращается количество модулей МПСУ. Вся система физически реализуется на одной плате-модуле (*одноплатный вариант*), которая может быть дополнена источником питания, пультом управления и индикатором. Есть примеры, когда и эти компоненты располагаются на одной плате с микроконтроллером. Достоинства такого варианта заключаются в малых массогабаритных показателях и более высокой надежности. Однако в случае необходимости ремонта или модернизации системы необходимо будет менять всю системную плату-модуль.

Третий вариант физической реализации – *системы встроенного управления оборудованием* [51, 78]. Они представляют собой микропроцессорные системы управления, интегрированные в рабочую машину, механизм, прибор, изделие и т. д. Революция в управляющей электронике сопровождается революцией и в силовой электронике, что позволяет создавать *интегрально-гибридные интеллектуальные электронные модули*, а также конструктивно интегрировать в одном изделии рабочий орган механизма, силовой преобразователь, устройство управления, источник питания и датчики.

Традиционный термин «электромеханика» постепенно заменяют термином «мехатроника», означающим конструктивное объединение механики и электроники на принципиально новом уровне, когда рост

управляющих вычислительных ресурсов при использовании БИС сопровождается:

- значительным повышением надежности оборудования, главным образом за счет резкого уменьшения монтажных соединений;
- расширением функциональных возможностей изделия с точки зрения автоматической адаптации к условиям эксплуатации и интерактивного обучения в процессе диалога с оператором.

Таким образом, встроенная система управления – система управления, конструктивно интегрированная в оборудование. Очевидно, что такие разработки должны быть результатом решения целого комплекса задач, которое зависит от деятельности многих предприятий: исследовательских, конструкторских и промышленных, причем относящихся к разным направлениям электроники: микроэлектронной, слаботочной и силовой. Такой интегрированный вариант физической реализации МПСУ еще не стал массовым, но первые попытки создать подобные изделия уже существуют [78]. При всех достоинствах данного подхода надо иметь в виду, что выход из строя какого-либо компонента системы требует замены всего оборудования.

Каждый из перечисленных вариантов физической реализации МПСУ имеет свои достоинства и недостатки. Выбор оптимального варианта определяется совокупностью всех требований к МПСУ как с точки зрения проектирования, изготовления, так и с точки зрения ее дальнейшей эксплуатации.

2.3. ПОСТРОЕНИЕ И РЕАЛИЗАЦИЯ ПРОГРАММНОЙ МПСУ УПРАВЛЯЕМЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ

2.3.1. НАЗНАЧЕНИЕ ПРОГРАММНОЙ МПСУ УПРАВЛЯЕМЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ

Основными функциями программной системы управления выпрямителем являются функции модулятора и алгоритмического распределения (см. раздел 1.5). Именно они определяют «технологии» управления выпрямителем и другими вентильными преобразователями с естественной коммутацией. Однако, как было сказано выше, каждая функция МПСУ вентильным преобразователем для ее реального воплощения должна быть выражена рядом показателей, пусть даже в самом общем виде, а также и функции программной системы управления

выпрямителем. В этой связи сформулируем более детально общую задачу разомкнутой МПСУ управляемым выпрямителем. Ее можно выразить следующим образом: формирование временного интервала t_α , пропорционального углу управления α :

- относительно ТЕК;
- в требуемом диапазоне изменения α ($\alpha_{\min} - \alpha_{\max}$);
- с заданной точностью δ_α ;
- с формированием необходимой длительности импульсов управления $\tau_{и}$;
- с учетом эквивалентного числа фаз управляемого выпрямителя m_ϕ (т. е. числа вентиляей) [8];
- с учетом заданного порядка включения вентиляей.

Построение программной МПСУ выпрямителем с учетом приведенных выше условий рассмотрено ниже.

2.3.2. БЛОК СИНХРОНИЗАЦИИ С СЕТЬЮ

Важнейшим условием реализации в МПСУ УВ функций модулятора и алгоритмического распределения является синхронизация работы МПСУ с питающей сетью. Эту задачу, как было упомянуто выше, выполняет блок синхронизации с сетью (см. рис. 2.2). В частности, именно с его помощью реализуется первое и последнее условие в приведенном выше списке. Для этого данный блок должен:

- формировать синхронизирующие импульсы, передние фронты которых по времени должны совпадать с ТЕК;
- определять текущую полярность линейных сетевых напряжений, формируя соответствующее слово состояния фаз.

Наиболее эффективный способ «привязки» процессов в МПСУ к процессам в сети – это использование процедуры прерывания. Поэтому блок синхронизации с сетью в моменты ТЕК должен формировать не просто импульсы, а сигналы запроса на прерывание.

На основе сказанного, а также общих принципов построения периферийных устройств, к которым относится и БСС, можно разработать его функциональную схему, один из вариантов которой показан на рис. 2.3. На рис. 2.4 приведены временные диаграммы, иллюстрирующие работу блока синхронизации.

Сетевое напряжение поступает на трехфазный трансформатор (Тр), первичные и вторичные (U_c, f_c) обмотки которого соединены соответ-

ственно в звезду и в треугольник (Y/Δ). В результате на выходе получаем уменьшенные в заданное число раз (в соответствии с коэффициентом трансформации) фазы линейного сетевого напряжения, переход через нуль которых происходит в точках естественной коммутации (моменты времени t_1, t_2, t_3 на рис. 2.4).

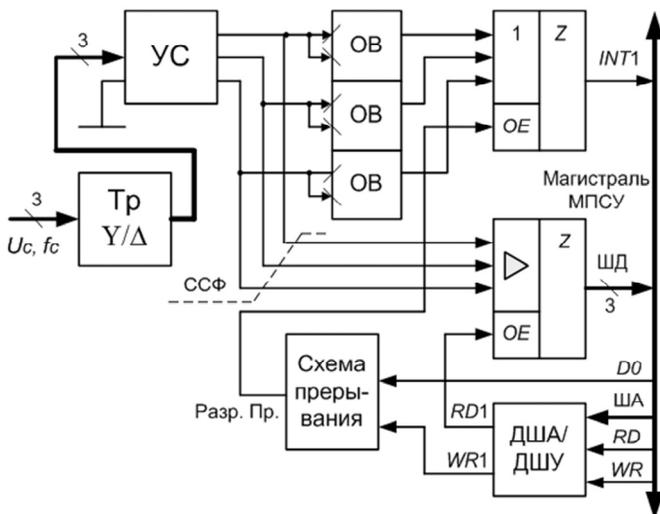


Рис. 2.3

Эти напряжения поступают на соответствующие входы трехканального устройства сравнения (УС), состоящего из трех компараторов. На второй вход каждого компаратора подается нулевое напряжение. На выходе УС формируются три меандра, сдвинутых относительно друг друга на 120 эл. град. и обозначенных на рис. 2.4 как S_{AC}, S_{BA}, S_{CB} . Данные сигналы, в совокупности представляющие собой ССФ сети (рис. 2.3), далее поступают на свои одновибраторы (ОВ), которые формируют на выходе узкие импульсы как по фронту, так и по спаду входного сигнала, т. е. два импульса на периоде сети. Полученные импульсы объединяются в буферном логическом элементе ЗИЛИ, выходной сигнал которого $INT1$ поступает на соответствующую линию запроса прерывания интерфейса (магистрالی) МПСУ.

По сигналу $INT1$ микропроцессор заканчивает выполнение текущей команды и по соответствующей аппаратной процедуре переходит к

подпрограмме обслуживания запроса на прерывание. Одной из операций в подпрограмме должно быть чтение текущего слова состояния фаз. Операция реализуется типовым циклом «Ввод» с формированием на шине адреса (ША) двоичного кода адреса БСС и интерфейсного сигнала RD (рис. 2.3). Этот адрес и упомянутый сигнал формируют в дешифраторе адреса и управляющих сигналов (ДША/ДШУ) внутренний сигнал чтения слова состояния фаз $RD1$. Активный уровень последнего, воздействуя на вход OE (Output Enable – выход доступен), переводит трехразрядный буфер данных из z-состояния в рабочее, обеспечивая тем самым передачу сигналов S_{AC}, S_{BA}, S_{CB} на линии $D0-D2$ шины данных (ШД), т. е. передачу в микропроцессор ССФ в двоичном (%) коде.

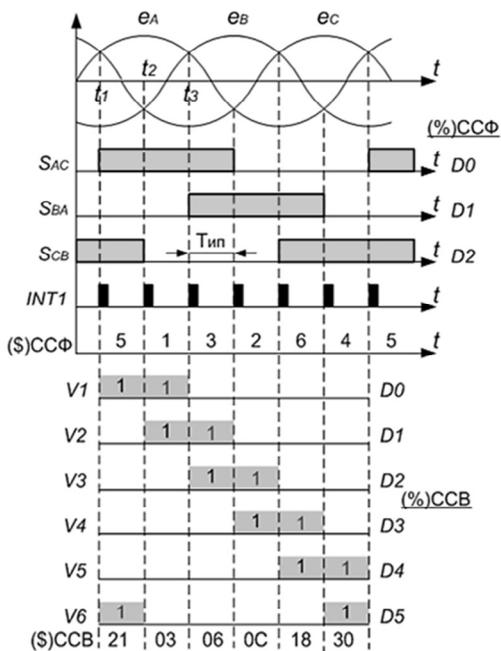


Рис. 2.4

Согласно требованиям, предъявляемым к периферийным устройствам, формирующим запрос на прерывание, этот запрос должен управляться микропроцессором, т. е. запрещаться/разрешаться. Для

этого в представленной структуре предназначена «Схема прерывания». Когда микропроцессор запишет в нее разрешающий уровень, например, через линию $D0$ шины данных, только тогда сигнал разрешения прерывания «Разр. пр» обеспечит прохождение сигнала $INT1$ в магистраль МПСУ. Так работает показанный на рис. 2.3 блок синхронизации с сетью, обеспечивая реализацию поставленных задач.

Теперь остановимся подробнее на слове состояния фаз – двоичном числе, считываемом с БСС: определим его роль в распределении импульсов управления.

Если посмотреть на фазные напряжения U_A , U_B , U_C с точки зрения их амплитуд (рис. 2.4), то можно выделить на периоде сети шесть одинаковых по длительности 60-градусных зон, отличающихся друг от друга фазными напряжениями, имеющими экстремальные значения. Например:

- $t_1 - t_2$ – зона, на которой наибольшее значение имеет фаза U_A , а наименьшее – фаза U_B . Этой зоне соответствует ССФ, равное 5 (101, рис. 2.4);
- $t_2 - t_3$ – зона, на которой наибольшее значение имеет фаза U_A , а наименьшее – фаза U_C . Этой зоне соответствует ССФ, равное 1 (001, рис. 2.4).

Аналогичную информацию можно записать и для остальных четырех интервалов. На новом периоде сети все будет повторяться.

Если вспомнить правило работы трехфазного неуправляемого выпрямителя [8], то можно увидеть, что выделенные нами ранее зоны – это интервалы, в начале которых естественным образом включаются диоды неуправляемого выпрямителя. Причем здесь имеет место однозначное соответствие: зоне, для которой ССФ = 5, соответствует включение вентиля $V1$ и продолжение работы вентиля $V6$; зоне, для которой ССФ = 1, соответствует включение $V2$ и продолжение работы $V1$ и так далее. Это соответствие отражено на рис. 2.4: включенному состоянию вентиля соответствует 1. Напомним, что длительность проводящего состояния диода составляет 120 эл. град, поэтому сигналы, изображенные на осях $V1-V6$, отражают длительность проводящего состояния диодов в трехфазном мостовом выпрямителе.

Таким образом, можно сделать вывод: *слово состояния фаз однозначно определяет номер диода, включаемого естественным образом в трехфазном мостовом неуправляемом выпрямителе.*

Если вернуться к управляемому тиристорному выпрямителю аналогичной топологии, то можно увидеть, что в этих же зонах должен быть включен одноименный (с диодом) тиристор, если угол управления $\alpha < 60$ эл. град. Если $60 < \alpha < 120$ эл. град., то нетрудно видеть, что картина соответствия смещается на один шаг (интервал) вправо: вентиль $V1$ должен включаться в зоне, для которой $CCФ = 1$; вентиль $V2$ – в зоне, для которой $CCФ = 3$, и так далее. Если $120 < \alpha < 180$ эл. град., то картина соответствия смещается еще на один шаг вправо.

Таким образом, и применительно к управляемому выпрямителю можно сказать, что *CCФ однозначно определяет номер вентиля, включаемого в трехфазном мостовом выпрямителе в данной 60-градусной зоне* после формирования интервала t_α . Однако это справедливо для случая, когда угол управления α меньше 60 эл. град. В общем случае для правильного распределения импульсов управления, т. е. реализации функции алгоритмического распределения, необходимо еще знать величину угла управления.

Напомним также, что длительность проводящего состояния тиристорov (в непрерывном режиме работы) и длительность широких импульсов управления тиристорами также равны 120 эл. град. и практически совпадают по времени.

Обратимся снова к рис. 2.4. Нижнюю часть рисунка можно рассматривать как таблицу со структурой 6×6 . Она организована шестью осями, обозначенными $V1-V6$ и формирующими строки таблицы, и шестью 60-градусными зонами на периоде сетевого напряжения, формирующими колонки «таблицы». Содержимое колонок можно рассматривать как цифровую информацию, если временной оси каждого вентиля привести в соответствие определенный разряд шины данных (на рис. 2.4 это соответственно разряды $D0-D5$). Информация, заключенная в таблице, определяет, какой вентиль в данной зоне (колонке таблицы) должен быть включен или выключен. Назовем эту информацию «слово состояния вентиляей» (ССВ) и дадим определение.

Слово состояния вентиляей – это двоичное шестиразрядное число, состояние каждого бита которого (1/0) определяет очередное состояние (включить/выключить) соответствующего этому биту вентиля вентильного преобразователя.

Другими словами, слово состояния вентиляей, если рассматривать таблицу целиком, есть не что иное, как импульсы управления вентилями

выпрямителя на периоде сетевого напряжения. Причем импульсы – широкие, 120-градусные (по длительности охватывают две зоны – две колонки). Наряду с такими широкими импульсами существует управление вентилями выпрямителя и более экономичными узкими импульсами [8, 15]. Но их формирование сложнее и будет рассмотрено позднее.

Рассматриваемая на рис. 2.4 «таблица» дает жесткое соответствие между ССФ и ССВ. В МПСУ управляемым выпрямителем такую однозначную связь целесообразнее всего реализовать массивами, в которых номер ячейки массива есть ССФ, а ее содержимое – ССВ. На рис. 2.4 в нижней строке для каждого ССФ приведены значения ССВ в шестнадцатеричном (\$) коде (21, 03, 06 и т. д.). Однако это соответствие, как было сказано выше, справедливо только для $\alpha < 60$ эл. град. Для двух других диапазонов изменения угла управления ($60 < \alpha < 120$ эл. град. и $120 < \alpha < 180$ эл. град.) имеют место другие соответствия. Следовательно, для всего диапазона регулирования $\alpha = 0 \dots 180$ эл. град. в памяти МПСУ УВ необходимо хранить три таких массива.

Подводя итог рассмотрению блока синхронизации с сетью в МПСУ вентильным преобразователем, повторим, что сигнал *INT1* нужен для правильного отсчета угла регулирования α , а ССФ необходимо для правильного распределения импульсов управления между тиристорами после окончания формирования данного угла. В разных типах МПСУ УВ информация из блока синхронизации с сетью используется по-разному. Это определяется, в частности, типом фазосдвигающего устройства, реализованного в МПСУ. Этот вопрос рассматривается в следующем разделе. Чтобы отличать фазосдвигающее устройство в МПСУ от фазосдвигающего устройства в системах, построенных на другой элементной базе, будем в дальнейшем рассматриваемый вариант обозначать как микропроцессорное ФСУ (МП ФСУ).

В заключение данного раздела сделаем еще одно важное замечание. На рис. 2.4 величина интервалов между ТЕК обозначена как $T_{\text{ип}}$ – интервал повторения работы выпрямителя. Он определяет интервал между коммутациями соседних (по номеру) диодов в неуправляемом выпрямителе. Очевидно, что такой же по длительности интервал будет иметь место и между коммутациями соседних тиристоров в управляемом выпрямителе в статическом режиме, т. е. при постоянном угле управления.

Интервал повторения имеет большое значение для работы МПСУ УВ. Во-первых, точки естественной коммутации определяют моменты

времени, относительно которых формируется угол α . Но прежде чем его формировать, этот угол должен быть рассчитан заранее. $T_{\text{ип}}$ – это интервал времени, в течение которого рассчитывается новый угол управления – конечный результат алгоритма расчета МПСУ. Так в данном случае производится совмещение дискретности работы ВП с дискретностью, присущей микропроцессорному управлению (см. разделы 1.3 и 1.4).

2.3.3. КЛАССИФИКАЦИЯ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ ФСУ

К настоящему моменту накоплен богатый опыт разработки МПСУ УВ, который соответствующим образом был обобщен [1–7, 18, 20, 39, 44]. В контексте реализации программных систем управления была произведена классификация МПСУ УВ по методам реализации микропроцессорных фазосдвигающих устройств [3]. Укажем классификационные признаки и деление по ним таких устройств.

I – по способу организации момента отсчета временного интервала: *синхронные и асинхронные*.

II – по числу каналов в МП ФСУ: *одноканальные и многоканальные*.

III – по способу распределения импульсов управления: *с подпрограммой прерывания от таймера и без подпрограммы прерывания от таймера*.

IV – по способу формирования временного интервала – фазового сдвига: *с программным и аппаратным формированием угла управления*.

Рассмотрим суть данных признаков и соответствующие виды микропроцессорных фазосдвигающих устройств.

2.3.4. СПОСОБЫ ФОРМИРОВАНИЯ ФАЗОВОГО СДВИГА

В данном разделе пойдет речь о методах реализации функции модулятора, формирующего временной интервал t_α , пропорциональный углу α .

Известны два способа формирования временного интервала: *программный и аппаратный*.

Программный способ основан на том факте, что любая команда выполняется за определенное число периодов (тактов) частоты синхронизации микропроцессора. Требуемую временную длительность можно выразить через число тактов или соответственно через определенное число команд, которые должен выполнить микропроцессор для

формирования требуемой временной задержки. Процедура формирования временного интервала обычно заключается в *подпрограмму* и реализуется в виде *программного цикла* по известной структуре: счетчик циклов, тело цикла, модификация счетчика циклов, опрос условия выхода из программного цикла [88, 89]. Чтобы формирование временного интервала не изменило текущее состояние программы и ход ее выполнения после завершения данной задачи, необходимо в тело цикла включать соответствующие команды, например команду «пор» – пустая операция.

Такую процедуру можно представить как формирование временно-го интервала с помощью «программного счетчика». Аналогом периода тактирующих сигналов, или дискретности формирования временного интервала, служит время одного прохода тела цикла ($T_{ц}$). Формируемый интервал будет пропорционален $T_{ц}$ и числу, записанному в счетчик циклов.

Важным достоинством программного способа формирования временных интервалов является простота аппаратной реализации: необходим только микропроцессор. Однако в данном способе много недостатков:

- неэффективное использование микропроцессора: выполняет элементарные, однотипные операции, его интеллектуальные возможности не используются;
- возможен только одноканальный вариант ФСУ (см. раздел 2.3.5);
- сокращение функций, реализуемых МПСУ;
- ограниченный диапазон угла регулирования ($\alpha < 60$ эл. град.).

Поясним два последних недостатка. Обозначим время, необходимое для формирования максимального угла управления, как $t_{\alpha \max}$, а время, необходимое для выполнения остальных функций, прежде всего функции регулятора, как t_p . Как было сказано выше, весь алгоритм расчета должен быть выполнен за интервал повторения. Таким образом, для выполнения всех функций должно выполняться неравенство

$$T_{ип} \leq t_{\alpha \max} + t_p. \quad (2.1)$$

Графически эта ситуация изображена на рис. 2.5.

Нетрудно видеть, что чем больше максимальный угол управления (интервал $t_{\alpha \max}$), тем меньше времени остается на выполнение остальных функций. Очевидно, что при таком способе реализации

функции модулятора максимальный угол регулирования равен 60 эл. град. (во временной области – $T_{инт}$). Но в этом случае другие функции уже реализовать невозможно, за исключением, может быть, ФАР, которая на фоне интервала $T_{инт}$ выполняется практически мгновенно.

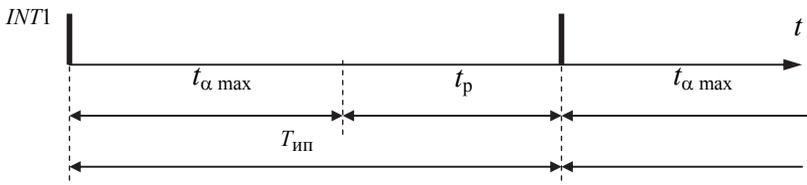


Рис. 2.5

Стратегическая функция регулятора, требует, как правило, много времени на реализацию, что автоматически снижает возможный угол α ($t_{\alpha \max}$) и соответственно диапазон изменения выходного напряжения.

В процессе разработки МПСУ возможны два пути решения неравенства (2.1). Причем, как правило, $T_{инт}$ и тип регулятора заданы и вариации не подлежат. Тогда, если задано $t_{\alpha \max}$ (меньше $T_{инт}$), то можно определить время расчета регулятора, а значит, быстродействие и тип микропроцессора. Если же последний задан, т. е. известно t_p , то по остатку определяется максимально возможный угол регулирования, величина которого обуславливается выбранной микропроцессорной элементной базой.

Аппаратный способ формирования временных интервалов требует использования дополнительных периферийных устройств – преобразователей «код – временной интервал», функции которых выполняют программируемые таймеры. Эти периферийные устройства (или более сложные структуры – таймерные модули) состоят из двоичных счетчиков (основа) и цифровой «обвязки», которая определяет возможности устройства и которая хранит записанную микропроцессором информацию о текущем режиме его работы. Аппаратная процедура формирования временных интервалов определяется, прежде всего, возможностями программируемого таймера. К ним можно отнести следующее: наличие режима (канала) выходного сравнения, возмож-

ность формирования запроса на прерывание по различным событиям (обнулению, сравнению, периоду, переполнению), режимы счета (суммирующий, вычитающий, реверсивный и т. д.), организацию счета от нуля или предварительно записанного числа, возможность останова и сброса счетчика и т. п. [74, 82, 84].

Достоинства и недостатки аппаратного способа формирования угла управления противоположны достоинствам и недостаткам программного способа. Достоинство – более эффективное использование микропроцессора: исчезает рутинная задача реализации ФМ, освобождается время для выполнения интеллектуальных задач (функции регулятора, алгоритмического распределения, диагностики и т. д.). Недостатки – расширение аппаратных средств и, следовательно, увеличение массы, габаритов и стоимости МПСУ.

Выбор способа формирования t_{α} зависит от задач, возложенных на МПСУ УВ. Если система разомкнута и требуются небольшие углы управления, то вполне допустимо использовать программный способ.

Примечание. Выше затронута важная техническая проблема – распределение функций между аппаратурой и программными средствами. Ее решение – одна из важнейших задач в процессе оптимизации разрабатываемой МПСУ. И решается она в каждом конкретном случае по-своему. В этой связи можно отметить лишь два момента. Во-первых, реализация функций аппаратными средствами упрощает программное обеспечение (разгружает МП), и наоборот. Во-вторых, *имеющиеся аппаратные средства МПСУ должны быть обязательно использованы*. Так, если в МПСУ УВ имеется незадействованный программируемый таймер, то, очевидно, нужно выбрать именно аппаратный способ формирования угла управления. Реализованная с учетом такого подхода МПСУ в большей степени соответствует понятию «оптимальная система».

Так как в настоящее время наибольшее распространение получил аппаратный способ формирования угла управления, то в дальнейшем (кроме оговоренных случаев) мы будем подразумевать именно его.

Рассмотрим количественную сторону формирования угла управления, а именно то, как производится расчет параметров счетчика – программного или аппаратного. В общем случае исходными данными будут длительность временного интервала T и относительная погрешность ее формирования δ . Требуется определить число N , записываемое в счетчик, и период тактирующих импульсов $T_{\text{ТИ}}$ (для программного счетчика это соответствует времени одного прохода цикла $T_{\text{Ц}}$).

Расчет указанных параметров чаще всего представляет собой итерационный процесс, так как неизвестных параметров больше, чем связывающих их уравнений. В этом случае какой-то параметр (чисто инженерный подход) приходится задавать и потом проверять полученный результат. Если последний не соответствует каким-либо ограничениям, то параметры корректируют и расчет производят снова. В общем случае для программного и аппаратного счетчика можно записать:

$$T = T_{\text{ти}} \cdot N. \quad (2.2)$$

Необходимо определить оба сомножителя в правой части уравнения (2.2), что обуславливает использование описанного выше подхода.

Предварительно учтем условие обеспечения требуемой погрешности (справедливое для обоих вариантов), определив минимальное значение счетчика:

$$N_{\text{min}} = [1 / \delta]. \quad (2.3)$$

Далее процедуры расчета параметров аппаратного и программного счетчика различаются.

Программный счетчик

- Выбор значения счетчика из условия:

$$N > N_{\text{min}}.$$

- Вычисление времени выполнения одного прохода цикла:

$$T_{\text{ц}} = T / N.$$

- На основе фактической частоты тактирования микропроцессора и особенностей выполнения им команд (число тактов на команду) выбирается последовательность инструкций, время выполнения которой будет близко значению $T_{\text{ц}}$. Для повышения точности в тело цикла целесообразно включить и команды по организации цикла: декремент счетчика и проверку его состояния на равенство нулю.

- Проверка формирования временного интервала с точки зрения заданной точности:

$$(1 - \delta)T < T_{\text{ф}} = T_{\text{фц}} N < (1 + \delta)T, \quad (2.4)$$

где $T_{\text{ф}}$ – фактическая длительность интервала; $T_{\text{фц}}$ – фактическая длительность одного прохода цикла.

Если условия (2.4) выполняются, то расчет закончен. Иначе требуется корректировка тела цикла и выполнение следующей итерации.

Аппаратный счетчик. Для аппаратного счетчика выражение (2.2) соответствует суммирующему или вычитающему режиму работы. Для реверсивного режима счета в формуле (2.2) следует подставить множитель «2».

Учтем, что периферийные устройства (в том числе и таймеры), входящие в состав микроконтроллера, как правило, тактируются высокочастотными тактирующими импульсами внутренней шины с частотой (обозначим ее $f_{\text{ш}}$), которая известна и в целое число раз меньше частоты тактирования ядра процессора. Поступая в периферийные устройства, эта частота может дополнительно уменьшаться в целое число раз с помощью собственного программируемого делителя частоты. Его коэффициент деления $K_{\text{дел}}$ представляет собой либо ограниченный ряд простых четных чисел, либо чисел целой степени числа «2» [74]. Соответственно параметры импульсов, тактирующих программируемый таймер, определяются как

$$f_{\text{ти}} = f_{\text{ш}} / K_{\text{дел}}, \quad \text{или} \quad T_{\text{ти}} = T_{\text{ш}} K_{\text{дел}},$$

а уравнение (2.2) переписывается как

$$T = T_{\text{ти}} N = T_{\text{ш}} K_{\text{дел}} N = K_{\text{дел}} N / f_{\text{ш}}. \quad (2.5)$$

В уравнении (2.5) два сомножителя в правой части, строго говоря, неизвестны, однако известны возможные варианты коэффициента деления.

Учтем также, что разрядность счетчиков $n_{\text{сч}}$ программируемых таймеров известна, следовательно, известно и максимальное число, до которого он может считать при суммировании: $N_{\text{max сч}} = 2^{n_{\text{сч}}} - 1$. Так, для 8-разрядного счетчика это число равно 255, а для 16-разрядного 65 535.

С учетом приведенных выше условий и выражения (2.3) порядок расчета будет следующим:

- выбор из возможного ряда коэффициента деления $K_{\text{дел}}$ и определение значения счетчика из выражения (2.5):

$$N = T f_{\text{ш}} / K_{\text{дел}};$$

- проверка полученного значения на соответствие граничным условиям:

$$N_{\min} < N < N_{\max}. \quad (2.6)$$

Если одно из условий (2.6) не выполняется, необходимо скорректировать значение коэффициента деления и выполнить следующую итерацию.

В результате расчета должны быть получены параметры программируемого таймера: N и коэффициент $K_{\text{дел}}$, определяющий через известный период $T_{\text{ш}}$ период тактирующих импульсов $T_{\text{ти}}$. В приложении 2 приведен пример расчета параметров аппаратного счетчика.

Если величина коэффициента деления регламентируется техническими возможностями таймера, то по отношению к значению счетчика N возникает вопрос: как его оптимальным образом использовать в программируемом таймере и в целом в программном обеспечении для формирования требуемого временного интервала T ? Ответ на этот вопрос зависит от целого ряда факторов. Во-первых, от возможностей аппаратного счетчика, которые упомянуты выше. Во-вторых, от условий формирования временного интервала в МПСУ: является ли данный интервал периодическим или однократным, синхронизируется ли его начало с каким-либо событием в системе и т. д. Примеры использования величины N для формирования временных интервалов приведены в приложении 3.

2.3.5. ЧИСЛО КАНАЛОВ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ ФСУ

По числу каналов ФСУ подразделяются на **одноканальные** и **многоканальные** [8]. В одноканальных системах импульсы управления для всех вентилях вырабатываются в одном общем канале, из которого они по очевидной логике распределяются по вентилям. В многоканальных системах импульсы управления на каждый ventиль (или локальную группу) вырабатываются в своем канале.

Число каналов в ФСУ определяется числом устройств, формирующих угол управления [8, 15, 90].

В микропроцессорных ФСУ число каналов определяется числом программируемых таймеров, используемых для формирования угла управления.

Рассмотрим варианты построения микропроцессорных ФСУ с этой точки зрения. Для МПСУ трехфазным мостовым выпрямителем вроде бы логично строить ФСУ на шести программируемых таймерах (каждый – для своего вентиля). Основное достоинство такой многоканальной МП ФСУ – простота реализации ФАР, а основной недостаток – большие аппаратные затраты (неидентичность каналов в цифровых системах в отличие от аналоговых практически не проявляется). Однако такой вариант построения фазосдвигающего устройства в МПСУ УВ почти не используется. Это объясняется следующими причинами. Во-первых, не в каждом МК присутствует такое количество ПТ. Во-вторых, объект управления (управляемый выпрямитель) принципиально позволяет в силу особенностей своей работы уменьшить число каналов.

В то же время сокращение числа каналов автоматически усложняет реализацию функции ФАР и формирование углов управления, больших чем $2\pi/m_{\Sigma}$ (m_{Σ} – эквивалентное число фаз УВ [8]). Однако усложнение касается в основном только программного обеспечения, а в аппаратуре всегда получается выигрыш, что часто становится главным аргументом в выборе числа каналов микропроцессорного ФСУ.

Ниже описаны наиболее распространенные варианты построения микропроцессорных ФСУ трехфазным мостовым УВ с точки зрения числа каналов. На рис. 2.6, *а* показана схема выпрямителя, а на рис. 2.6, *б* – временные диаграммы, поясняющие особенности работы этих вариантов. Для простоты будем считать, что максимально возможный угол управления равен 180 эл. град.

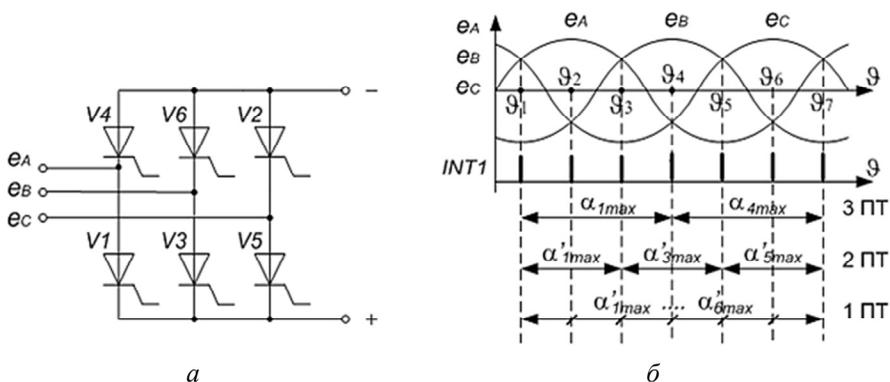


Рис. 2.6

Трехканальное микропроцессорное ФСУ. В этом случае один программируемый таймер используется для управления вентилями одной фазы, или плеча управляемого выпрямителя. Если рассмотреть работу вентиля одного плеча, например фазы A , по временным диаграммам (рис. 2.6, б), то можно увидеть, что максимально возможный угол управления, равный 180 эл. град., для первого вентиля $V1$ ($\alpha_{1\max}$) никогда не перекрывается аналогичным углом для четвертого вентиля $V4$ ($\alpha_{4\max}$). Эти углы соприкасаются в точке ϑ_4 (см. линию «3 ПТ» на рис. 2.6, б). Поэтому один программируемый таймер может формировать углы управления для двух вентилях одной фазы как в выпрямительном, так и в инверторном режиме. Микропроцессор при этом должен организовать формирование импульсов управления и в соответствии со ССВ распределить их по вентилям.

Двухканальное микропроцессорное ФСУ. В этом случае таймеры работают на вентильные группы управляемого выпрямителя: один – на анодную группу, второй – на катодную. Такой вариант еще в большей степени упрощает аппаратуру, но сужает диапазон независимого формирования одним программируемым таймером углов управления вентилями одной группы. Как видно из рис. 2.6, б, в диапазоне $\alpha \leq 120$ эл. град. интервалы формирования углов управления вентилями одной группы не перекрываются, что обеспечивает, в частности, без затруднений полный охват выпрямительного и частично инверторного режима (при большой индуктивности сглаживающего фильтра [8]). Более сложная ситуация возникает при $\alpha > 120$ эл. град. Например, в момент ϑ_3 еще формируется угол управления для вентиля $V1$, отсчитываемый от точки ϑ_1 , а нужно уже начинать формировать угол управления вентилем $V3$. Данную ситуацию (наложение интервалов) можно обойти программными средствами, т. е. за счет усложнения программного обеспечения, но об этом речь пойдет ниже.

На рис. 2.6, б в двухканальном варианте (линия «2 ПТ») для вентилях катодной группы отмечены штрихом максимально возможные углы управления, реализуемые аппаратно, без привлечения дополнительных программных средств.

Одноканальное микропроцессорное ФСУ. Использование одного программируемого таймера для управления шестью вентилями трехфазного мостового УВ возможно потому, что логика работы преобразователя подразумевает включение в течение интервала повторения (одной шестой части периода сети) только одного вентиля. Причем

вентили включаются в строго определенном порядке. Как и в предыдущем случае, при таком построении микропроцессорного ФСУ существует диапазон, в котором углы управления всеми шестью вентилями могут формироваться независимо друг от друга. В одноканальном варианте это возможно при $\alpha \leq 60$ эл. град. При большей величине угла происходят наложения формируемых интервалов: в диапазоне $60 < \alpha < 120$ эл. град. накладываются интервалы регулирования двух соседних вентиляей, а при $\alpha > 120$ эл. град. – интервалы регулирования трех вентиляей. Таким образом, здесь ситуация еще больше обострилась. Однако и ее можно разрешить соответствующим усложнением программных средств (см. раздел 2.3.8).

На рис. 2.6, б в одноканальном варианте (линия «1 ПТ») для вентиляей УВ отмечены штрихом максимально возможные углы управления, реализуемые аппаратно, без привлечения программных средств.

Подчеркнем еще одно, помимо упрощения аппаратуры, достоинство одноканальных МП ФСУ. Так как ПТ может формировать угол управления не больше 60 эл. град., то в этом случае более эффективно используется его разрядность. Определим вес одного разряда, или погрешность, при формировании угла α 8-битным программируемым таймером:

$$\delta = 60/255 = 0,23 \text{ эл. град.}$$

т. е. погрешность составляет всего 0,23 эл. град. (0,38 %), что для многих применений вполне приемлемо. В двух- и трехканальном вариантах эта погрешность (при той же разрядности ПТ) соответственно увеличивается в два и три раза.

2.3.6. СПОСОБЫ ОРГАНИЗАЦИИ МОМЕНТА ОТСЧЕТА ВРЕМЕННОГО ИНТЕРВАЛА

По первому признаку классификации (см. раздел 2.3.3) микропроцессорные ФСУ подразделяются на синхронные и асинхронные. Рассмотрим по отдельности эти два типа.

Синхронные (или неавтономные) микропроцессорные ФСУ по умолчанию рассматривались нами выше, и их признаки уже известны. Но все-таки их необходимо зафиксировать и далее провести по ним сравнение с асинхронными системами. В синхронных устройствах на каждом n -м интервале повторения *отсчет угла управления* $\alpha_{[n]}$ (рис. 2.7, а), или соответствующего временного интервала, *произво-*

дится от точек естественной коммутации. Чтобы обеспечить точную привязку к этим точкам, в МПСУ используется режим прерывания, который инициируется, как было показано выше, блоком синхронизации с сетью, формирующим сигналы запроса на прерывание $INT1$, совпадающие по времени с ТЕК (рис. 2.7, а). По этим сигналам микропроцессор заканчивает текущую команду и по специальной процедуре переходит на подпрограмму обслуживания запроса на прерывание. В данной подпрограмме его главной задачей является загрузка в ПТ кода длительности нового временного интервала (N_α) и запуск его на счет. После завершения подпрограммы микропроцессор продолжает выполнять прерванную головную программу. Вопрос формирования импульсов управления (после обработки таймером интервала t_α) пока опускаем.

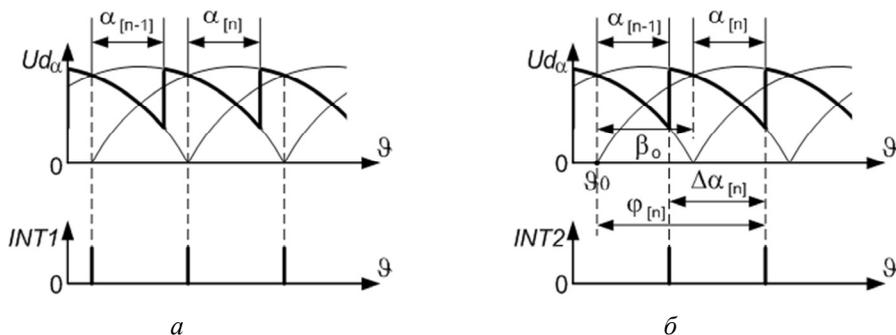


Рис. 2.7

Можно сказать, что синхронное микропроцессорное ФСУ – это жесткая конструкция, четко привязанная к сетевому напряжению, поэтому ее еще называют неавтономной. К ее основным достоинствам относят следующее: во-первых, возможность функционирования как в разомкнутом, так и в замкнутом режиме; во-вторых, постоянство времени, предоставляемого для расчета следующего значения N_α . Оно определяется силовой схемой, частотой сети и равно интервалу повторения. В качестве примера для частоты сети, равной 50 Гц, величина ИП (в градусном и временном выражении) при разном эквивалентном числе фаз УВ приведена в табл. 2.1.

В качестве недостатка синхронных микропроцессорных ФСУ можно указать зависимость надежности синхронизации от качества сетевого

напряжения и сложность реализации одноканального варианта при α больше 60 эл. град. Последний вопрос подробно будет рассматриваться в разделе 2.3.8.

Таблица 2.1

**Величина интервала повторения
для различных схем выпрямителей**

Силовая схема	β_0 , эл. град.	$T_{ип}$, мс
$m_3 = 2$	180	10,0
$m_3 = 3$	120	6,66
$m_3 = 6$	60	3,33

В **асинхронных (или автономных) микропроцессорных ФСУ** момент отсчета временного интервала, определяющего включение очередного вентиля, задается моментом включения предыдущего (согласно очередности их включения) вентиля. Таким образом, в асинхронных микропроцессорных ФСУ формируется временной интервал между коммутациями соседних вентилях. Принцип его формирования в подобных устройствах показан на рис. 2.7, б. Здесь введены следующие обозначения:

$\alpha_{[n-1]}$ – угол включения вентиля на $[n - 1]$ -м ИП;

$\alpha_{[n]}$ – угол включения вентиля на $[n]$ -м ИП;

$\Delta\alpha_{[n]}$ – интервал между включением вентилях на $[n]$ -м и $[n-1]$ -м интервалах повторения;

$\varphi_{[n]}$ – угол включения вентиля на $[n]$ -м ИП, отсчитываемый от начала предыдущего ИП, т. е. от точки ϑ_0 .

Величина ИП в радианах вычисляется по формуле

$$\beta_0 = 2\pi / m_3.$$

Из рисунка можно вывести следующие очевидные соотношения:

$$\varphi_{[n]} = \beta_0 + \alpha_{[n]} = \alpha_{[n-1]} + \Delta\alpha_{[n]}, \quad (2.7)$$

$$\Delta\alpha_{[n]} = \beta_0 + \alpha_{[n]} - \alpha_{[n-1]}.$$

Следовательно, зная предыдущее и последующее значения углов управления, можно определить интервал между включением предыдущего и следующего вентиля, что и требуется для асинхронного управления вентилями УВ. Этот интервал также должен формироваться

программируемым таймером. Но, чтобы занести в него очередное значение, микропроцессор должен знать, когда закончилось формирование предыдущего интервала $\Delta\alpha_{[n-1]}$. Это лучше всего реализуется запросом на прерывание от самого ПТ. В типовой структуре МПСУ управляемым выпрямителем этот сигнал обозначен как *INT2* (см. рис. 2.2 и 2.7, б). По этому запросу микропроцессор переходит на выполнение соответствующей подпрограммы, в которой его главной задачей также является загрузка в программируемый таймер информации и запуск его на счет. Отличие заключается только в характере входной информации: она задает величину не угла α , а интервала $\Delta\alpha$.

Из выражения (2.7), в частности, видно, что в установившемся режиме, когда $\alpha_{[n]} = \alpha_{[n-1]}$, интервал $\Delta\alpha$ будет равен β_0 . Кстати, то же самое имеет место в статическом режиме и в синхронных микропроцессорных ФСУ.

Важное достоинство асинхронных МП ФСУ заключается в простоте реализации одноканального варианта. Как работа управляемого выпрямителя представляет собой ряд последовательных коммутаций вентилях, так и асинхронное микропроцессорное ФСУ формирует последовательный ряд межкоммутационных интервалов. Причем согласно выражению для $\Delta\alpha$ принцип формирования моментов коммутации не зависит от величины угла управления. Следовательно, алгоритм работы во всем диапазоне изменения угла α будет один и тот же. Это соответственно упрощает программное обеспечение по сравнению с синхронным одноканальным вариантом.

Следует упомянуть еще одно достоинство асинхронных ФСУ, не связанное прямо с микропроцессорной реализацией. Асинхронные системы импульсно-фазового управления изначально [90] были разработаны с целью исключения влияния искажений сетевого напряжения на работу системы управления УВ. «Привязавшись» один раз к сети, асинхронные системы управления УВ далее за счет обратной связи по току или напряжению работают автономно. Таким образом, асинхронные МП ФСУ могут устойчиво работать при наличии искажений в сети.

К недостаткам можно отнести следующее.

1. Работа асинхронных МП ФСУ возможна только в системах с обратной связью. Иначе, в силу неточного соответствия временных параметров сетевого напряжения и временных параметров формируемых МПСУ углов управления, выходное напряжение будет «плыть» в сторону увеличения или уменьшения выходного напряжения (как сигнал

на экране осциллографа с несинхронизированной разверткой). Указанное несоответствие, в частности, может возникнуть из-за отклонения частоты питающей сети от 50 Гц и из-за ограниченной разрядности программируемого таймера.

2. В текущем режиме асинхронное микропроцессорное ФСУ работает без синхронизации с сетью. Распределение импульсов управления между вентилями происходит в соответствии с алгоритмом работы УВ. Но первое включение, с целью правильного распределения импульсов управления, должно быть «привязано» к сети. В этой связи и в МПСУ подобного типа должен быть БСС (может быть, более простой).

3. Асинхронный режим работы требует наличия запроса на прерывание как от блока синхронизации с сетью (для первого включения), так и от программируемого таймера, что усложняет в определенной степени и аппаратуру, и программное обеспечение.

4. В установившемся режиме время, предоставляемое для расчета алгоритма управления (или время между коммутациями), постоянно и равно β_0 . Но в динамике, когда последующие углы управления могут быть как больше, так и меньше предыдущих, соответственно будет меняться и время между коммутациями, т. е. время, предоставляемое для расчета алгоритма.

На этом недостатке остановимся подробнее. Особенно тяжелым случаем является динамический процесс, когда угол управления уменьшается, соответственно согласно выражению (2.7) будет уменьшаться и $\Delta\alpha$. Это может привести к тому, что для расчета новых данных управления просто не хватит времени. Чтобы этого не произошло, в асинхронных микропроцессорных ФСУ скачок угла управления в сторону уменьшения ограничивают путем задания величины $\Delta\alpha_{\min}$. Эта величина выбирается из условия гарантированного расчета микропроцессором новых данных для управления. В этом случае «недобор» по углу α переходит на следующие интервалы повторения, что, несомненно, ухудшает динамику системы регулирования в целом.

Таким образом, синхронные и асинхронные МП ФСУ имеют как достоинства, так и недостатки. Выбор того или иного вида определяется многими факторами: возможностями микроконтроллера, силовой схемой управляемого выпрямителя, электромагнитной совместимостью с конкретной сетью, требованиями к системе (например, к ЭП) в целом, особенностями ее работы и т. д. В табл. 2.2 приведены для наглядного сравнения характеристики обоих видов микропроцессорных ФСУ.

Характеристики микропроцессорных фазосдвигающих устройств

№ п/п	Синхронное МП ФСУ	Асинхронное МП ФСУ
1	Синхронизация от БСС	Синхронизация от БСС (при первом включении) и от ПТ
2	Время расчета постоянное	Время расчета переменное
3	Вычисление α	Вычисление $\Delta\alpha$
4	Работа в разомкнутой и замкнутой системе	Работа только в замкнутой системе
5	Усложнение алгоритма управления в одноканальном варианте при $\alpha > \beta_0$	Простота и постоянство алгоритма работы при любом α
6	Возможность практически любого скачка угла управления.	Ограничение скачка угла управления в сторону уменьшения
7	Неработоспособность в сетях с искажениями	Работоспособность в сетях с искажениями

В ряде случаев, например при ограниченном числе программируемых таймеров в микроконтроллере, при ограниченном числе внешних входов для запросов на прерывание, при невысоких требованиях к точности поддержания уровня выходного напряжения, можно использовать **синхронно-асинхронный вариант микропроцессорного ФСУ**. Его суть заключается в следующем [44, 46]. Синхронизация от ТЕК осуществляется только один или два раза за период сети по одной из фаз для формирования угла α соответствующего вентиля, а формирование интервалов времени, определяющих момент включения остальных вентилях в группе или в УВ в целом, производится асинхронно. На следующем периоде все повторяется. Возможное отклонение выходного напряжения из-за неидеальности формируемых временных интервалов не будет существенным за период сети (20 мс).

Реализация этого варианта требует значительно меньше аппаратных средств (меньшего числа ПТ и более простого БСС), что наиболее явно проявляется в одноканальном варианте. Как обычно, при этом усложняется программное обеспечение: оно должно реализовать и синхронный и асинхронный принцип работы. Кроме того, могут возникать проблемы при наложении асинхронных и синхронных интервалов. Важным достоинством синхронно-асинхронного МП ФСУ является возможность работать как в замкнутых, так и в разомкнутых системах.

2.3.7. СПОСОБЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ИМПУЛЬСОВ УПРАВЛЕНИЯ

Одна из функций МПСУ – функция алгоритмического распределения. Она тесно связана с числом каналов микропроцессорного ФСУ. Чем больше каналов, тем проще реализовать распределение. Так, в случае шестиканального микропроцессорного ФСУ функция алгоритмического распределения реализуется автоматически: каждый канал формирует угол и импульс управления для своего вентиля. В случае трехканального варианта импульс управления каждого канала нужно распределить между двумя вентилями, в случае двухканального варианта – между тремя вентилями, а в случае одноканального варианта – между шестью вентилями. Последний случай (самый сложный) рассмотрим подробнее. Методы же, используемые в данном случае, могут быть распространены и на остальные варианты построения микропроцессорного ФСУ.

Распределение импульсов управления в одноканальных микропроцессорных ФСУ может быть реализовано двумя способами: с подпрограммой прерывания и без подпрограммы прерывания по программируемому таймеру. В обоих случаях аппаратура примерно одна и та же, более существенно различие в программном обеспечении.

На рис. 2.8 показана схема функциональной части одноканального микропроцессорного ФСУ (интерфейсная часть не показана). В ее состав входят один программируемый таймер PT , шестиразрядный регистр RG , одновибратор и шесть логических элементов 2И. Программируемый таймер и RG программно доступны. Обращение к ним происходит соответственно по адресам $ADR1$ и $ADR2$. Ниже описывается наиболее сложный случай – формирование и распределение *узких* импульсов управления.

В случае распределения импульсов **с подпрограммой прерывания по ПТ** алгоритм распределения следующий. В заданный момент времени микропроцессор записывает в программируемый таймер (внутренним сигналом $WR1$) код N_α , определяющий длительность формирования требуемого интервала, и запускает его на счет (пусть это происходит автоматически при записи данных). Отсчитав заданное число периодов тактирующих сигналов f_T и сформировав тем самым интервал t_α , программируемый таймер создает на выходе импульс, который поступает на линию $INT2$ и далее на программируемый контроллер прерывания (см. рис. 2.2).

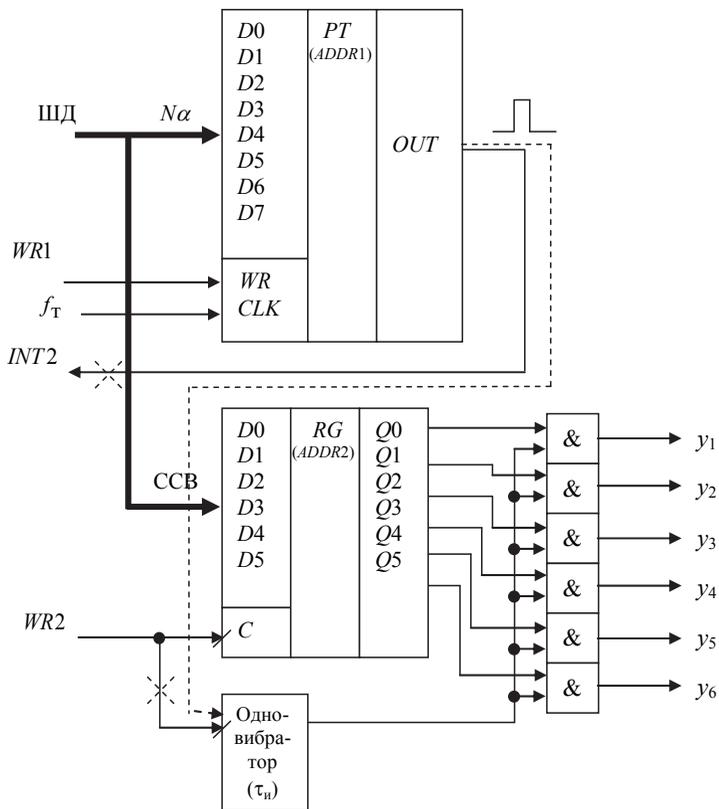


Рис. 2.8

По соответствующей процедуре микропроцессор переходит на подпрограмму прерывания по ПТ. В ней одной из первых команд является посылка в *RG* по адресу *ADR2* шестизрядного слова состояния вентилей, которое записывается внутренним сигналом *WR2*. Этот же сигнал поступает на вход одновибратора, который формирует требуемую длительность управляющего импульса τ_n , поступающего на один из входов всех шести логических элементов 2И. На второй вход этих элементов поступает уровень сигнала с соответствующего разряда регистра *RG*. Импульс управления появляется на выходе того логического элемента, на втором входе которого присутствует единица. Далее сформированные импульсы ($y_1 - y_6$) через усилители и гальваниче-

скую развязку непосредственно поступают на управляющие электроды тириستоров.

В случае же распределения импульсов **без подпрограммы прерывания по ПТ** алгоритм распределения несколько иной. В определенный момент времени МП записывает сначала ССВ в RG (в этом случае сигнал $WR2$ на вход OB не поступает), а затем код N_α – в программируемый таймер (такой порядок предотвращает пропуск импульсов управления при $\alpha \rightarrow 0$). Отсчитав заданный интервал, ПТ также формирует на выходе импульс, который поступает не на линию $INT2$, а на вход одновибратора (см. штриховую линию). Далее все происходит, как в предыдущем случае.

Достоинством первого варианта распределения будет гибкость в управлении UB : в RG можно записать информацию, которая наиболее полно отвечает моменту времени, непосредственно предшествующему началу формирования импульса управления и его распределения. Кроме того, этот способ хорошо стыкуется как с асинхронным, так и синхронным типом ФСУ. Недостатком является усложнение программного обеспечения: появляется дополнительная подпрограмма по прерыванию от программируемого таймера.

Достоинство второго варианта – простота программного обеспечения (по сравнению с первым вариантом). Недостатки – жесткая заданность распределения импульсов еще на начальной стадии формирования угла управления, использование только в синхронных микропроцессорных ФСУ.

Примечание. В случае формирования широких импульсов аппаратура упрощается. Поэтому читателю предлагается самостоятельно ее разработать и, возможно, уточнить процедуру взаимодействия с микропроцессором.

2.3.8. ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ ОДНОКАНАЛЬНЫХ СИНХРОННЫХ ФСУ ПРИ БОЛЬШИХ УГЛАХ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Напомним, что под большим углом регулирования в данном случае понимается угол $\alpha > \beta_0$. Именно в связи с такой величиной угла регулирования в разделе 2.3.5 применительно к одноканальным микропроцессорным ФСУ говорилось о возникновении конфликта: с началом нового ИП один ПТ должен одновременно формировать два различных временных интервала, что, естественно, невозможно. Также там было сказано, что данный конфликт можно разрешить программным способом. К настоящему моменту читатель ознакомился с достаточным

количеством материала, чтобы понять принцип решения этой проблемы.

Для ясности изложения сформулируем заново основные свойства микропроцессорного ФСУ, для которого решается данная проблема:

- объект управления – трехфазный управляемый мостовой выпрямитель;
- микропроцессорное ФСУ – синхронное, т. е. отсчет α производится от ТЕК;
- микропроцессорное ФСУ – одноканальное, следовательно, в системе один программируемый таймер;
- максимальный угол управления, формируемый таймером, меньше 60 эл. град.;
- распределение импульсов происходит без подпрограммы прерывания от ПТ;
- возможно прерывание от ПТ.

Задача – реализовать при данных условиях угол регулирования во всем диапазоне, т. е. от нуля до 180 эл. град.

Представим величину угла управления в следующем виде:

$$\alpha = n^* \beta_0 + \alpha^*, \quad (2.8)$$

где $n = [\alpha / \beta_0]$ – целая часть частного ($n = 0, 1, 2$); α^* – остаток от целочисленного деления (очевидно, что $\alpha^* < \beta_0$).

Нетрудно видеть, что коэффициент n показывает, в каком интервале повторения относительно данной ТЕК должно закончиться формирование соответствующего угла управления. Если он должен закончиться на том же интервале повторения, от начала которого он отсчитывается, то $n = 0$, если на следующем интервале, то $n = 1$ и т. д. Для упрощения терминологии будем называть эти ИП зонами, а n – номером зоны.

В соответствии с выражением (2.8) предлагается:

- посредством ПТ формировать только угол α^* , который всегда меньше β_0 и соответственно может быть сформирован этим ПТ в соответствии с приведенными выше условиями;
- остальные части угла α , кратные β_0 , не формировать, так как по принципу работы управляемого выпрямителя все равно на каждом ИП должна происходить только одна коммутация вентиля, по крайней мере, в установившемся режиме.

Но возникает другая проблема – реализация ФАР, а именно: *на какой вентиль следует подать импульс управления, для которого формирование угла α^* закончилось на данном интервале повторения?*

Вспомним работу блока синхронизации с сетью. Помимо сигналов INT1, совпадающих с ТЕК, он формирует ССФ сети, позволяющее, как было сказано выше, правильно распределить импульсы управления (составить ССВ) на интервале повторения, соответствующем считанному ССФ. Таблицу, представленную на рис. 2.4, преобразуем в табл. 2.3, приведенную ниже.

Таблица 2.3

**Порядок включения вентиляей
в одноканальных синхронных микропроцессорных ФСУ**

ССФ	$n = 0$	$n = 1$	$n = 2$
5	V1	V6	V5
1	V2	V1	V6
3	V3	V2	V1
2	V4	V3	V2
6	V5	V4	V3
4	V6	V5	V4

Колонка « $n = 0$ » полностью соответствует таблице рис. 2.4, эта колонка, в частности, указывает, какой вентиль нужно включать при том или ином ССФ, если $\alpha < \beta_0$. Например, при ССФ, равном 5, должен включаться V1 и должен быть повторно включен V6 (в дальнейшем для краткости вопрос повторного включения предыдущего вентиля будем опускать). Если же угол управления находится в пределах $\beta_0 < \alpha < 2\beta_0$ (т. е. $n = 1$), то вентиль V1 должен быть включен на следующем интервале повторения, для которого ССФ равно 1. То же самое будет справедливо и для других вентиляей. Таким образом, колонка « $n = 1$ » должна отличаться от колонки « $n = 0$ » циклическим сдвигом номеров вентиляей вниз на одну строку. Для колонки « $n = 2$ » нужно выполнить то же самое относительно колонки « $n = 1$ ». Таким образом, табл. 2.3 позволяет однозначно распределить импульсы управления в одноканальных синхронных МП ФСУ при любой величине угла управления.

Рассмотрим теперь работу такого микропроцессорного ФСУ в динамике, т. е. при изменении угла управления, причем при изменении с переходом из одной зоны в другую, что в табл. 2.3 соответствует

переходу к другому значению переменной n . В упрощенном виде работа микропроцессорного ФСУ, а также процессы в управляемом выпрямителе изображены на рис. 2.9. Утолщенной линией на нем показана кривая выходного напряжения Ud_α .

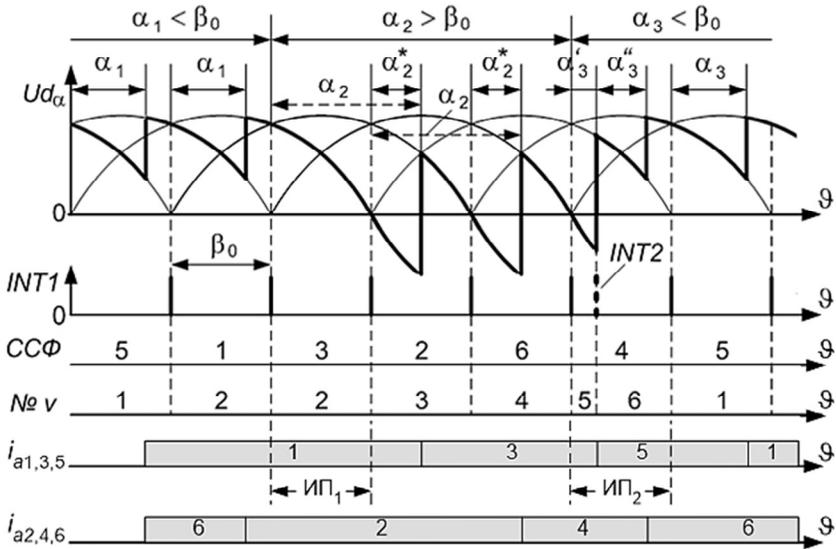


Рис. 2.9

Весь интервал времени, представленный на рисунке, разбит на три подынтервала, на каждом из которых происходит управление вентилями управляемого выпрямителя со своим углом α . Причем на первом подынтервале $\alpha_1 < \beta_0$, на втором – $\beta_0 < \alpha_2 < 2\beta_0$, на третьем снова – $\alpha_3 < \beta_0$. Под эпюрами кривой выходного напряжения приведены сигналы запросов на прерывание $INT1$, ССФ на интервалах повторения, номера включаемых на этих интервалах вентилях, а также обозначены интервалы работы вентилях $V1 - V6$ в виде анодных токов, протекающих в тиристорах катодной группы ($i_{\alpha 1,3,5}$) и в тиристорах анодной группы ($i_{\alpha 2,4,6}$).

Примечание. Предполагается, что выходной ток выпрямителя непрерывный, угол коммутации γ мал, и им можно пренебречь.

Как показано на рис. 2.9, в первом подынтервале, для которого $n = 0$, при ССФ = 5 включается вентиль $V1$ (и дублируется включение вентилей $V6$; далее дублирование опускаем), при ССФ = 1 – вентиль $V2$. Затем начинается второй подынтервал, для которого $n = 1$. Из рисунка, в частности, видно, как углы α_2 , относящиеся к соседним зонам, перекрывают друг друга (штриховые двунаправленные стрелки). Первое на данном подынтервале ССФ = 3, для него и для $n = 1$ (см. табл. 2.3) необходимо включить $V2$, но он уже включен. Чтобы не нарушать алгоритм работы (в программном обеспечении) микропроцессорного ФСУ, необходимо просто подтвердить его включение в любой момент времени, т. е. фактически никаких коммутаций в силовой схеме на данном интервале повторения (на рисунке он обозначен как ИП₁) не происходит. Далее в соответствии с алгоритмом работы управляемого выпрямителя после формирования таймером углов управления включаются тиристоры $V3$ и $V4$ (см. интервалы их проводимости на двух нижних осях рис. 2.9).

Таким образом, увеличение угла управления с переходом в следующую зону особых сложностей не вызывает. Сложности начинаются при переходе к третьему подынтервалу, когда угол управления уменьшается с переходом в другой диапазон ($n = 0$). Для нового интервала повторения ССФ = 4. Для него и для $n = 0$ (табл. 2.3) необходимо включить $V6$, но при этом нарушается очередность включения вентиля, так как по порядку должен быть включен $V5$. Нарушение последовательности включения вентиля может привести к аварийным режимам, вызванным опрокидыванием или прорывом преобразователя в инверторном режиме [5].

Для сохранения указанной последовательности на данном интервале повторения (на рисунке он обозначен как ИП₂) последовательно включают два вентиля. С этой целью угол управления α_3 разбивается на две составляющие: α'_3 и α''_3 . Далее процедура работы программного обеспечения, например, может быть такой. В подпрограмме по ТЕК (синхронно, по сигналу $INT1$) в ПТ заносится код угла α'_3 , информация о включении $V5$ и также разрешается формирование запроса на прерывание от этого ПТ. После отработки таймером первой составляющей он включает вентиль $V5$ и формирует запрос на прерывание (сигнал $INT2$, на рис. 2.9 показан жирным пунктиром). По этому запросу микропроцессор переходит на соответствующую подпрограмму, в которой заносит в таймер код второй составляющей угла – α''_3 ,

информацию о включении вентиля V_6 и запрещает прерывание от ПТ. После отработки таймером второй составляющей формируется импульс управления вентилем V_6 . На следующем интервале повторения в соответствии с алгоритмом работы УВ включается V_1 и т. д.

Таким образом, «скользящим» моментом здесь является переход из одной зоны в другую при уменьшении угла управления. В одноканальных синхронных микропроцессорных ФСУ упомянутый переход требует дополнительных программных и аппаратных средств, а также некоторой смены алгоритма работы. В частности, при увеличении α коммутация вентиля с одного из интервалов повторения переносится на следующий интервал повторения, а при уменьшении угла управления на одном интервале повторения необходимо последовательно включить два тиристора.

При большем переходе, например при переходе угла управления из зоны с $n = 0$ в зону с $n = 2$ или обратно, процессы в управлении и в работе управляемого выпрямителя отличаются только количественно. При увеличении α один и тот же тиристор необходимо включить на трех последовательных интервалах, а при уменьшении α на одном интервале повторения необходимо будет последовательно включить три вентиля. Последнее, в частности, обеспечивает предельное быстродействие управляемого выпрямителя.

Следует отметить, что при уменьшении α соответственно уменьшается и время между включениями очередных тиристорных групп – тиристорных групп, относящихся к разным группам. В реальных условиях, когда имеет место угол коммутации γ , это может привести к нежелательным явлениям в силовой схеме преобразователя. Рассмотрим на рис. 2.9 интервал α_3'' . В его начале происходит процесс коммутации между третьим и пятым вентилем катодной группы, а в его конце – процесс коммутации между четвертым и шестым вентилем анодной группы. Если интервал α_3'' меньше максимально возможного значения угла γ , то может возникнуть ситуация, когда одновременно будут включены все упомянутые выше вентили. Это приведет к возникновению эффекта нулевого вентиля (проводят оба вентиля плеча) и соответственно к искажению формы выходного напряжения преобразователя.

Сказанное выше позволяет сделать следующие выводы. Во-первых, в одноканальных синхронных микропроцессорных ФСУ возможна реализация всего диапазона изменения угла регулирования. Во-вторых, эта реализация, как и реализация любого другого варианта микропроцес-

сорных ФСУ, требует учета многих особенностей работы УВ: в выпрямительном и инверторном режиме, в статике и в динамике, в непрерывном и прерывистом (в последнем имеют место свои особенности) режиме [8]. Они должны быть учтены при выборе варианта реализации, при проектировании аппаратных средств МПСУ и в первую очередь программного обеспечения, вопросам построения которого посвящен следующий раздел.

2.4. ТИПОВАЯ СТРУКТУРА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ МПСУ УПРАВЛЯЕМЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ

Как известно, микропроцессорная техника – это единство аппаратных и программных средств. В предыдущих разделах, говоря в основном об аппаратуре, мы все равно в той или иной степени упоминали и программное обеспечение, например, в аспекте процедуры взаимодействия микропроцессора с теми или иными блоками МПСУ. Теперь подходим вплотную к программному обеспечению МПСУ управляемым выпрямителем, хотя при этом мы также часто будем говорить и о соответствующих аппаратных средствах.

Значение программного обеспечения (ПО) заключается прежде всего в том, что именно оно содержит конкретный алгоритм, программу работы микропроцессора, реализация которой позволяет выполнить задачу всей МПСУ. Очевидным, однако, является то, что, изменив программу, при тех же аппаратных средствах можно получить систему, выполняющую совершенно другие задачи (что, в частности, будет проявлением *гибкости* микропроцессорной техники). Другими словами, аппаратура имеет более общий, универсальный характер, а ПО во всей своей совокупности всегда конкретно. Но несмотря на это, и в программном обеспечении МПСУ управляемым выпрямителем можно выделить типовые блоки и представить его структуру в общем виде. Это объясняется тем, что МПСУ любым ВП реализует типовой набор функций (основных и сервисных), которые были рассмотрены выше. Эти функции накладывают отпечаток не только на аппаратуру, но и на ПО, что и позволяет выделить в нем эти типовые компоненты, которые и будут рассмотрены в настоящем разделе.

Так как программное обеспечение все-таки конкретно, зададим для МПСУ управляемым выпрямителем некоторые характеристики,

которые будут учтены в рассматриваемом программном обеспечении, а именно:

а) управляемый выпрямитель функционирует в составе электропривода постоянного тока;

б) система автоматического регулирования электропривода – двухконтурная система подчиненного регулирования (см. раздел 2.1);

в) МПСУ – синхронная многоканальная;

г) распределение импульсов – без подпрограммы прерывания от программируемого таймера;

г) время выполнения всех программ $t_{\text{пр}} < T_{\text{ип}}$.

Для этих условий типовая структура программного обеспечения МПСУ управляемым выпрямителем показана на рис. 2.10 и 2.11. В структуре программного обеспечения любой ИИМПС или ИУМПС можно выделить ряд крупных частей: *пусковую программу, головную программу и набор подпрограмм по прерыванию*. Блоки, входящие в состав пусковой программы (рис. 2.10), выполняются только один раз – при включении системы. Рассмотрим их назначение.

Пуск – перевод МПСУ на программный режим работы либо по включению питания, либо по кнопке «Сброс».

Диагностика – диагностика собственно МПСУ и анализ исходного состояния объекта управления.

Примечание. В этом блоке микропроцессор производит самодиагностику, т. е. диагностику аппаратных и программных средств самой МПСУ. Она реализуется выполнением ряда тестовых программ, позволяющих оценить состояние памяти (оперативной и постоянной) и всех периферийных устройств (АЦП, таймеров, портов ввода/вывода и т. д.). Кроме того, в этом же блоке, путем считывания соответствующей информации оценивается состояние цепей обратной связи, коммутационной аппаратуры, силовой схемы управляемого выпрямителя и т. п. Заметим, что для реализации диагностики помимо программных тестов необходима соответствующая аппаратная поддержка процедуры тестирования. Другими словами, во все подлежащие тестированию периферийные устройства должны быть включены дополнительные схемы, обеспечивающие реализацию процедуры тестирования. Вопрос диагностики микропроцессорных систем – это отдельная тема, и здесь она не рассматривается. Информацию по этому вопросу можно почерпнуть в многочисленной литературе, например в [70, 71, 91, 92].

Индикация состояния – по результатам диагностики на индикаторе высвечивается итоговое сообщение для оператора («Готов», «Не готов» или загораются светодиоды, соответствующие текущему

состоянию); при иерархическом управлении эта информация посылается в ЭВМ верхнего уровня. На основании полученной информации оператор или ЭВМ принимает решение о дальнейшей работе МПСУ. Это решение микропроцессор спрашивает в следующем блоке.

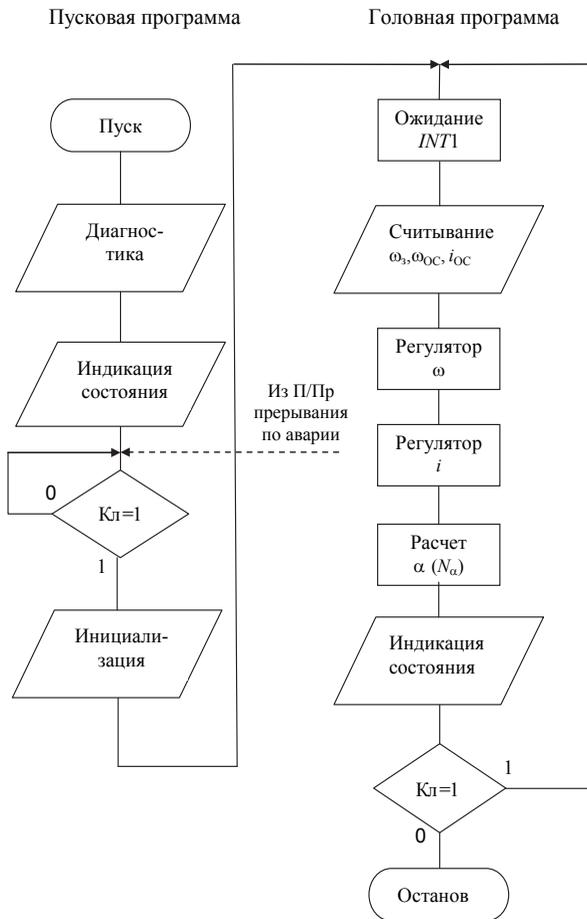


Рис. 2.10

Кл = 1 – опрос флага Кл (ключ), т. е. разряда регистра состояния пульта управления МПСУ о пуске работы; этот бит устанавливается оператором с помощью кнопки «ПУСК»/«СТОП» на панели пульта

управления объектом либо ЭВМ верхнего уровня. Если разряд установлен («Кл = 1»), то микропроцессор переходит к выполнению следующего блока, если не установлен («Кл = 0»), то микропроцессор снова переходит на его опрос. Так продолжается до тех пор, пока не выключится питание или не будет установлен бит «Кл».

Примечание. В это время оператор может производить настройку МПСУ на конкретный режим работы с пульта управления, связь с микропроцессором в этом случае может осуществляться, например, по прерыванию.

Инициализация – подготовка аппаратных средств, ПО и объекта управления к основному режиму работы: установка режимов работы периферийных устройств, задание их начального состояния, задание констант в программном обеспечении, распределение под них памяти, включение коммутационной аппаратуры (автоматы или магнитные пускатели, подключающие силовое питание и нагрузку к управляемому выпрямителю) и т. д.

Примечание. Последней командой этого блока должно быть разрешение работы системы прерывания (например, установка в активное состояние бита разрешения глобальной маски прерывания). В противном случае могут возникнуть запросы на прерывание, к обработке которых МПСУ еще не будет готова.

Далее следуют блоки, входящие в состав головной программы. Она выполняется постоянно, циклически, или, говорят, в *фоновом режиме*. Именно в головной программе содержится основная стратегия управления объектом. В ее состав входят следующие блоки (рис. 2.10).

Ожидание INT1 – осуществляется ожидание запроса на прерывание по сигналу INT1, т. е. от точек естественной коммутации. Данный блок используется для синхронизации момента начала расчета алгоритма с ТЕК. Обычно он реализуется специальной командой WAIT (ожидание). После выполнения подпрограммы по прерыванию микропроцессор переходит к выполнению следующей части программы.

Считывание ω , ω_{OC} , i_{OC} – считываются с АЦП данные о задании на скорость и о сигналах обратной связи по скорости вращения двигателя постоянного тока и выходному току управляемого выпрямителя (как осуществляется работа АЦП, для нас пока не важно).

Регулятор ω – рассчитывается регулятор скорости вращения ДПТ и формируется сигнал задания на ток.

Регулятор i – рассчитывается регулятор тока и формируется сигнал управления выпрямителем (в цифровом коде).

Расчет α (N_α) – тем или иным способом рассчитывается двоичный код N_α , пропорциональный углу управления. Наличие этого блока объясняется тем фактом, что между управляющим сигналом, задающим выходной ток (или напряжение), и углом управления связь, как правило, непропорциональная [8].

Индикация состояния – на индикаторы выводится информация о текущем состоянии системы. Это могут быть либо дискретные индикаторы (светодиоды, лампочки) «Норма», «Авария», либо цифровые, на которых высвечивается информация о скорости ДПТ, выходном токе или напряжении выпрямителя и т. д., либо и то и другое.

Кл = 1 – снова опрашивается флаг пуска/останова работы. Если разряд установлен («Кл = 1»), то микропроцессор переходит на начало головной программы, если же разряд сброшен («Кл = 0»), то он переходит на выполнение следующего блока.

Останов – производится подготовка и перевод системы в целом к окончанию работы (осуществляется плавный останов двигателя постоянного тока, в заданном порядке производятся отключения в силовой схеме, например, во флэш-память заносится текущая информация о работе системы, запоминаются заданные начальные уставки, константы и т. д.). Другими словами, хотя на рис. 2.10 «Останов» выражен одним блоком, это – довольно сложная процедура управления электроприводом, отвечающая соответствующим требованиям.

Среди набора подпрограмм по прерыванию опишем только две, наиболее важные: подпрограммы по прерыванию от ТЕК и по аварии (рис. 2.11). Подпрограмма по прерыванию от ТЕК (по сигналу $INT1$) имеет пять блоков.

Вход – по типовой процедуре для данного микропроцессора заканчивается выполнение текущей команды головной программы, заносится необходимая информация в стек, из вектора прерывания для сигнала $INT1$ считывается адрес подпрограммы, к выполнению которой и переходит микропроцессор.

Запуск ПТ_{*i*} – микропроцессор сбрасывает и останавливает таймер, затем записывает в регистр данных i -го ПТ (микропроцессорное многоканальное ФСУ) текущее ССВ, в счетчик i -го ПТ – код N_α , пропорциональный текущему углу управления, и запускает программируемый таймер на счет (см. рис. 2.8).

Считывание ССФ_{*i*} – из блока синхронизации с сетью считывается текущее слово состояния фаз сети.

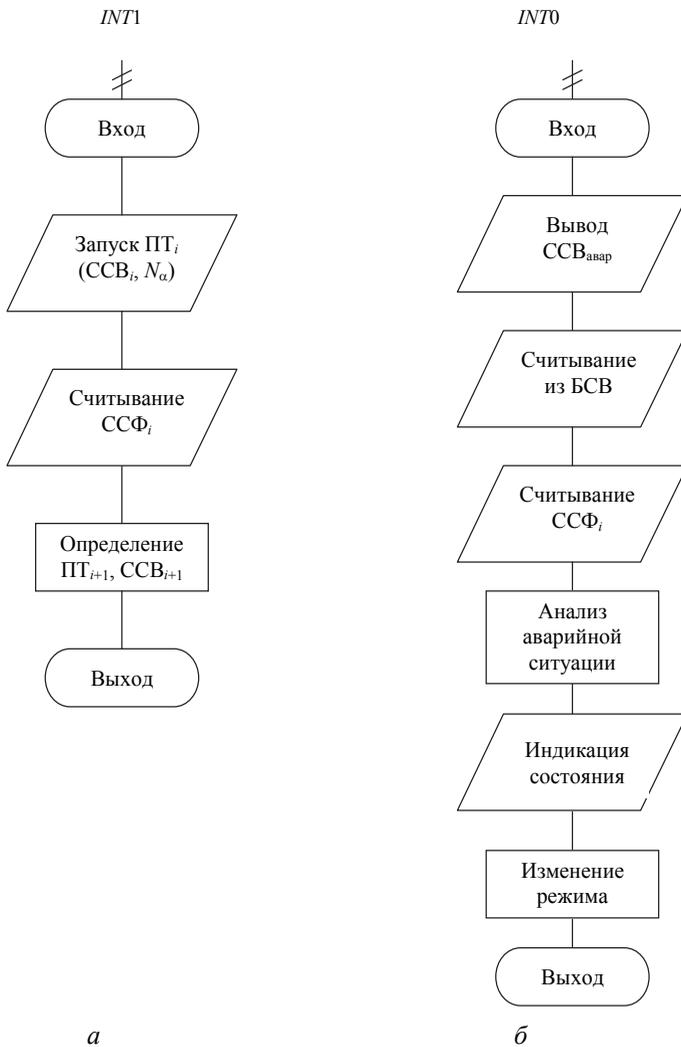


Рис. 2.11

Определение $ПТ_{i+1}$, $ССВ_{i+1}$ – на основании считанного $ССФ_i$ микропроцессор определяет в соответствии с логикой работы управляемого выпрямителя и числом каналов микропроцессорного ФСУ для следующего $(i + 1)$ -го интервала повторения слово состояния вентилялей

и программируемый таймер, который будет формировать очередной угол управления.

Выход – опять-таки по типовой процедуре микропроцессор возвращается к выполнению головной программы, используя информацию из стека.

Подпрограмма по прерыванию от аварии имеет наивысший приоритет. Переход на нее производится по сигналу *INT0*, формируемому блоком состояния вентиля, который постоянно анализирует проводящее состояние вентиля управляемого выпрямителя и определяет его соответствие требуемым состояниям, которые однозначно задаются алгоритмом работы преобразователя. В случае несоответствия, т. е. аварийной ситуации, блок состояния вентиля (БСВ) запоминает текущее состояние вентиля и формирует запрос на прерывание. Подпрограмма по аварии, в частности, может содержать следующие блоки (рис. 2.11).

Вход и **Выход** – блоки, аналогичные описанным выше блокам, только в этом случае используется свой вектор прерывания, в котором хранится адрес соответствующей подпрограммы.

Вывод $ССВ_{авар}$ – вывод аварийного слова состояния вентиля; в зависимости от особенностей алгоритма защиты это состояние может быть различным: или все импульсы управления вентилями устанавливаются, или все снимаются, или включаются защитные силовые блоки [93]. Здесь же происходит подача аварийных сигналов управления на коммутационные устройства силовой схемы.

Считывание из БСВ и Считывание $ССФ_i$ – считывание текущей информации из блоков состояния вентиля и синхронизации с сетью, необходимое для оценки состояния сети и УВ.

Анализ аварийной ситуации – на основе полученной информации из силовой схемы микропроцессор анализирует причины возникновения аварии.

Индикация состояния – формируется сигнал об аварии: световой, звуковой. Если есть необходимость и соответствующие средства отображения, то на индикаторы может быть выведена информация о причине аварии. При необходимости информация посылается в ЭВМ верхнего уровня управления.

Изменение режима – изменяется режим работы МПСУ. При этом выполняется следующее: программно сбрасывается бит «Кл», запре-

щается работа системы прерывания, изменяется в стеке адрес выхода из подпрограммы прерывания.

Примечание. Последняя манипуляция делается для того, чтобы из подпрограммы микропроцессор вышел не в ту же самую точку головной программы, при выполнении которой произошла авария, а в требуемую точку пусковой программы. Это может быть либо блок «Диагностика», с помощью которого снова тестируется и МПСУ, и объект управления, либо, что более целесообразно, блок «Кл = 1», выполняя который, микропроцессор ждет действий от оператора или от управляющей ЭВМ. На рис. 2.10 этот переход обозначен пунктирной стрелкой.

Рассмотренные выше подпрограммы в еще большей степени конкретны, чем пусковая и головная программы. Их содержание определяется конкретным типом микропроцессорного ФСУ и конкретными требованиями, предъявляемыми к защите, диагностике и отображению информации. В принципе они могут быть другими. Однако в общем случае первая подпрограмма должна обеспечить строгое формирование временных интервалов, определяющих моменты коммутации вентилей УВ, а вторая – реакцию МПСУ на аварию.

Реально набор подпрограмм может быть гораздо шире. Например, в асинхронных микропроцессорных ФСУ должна быть еще подпрограмма прерывания от программируемого таймера. В программное обеспечение МПСУ могут входить подпрограммы прерывания от АЦП, от пульта управления, от последовательного интерфейса связи с ЭВМ верхнего уровня и т. д. (см. рис. 2.2). Так как эти подпрограммы не содержат в себе специфики работы МПСУ УВ, мы их не рассматриваем.

Более важной, думается, является другая проблема. Приведенные выше блок-схемы справедливы для условия, когда все задачи микропроцессор успевает выполнить за интервал времени между ТЕК. На рис. 2.12 представлена в качественном виде временная диаграмма для этого случая. Для нее справедливо следующее соотношение:

$$T_{\text{ип}} = T_{\text{пер1}} + T_{\text{р}\omega} + T_{\text{р}i} + T_{\text{ож}},$$

где $T_{\text{пер1}}$ – время выполнения подпрограммы по прерыванию от $INT1$; $T_{\text{р}\omega}$ – время расчета регулятора скорости; $T_{\text{р}i}$ – время расчета регулятора тока; $T_{\text{ож}}$ – время ожидания сигнала прерывания $INT1$. (Временем выполнения остальных блоков головной программы пренебрегли в силу их малого вклада в общее время расчета алгоритма.)

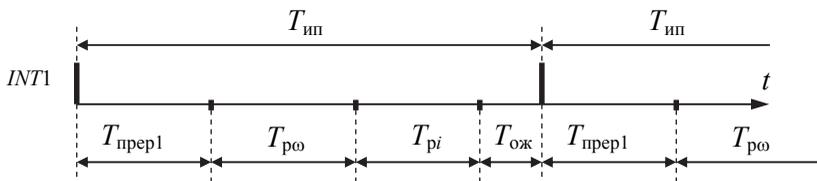


Рис. 2.12

Блок-схема программного обеспечения, показанная на рис. 2.10 и 2.11, соответствует подходу, который обычно называют «решение в лоб»: все необходимое последовательно выполняется в головной программе. А как быть, если времени не хватает: или алгоритм работы сложный, или быстродействие микропроцессора мало? Причем подразумевается, что менять задание и использовать другой микропроцессор нельзя: это крайняя мера.

Данную проблему можно попытаться решить несколькими путями. Во-первых, произвести «инвентаризацию» программного обеспечения, вскрыть заложенные в нем резервы, позволяющие сократить время выполнения программ.

К этим резервам, или средствам, можно отнести следующее:

- рациональное использование методов адресации и системы команд используемого микропроцессора (при написании программ на языке ассемблера);
- оптимизацию алгоритма расчета с целью уменьшения операций пересылок промежуточных вычислений;
- широкое использование для хранения промежуточных вычислений стека, обращение к которому производится однобайтными командами;
- исключение циклов из текста программ;
- исключение часто используемых подпрограмм (их содержимое следует вставить прямо в необходимые места программного обеспечения).

Программисты могут сказать, что последние два пункта увеличат объем всей программы, сделают его плохо структурируемой и нечитабельной. С этим можно было бы согласиться, если бы не одно обстоятельство. Программа пишется **не для программиста, а для управления преобразователем**. Требования к управлению сформулированы в техническом задании. Заказчику все равно, какой объем имеет программа. Для него важно, какими характеристиками обладает

техническая система в итоге. В этом аспекте при составлении управляющей программы критерием должна быть скорость ее выполнения, а не сервис, необходимый для комфортной работы программиста. Исключение подпрограмм и циклов приводит к ликвидации команд, необходимых для организации этих структурных программных единиц, следовательно, повышает быстродействие МПСУ. Повышать быстродействие можно, выполняя сложные математические операции или преобразования табличным методом и используя в современных средствах проектирования и отладки МПСУ не только язык Си, но и ассемблер. Там, где требуется максимально возможное быстродействие, например в подпрограммах по прерыванию, необходимо использовать именно ассемблер.

Упомянутые средства «инвентаризации» представляют собой типовые программные методы оптимизации программы, основанные на личном опыте программиста. Их нужно применять, но они не всегда помогают. Более радикальны и эффективны методы, основанные на знании программистом объекта управления. Они, в частности, позволяют повысить быстродействие МПСУ путем рационального построения ПО с точки зрения управления объектом.

В решении проблемы рациональной структуризации ПО может помочь анализ реализуемых в системе задач и их первоочередности (актуальности). Так, функцию модулятора и функцию алгоритмического распределения необходимо выполнять на каждом интервале повторения. Это вытекает из принципа работы УВ, и какой-либо коренной модернизации данные функции и реализующие их программные модули не подлежат. Рассмотрим функцию регулятора.

В заданной структуре САР ЭП необходимо рассчитать контур по скорости и контур по току. Первый – внешний и медленный, второй – внутренний и более быстрый. Различие по быстродействию определяется постоянными времени двигателя, присутствующими в рассматриваемых контурах. Процессы, протекающие во внешнем контуре, обусловлены электромеханическими постоянными времени, определяющими инерционные свойства электродвигателя. Их величина обычно составляет десятые доли секунды и более. Во внутреннем контуре процессы зависят от электромагнитных постоянных. Их величина определяется активными и реактивными сопротивлениями обмоток двигателя и составляет единицы...десятки миллисекунд. Для сравнения напомним: интервал повторения для трехфазного мостового УВ при частоте сети 50 Гц составляет 3,3 мс.

Как было сказано в разделе 1.6, расчет в МПСУ должен производиться с такой же (или большей) скоростью, что и скорость протекания процессов в объекте. В этой связи очевидно, что в первую очередь, т. е. на каждом ИП, нужно рассчитывать регулятор тока и угол управления, а регулятор скорости можно рассчитывать в течение большего интервала времени.

Как в этом случае нужно составить алгоритм (порядок) расчета регуляторов и как это отразится на блок-схеме ПО? Задачу в такой постановке можно решить следующим образом. Так как регулятор тока нужно рассчитывать на каждом ИП, то этот расчет следует перенести в подпрограмму прерывания по ТЕК, которая выполняется на каждом ИП. В задачу головной программы будет входить только расчет регулятора скорости и выполнение всего остального.

Такому распределению задач в ПО соответствует другая блок-схема, два измененных фрагмента которой показаны на рис. 2.13. Первый (рис. 2.13, а) – это головная программа (пусковая программа осталась без изменений), второй (рис. 2.13, б) – подпрограмма прерывания по ТЕК. Пояснений к блокам этих фрагментов не требуется, так как произошло просто их перераспределение между головной программой и подпрограммой по прерыванию (а также исключение блока «Ожидание INT1»). Поясним только блок «Блоки прер.1» – в него входят все блоки предыдущего (первого) варианта подпрограммы по прерыванию от ТЕК.

Во временных координатах работа новой структуры ПО показана на рис. 2.14. На этой диаграмме

$$T_{\text{пер}2} = T_{\text{пер}1} + T_{pi},$$

т. е. второй вариант подпрограммы прерывания по времени равен сумме первого варианта этой подпрограммы и блока расчета регулятора тока.

Время же расчета регулятора скорости распределяется между несколькими ИП и может состоять из нескольких частей: $T_{p\omega 1}$, $T_{p\omega 2}$ и т. д. Таким образом, требование выполнено: регулятор тока, определяющий быстродействие МПСУ, рассчитывается на каждом ИП, а регулятор скорости – в течение нескольких ИП.

Примечание. Данный пример показывает, во-первых, как знание объекта управления позволяет оптимизировать МПСУ, в частности его ПО; во-вторых, как можно одним микропроцессором произвести расчет нескольких контуров регулирования. Критерием здесь может быть либо различие в скорости (как было показано в настоящем примере), либо значимость для качества управления тех или иных рассчитываемых параметров.

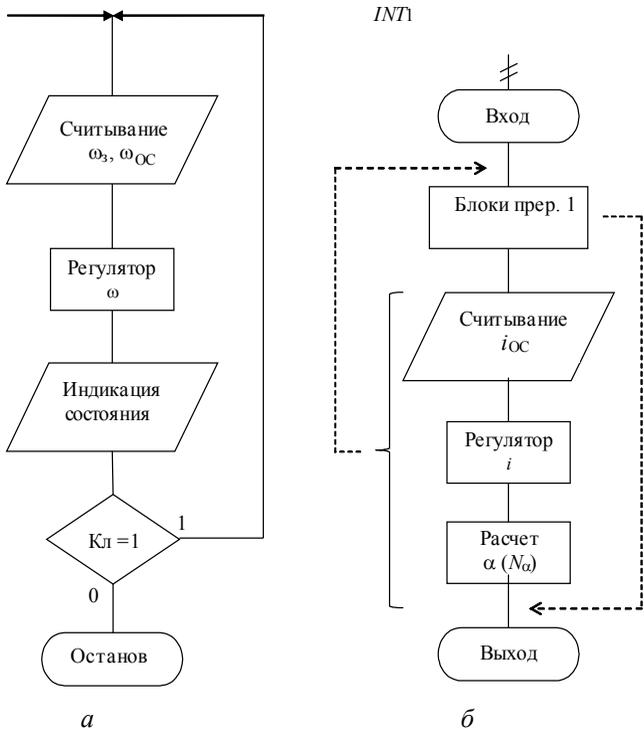


Рис. 2.13

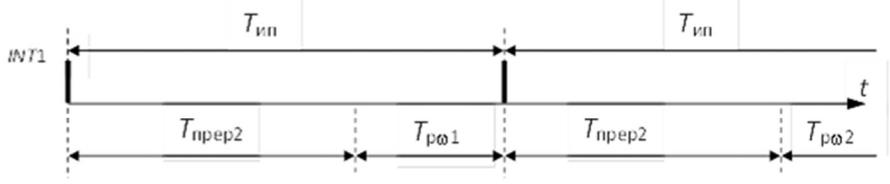


Рис. 2.14

Помимо приведенных выше ситуаций, когда величина $T_{ин}$ либо равна времени выполнения алгоритма расчета, либо меньше его, может быть и другая ситуация, когда интервал повторения значительно превосходит по величине время, необходимое для выполнения данным (быстродействующим) микропроцессором всех задач. В этом случае

с целью расширения функций МПСУ или улучшения качества регулирования можно пойти несколькими путями (см. рис. 2.10):

- ввести в головную программу процедуру реализации текущей диагностики аппаратных средств МПСУ, улучшить интерфейс с пультом управления оператора, расширить объем отображаемой информации и т. п.;

- повысить точность расчета регулятора тока за счет многократного его выполнения в течение интервала повторения со считыванием обратной связи по току. Для этого реализацию блоков «Регулятор i » и «Расчет α » следует организовать как цикл, в который ввести запуск АЦП на преобразование тока нагрузки. Число циклов подбирается максимально возможным, но в то же время таким, чтобы к приходу следующего запроса на прерывание по ТЕК микропроцессор успел выполнить весь алгоритм. В этом случае рассчитанный угол α будет наиболее полно отвечать процессам в УВ, произошедшим непосредственно перед началом формирования этого угла управления;

- реализовать управление УВ *без запаздывания* на время, равное интервалу повторения. Для этого нужно использовать второй вариант структуры ПО (рис. 2.13), только в подпрограмме по прерыванию от ТЕК требуется переставить блоки: на первое место поставить считывание сигнала обратной связи по току и расчет регулятора тока с формированием угла управления, затем «Блоки прер. 1». Данные перестановки отражены на рис. 2.13, *б* штриховыми линиями.

Примечание. В этом случае в области малых углов α образуется «мертвая зона», меньше которой получить угол управления будет невозможно в силу проведения в это время расчета алгоритма. Однако если учесть, что при линейном опорном сигнале регулировочная характеристика УВ имеет вид косинусоиды, то эта мертвая зона мало скажется на уровне выходного напряжения. Например, 10 эл. град. при частоте сети 50 Гц составляют 555 мкс (довольно большое время для работы быстродействующего микропроцессора), а значение косинуса этого угла составляет 0,985. Недобор 1,5 % до максимального возможного уровня выходного напряжения УВ – это вполне допустимая во многих случаях погрешность.

Следует отметить, что разработка структуры программного обеспечения требует серьезного и внимательного отношения, тем более что для этого процесса необходима увязка и с аппаратными средствами. Работа с «кубиками» (аппаратными и программными) позволит вам системно подойти к проектированию, представить задачу в целом,

т. е. весь «лес», а не отдельные «деревья», и разработать оптимальный алгоритм работы МПСУ. В приложении 3 приведены примеры использования такого системного подхода к решению некоторых задач, которые могут возникнуть при разработке микропроцессорных фазосдвигающих устройств.

И последнее, что можно сказать о важности программного обеспечения. В философском плане аппаратные средства – это потенциальные возможности системы. А программа, реализующая конкретный алгоритм работы микропроцессора и устройства в целом, обеспечивает конкретную реализацию (конкретное сочетание) этих возможностей, определяя в конечном итоге точностные и динамические характеристики МПСУ, а также выполнение ею всех требуемых функций.

Все перечисленное в этой главе справедливо не только для управляемого выпрямителя, но и для всех преобразователей с фазовым управлением, в том числе и для инверторов напряжения, рассматриваемых в главе 3.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что входит в состав энергетического и информационно-управляющего канала электропривода постоянного тока?

2. Почему приведенная структура САР называется системой подчиненного регулирования? Оцените быстродействие внутреннего и внешнего контуров регулирования.

3. Какие блоки входят в программную часть системы управления УВ? Укажите их назначение.

4. Перечислите типовые блоки, входящие в состав микроЭВМ МПСУ УВ, укажите их назначение и выполняемую функцию.

5. Перечислите типовые блоки, входящие в состав устройства сопряжения с объектом МПСУ УВ, укажите их назначение и выполняемую функцию.

6. Укажите, что является нормой, а что – аварийной ситуацией для блока состояния вентиля МПСУ УВ.

7. Что такое «слово состояния фаз сети» и для чего оно нужно в МПСУ УВ?

8. Как и где формируется сигнал $INT1$ и для чего он необходим в МПСУ УВ?

9. Что такое «слово состояния вентиля» и от чего зависит его текущее значение?

10. Как и по каким признакам классифицируются микропроцессорные ФСУ?

11. Назовите достоинства и недостатки программного и аппаратного способов формирования временного интервалов.

12. Чем определяется число каналов микропроцессорных МПСУ УВ и как по этому признаку они различаются?

13. Назовите достоинства и недостатки синхронных и асинхронных микропроцессорных МПСУ УВ.

14. Какой вариант распределения импульсов управления и почему возможен при использовании микроконтроллеров для построения МПСУ УВ?

15. Назовите основную идею реализации угла управления $\alpha > \beta_0$ в одноканальных синхронных микропроцессорных ФСУ.

16. Из каких основных компонентов состоит программное обеспечение информационно-управляющих микропроцессорных систем? Назовите их назначение.

17. Какие существуют меры для решения проблемы нехватки времени для выполнения микропроцессором алгоритма управления выпрямителем. Поясните их.

18. В каких случаях возможно микропроцессорное управление выпрямителем без запаздывания и как оно реализуется?

УПРАЖНЕНИЯ

1. Слово состояния фаз вводится в микроконтроллер по линиям $D3-D5$ порта ввода/вывода. Определить значения ССФ.

2. Слово состояния вентиля выводится в микроконтроллер по линиям $D7-D12$. Определить значения ССВ.

3. Составить таблицы соответствия «ССФ = ССВ» для случаев в п. 1 и 2, для регулирования угла управления от 0 до 180 эл. град.

4. Рассчитать параметры таймера N , $K_{\text{дел}}$ для формирования временного интервала 7 мс при следующих условиях: таймер 16-битный, частота тактирования периферийных устройств $f_{\text{ш}} = 75$ МГц, точность формирования временного интервала $\delta < 0,05$ %.

5. Частота сети 60 Гц $\pm 0,4$ Гц. Схема выпрямителя трехфазная мостовая. Определить критическое время, предоставляемое сетью для расчета алгоритма работы в синхронных МПСУ.

6. Разработать структуру функциональной части одноканального микропроцессорного ФСУ (аналогично рис. 2.8) при формировании широких импульсов управления тиристорами УВ для обоих случаев распределения импульсов управления. Описать алгоритм взаимодействия с микропроцессором.

7. Частота сети 50 Гц. Трехфазный мостовой выпрямитель управляется узкими импульсами длительностью 100 мкс (см. рис. ПЗ.4 в приложении 3). Одноканальное синхронное микропроцессорное ФСУ. Определить код длительности импульса управления и предельный угол управления, обеспечиваемый только аппаратными средствами, если таймер 16-битный, частота тактирования периферийных устройств $f_{\text{ш}} = 37,5$ МГц.

ГЛАВА 3

МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ АВТОНОМНЫМИ ИНВЕРТОРАМИ НАПЯЖЕНИЯ

3.1. ТИПОВАЯ СТРУКТУРА СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Рассмотрим объект управления – автономный инвертор напряжения (АИН), работающий в составе электропривода переменного тока. Типовая структура системы автоматического регулирования (САР) такого электропривода в упрощенном виде показана на рис. 3.1.

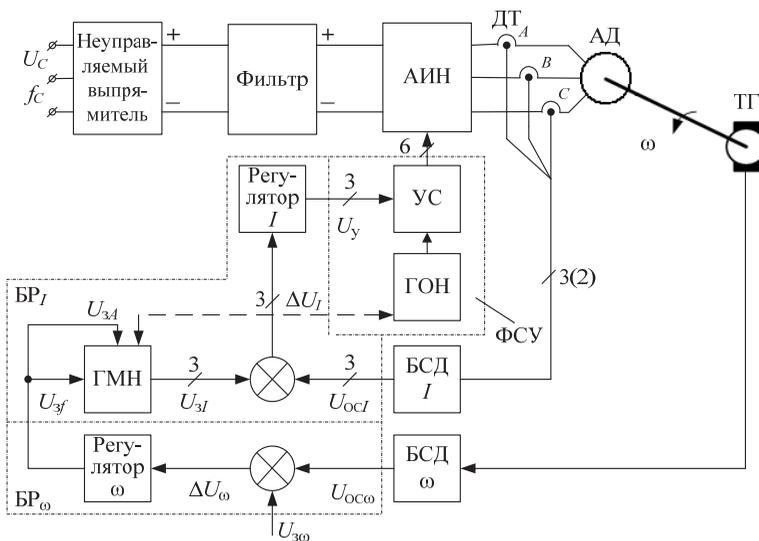


Рис. 3.1

В силовой канал электропривода входят неуправляемый выпрямитель, фильтр, АИН и асинхронный двигатель (АД). В силовом канале присутствуют также измерительные компоненты: датчики тока ($ДТ_{A, B, C}$) и датчик скорости (тахогенератор ТГ).

Примечание. В большинстве случаев в промышленных установках используется трехфазный мостовой двухуровневый инвертор напряжения. Именно этот тип преобразователя, кроме оговоренных случаев, рассматривается в настоящем учебном пособии.

В информационно-управляющий канал электропривода входят фазосдвигающее устройство ФСУ, блоки регуляторов скорости ($БР_{\omega}$), тока ($БР_I$) и блоки сопряжения с датчиками (БСД) тока и скорости. Блоки сопряжения с датчиками обеспечивают гальваническую развязку цепей системы управления от цепей силовой схемы, предварительную фильтрацию и нормализацию соответствующего сигнала обратной связи ($U_{OC\omega}$ или U_{OCI}).

Каждый блок регулятора по сигналам задания и обратной связи формирует соответствующие сигналы управления. Блок регулятора скорости в соответствии с принципом подчиненного регулирования формирует сигнал задания для блока регулирования тока. Этот сигнал поступает на входы задания частоты (U_{zf}) и амплитуды (U_{zA}) генератора модулирующего напряжения (ГМН). В свою очередь блок регулятора тока формирует сигнал управления U_{γ} , поступающий на фазосдвигающее устройство.

Генератор модулирующего напряжения предназначен для формирования низкочастотного трехфазного (в общем случае синусоидального) модулирующего сигнала с регулируемой амплитудой и частотой, являющегося эталоном для контура тока. Поскольку регулирование параметров модулирующего сигнала чаще всего происходит пропорционально, один и тот же сигнал из регулятора скорости подается на оба входа задания генератора. В принципе возможно и независимое регулирование частоты и амплитуды модулирующего сигнала, но оно используется преимущественно в разомкнутых энергетических системах.

Структуры регуляторов скорости и тока (рис. 3.1) на данном уровне рассмотрения не принципиальны. Они могут быть любого типа, который зависит от особенностей момента сопротивления на валу двигателя и требований, предъявляемых в электроприводе в целом.

Особенности работы типовых регуляторов и их реализация в МПСУ рассмотрены в главе 4 настоящего пособия.

Фазосдвигающее устройство состоит из генератора опорного напряжения (ГОН) пилообразной или треугольной формы и устройства сравнения (УС). Последнее сравнивает высокочастотное опорное напряжение с трехфазным сигналом управления, поступающим из регулятора тока, и формирует в моменты сравнения фронты выходных прямоугольных импульсов с регулируемой длительностью, т. е. реализуется их широтно-импульсная модуляция (ШИМ). Очевидно, что устройство сравнения представляет собой три аналоговых компаратора.

В ряде систем управления частоты генераторов опорного и модулирующего напряжения синхронизированы, что на рис. 3.1 отражено пунктирной линией между упомянутыми блоками.

С точки зрения управления АИН основными блоками системы, представленной на рис. 3.1, являются **генераторы модулирующего и опорного напряжения, а также устройство сравнения**, остальные компоненты имеют вспомогательное значение. Этому имеется следующее объяснение. Во-первых, именно с помощью названных блоков реализуется принцип **автономного фазового управления**. Во-вторых, система управления АИН вообще может быть построена только на их основе и потенциометров, с помощью которых оператор может устанавливать задание на частоту и амплитуду модулирующего сигнала. Правда, это уже будет система без обратных связей, т. е. разомкнутая, или, как говорят, **программная**. Данную триаду блоков часто называют **программной частью системы управления** инвертором напряжения. В дальнейшем, при изучении МПСУ АИН, мы будем иметь в виду прежде всего программную часть. Именно в ней отражена специфика управления инвертором по сравнению, например, с выпрямителем.

Как видно из рис. 3.1 и приведенного выше описания, данная структура качественно похожа на САР электропривода постоянного тока (см. главу 2). Однако между системами существуют принципиальные количественные различия.

Примечание. По мере использования микропроцессорной техники в управлении АИН в составе электропривода переменного тока все эти блоки, обведенные пунктиром на рис. 3.1, реализовывались с помощью микропроцессора в свое время **отдельно** (программная система управления, регулятор скорости, регулятор тока). Все остальное реализовывалось на внешних анало-

говых или цифровых элементах [1–3, 40]. Потом был период, когда эти три компонента реализовывались на микропроцессорной элементной базе в различных сочетаниях друг с другом. Только с начала 1990-х годов (по крайней мере, в РФ) с появлением микропроцессоров и микроконтроллеров с высокой производительностью и технической оснащённостью все эти задачи одновременно могли быть реализованы микропроцессорными средствами. Таким образом, в электроприводе переменного тока переход всей системы управления на микропроцессорную элементную базу происходил медленнее, чем в электроприводе постоянного тока. Это обусловлено тем, что привод переменного тока – очень сложная система. Об этом, в частности, говорят ее перечисленные ниже особенности.

Отметим отличия электропривода переменного тока от постоянного.

1. Внутренний быстрый контур тока **трехфазный**, таким образом, в системе управления необходимо обрабатывать три (или два в случае соединения нагрузки в звезду без нулевого провода) высокоскоростных сигнала.

2. В системе управления во времени формируются **два типа сигналов**: опорный сигнал пилообразной формы и модулирующий сигнал (чаще синусоидальной формы), имеющие различные частоты. Причем, во-первых, их частота может меняться в широких пределах, особенно частота модулирующего сигнала; во-вторых, в широких пределах меняется амплитуда модулирующего сигнала; в-третьих, модулирующий сигнал – трехфазный, т. е. это, по сути, три сигнала.

3. Модулирующий сигнал и сигнал обратной связи по току имеют **синусоидальную форму**. Следовательно, для их формирования и измерения в шину данных микропроцессора необходимо «добавить» помимо разрядов на диапазон регулирования разряды на форму этих сигналов, причем с учетом знака.

4. Частота опорного сигнала в системе управления АИН, как правило, значительно **больше 300 Гц** – частоты дискретности работы управляемого выпрямителя при питании от частоты 50 Гц. В инверторе именно частота опорного сигнала определяет частоту дискретности работы преобразователя, или период повторения. Таким образом, время, предоставляемое для расчета алгоритма управления, в МПСУ АИН значительно (в 10...15 раз) меньше, чем аналогичное время в МПСУ управляемым выпрямителем.

5. В электроприводе переменного тока, как правило, классические законы регулирования значительно сложнее законов регулирования электропривода постоянного тока. Для управления двигателями пере-

менного тока используются законы прежде всего частотного управления [94]:

- при постоянном моменте нагрузки

$$U / f = \text{const} ;$$

- при постоянной мощности

$$U / \sqrt{f} = \text{const} ;$$

- при вентиляторном моменте нагрузки

$$U / f^2 = \text{const} .$$

Кроме того, в настоящее время в электроприводе переменного тока широкое распространение получили векторное управление (не путать с векторной ШИМ АИН) и методы из современной теории управления и искусственного интеллекта, представляющие собой еще более сложные процедуры управления [8, 18, 95].

Из всего сказанного выше следует вывод: для реализации всех требований, предъявляемых к приводам переменного тока (по динамике, точности, заданному алгоритму управления), микропроцессор в МПСУ электроприводом переменного тока с АИН должен обладать:

- разрядностью не менее **16 бит**;
- тактовой частотой не менее **50 МГц**, чтобы обеспечить производительность, исчисляемую десятками, а лучше сотнями миллионов операций в секунду.

Таким образом, для микропроцессорных систем управления АИН (особенно работающим в составе электропривода переменного тока) требуются достаточно мощные микропроцессорные средства. Поэтому МПСУ АИН появились гораздо позже, чем МПСУ управляемыми выпрямителями.

В приложении 1 приведены характеристики некоторых специализированных современных микроконтроллеров, предназначенных для управления АИН и электроприводами переменного тока, и рекомендации по их выбору.

О сложности управления АИН можно судить, в частности, по программной части системы управления и соответствующим способам управления, микропроцессорной реализации которых посвящены следующие разделы этой главы.

3.2. ПРОГРАММНЫЕ СПОСОБЫ УПРАВЛЕНИЯ АИН

Способы управления АИН читателю должны быть уже известны из курса «Силовой электроники». В настоящем разделе этот материал систематизирован, и в нем расставлены акценты на том, что может понадобиться при микропроцессорной реализации программных способов управления инвертором напряжения.

3.2.1. КОММУТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ АИН

Для проектирования системы управления АИН разработчику достаточно знать свойства этого вентиляльного преобразователя, формирующие его выходное напряжение. Они хорошо отражаются в коммутационной модели АИН (рис. 3.2). Она описывает дискретные свойства и процессы, протекающие в АИН, т. е. все то, что основано на принципе «включено/выключено».

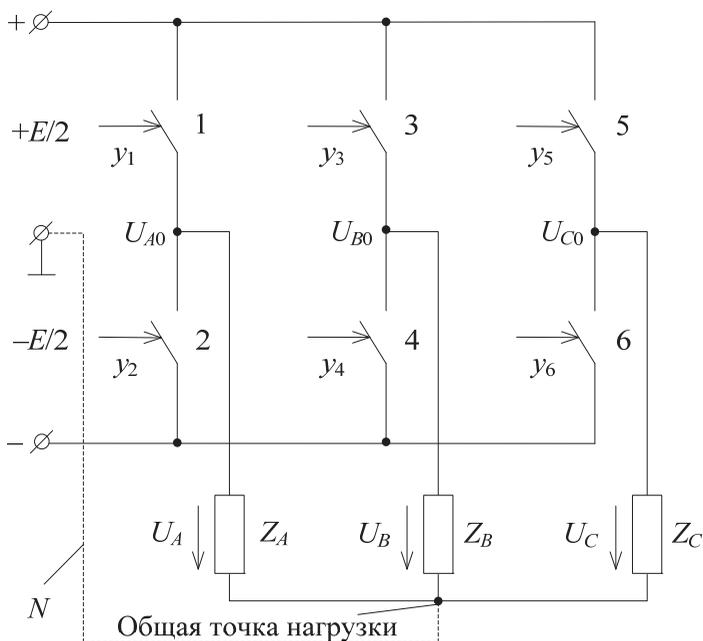


Рис. 3.2

На рис. 3.2 полупроводниковые приборы заменены идеальными ключами. Автономный инвертор напряжения имеет три плеча, в каждом из которых – два последовательно соединенных ключа. К средней точке плеча подключен один из выводов соответствующей фазы нагрузки, соединенной в звезду. В соответствии с сигналами управления ключами ($y_1 - y_6$) АИН формирует на нагрузке напряжение. Фазные напряжения с индексом «0» отсчитываются относительно отрицательного зажима источника питания, а без индекса – относительно общей точки нагрузки. Эта точка может быть изолирована и может быть подключена к средней точке источника питания (см. пунктирную линию на рис. 3.2).

Управляющие сигналы $y_1 - y_6$ на данной модели имеют два уровня управления – 1 и 0 и называются коммутационными функциями ключей. Их логическому уровню 1/0 соответствует состояние управляемого ключа – «замкнут/разомкнут». Чтобы выходное напряжение АИН не зависело от параметров нагрузки, необходимо выполнить следующие условия [8]:

$$y_2 = \overline{y_1}, \quad y_4 = \overline{y_3}, \quad y_6 = \overline{y_5}, \quad (3.1)$$

т. е. в любой момент времени один из ключей в плече инвертора открыт. Это так называемый **комплементарный режим управления** (рис. 3.3).

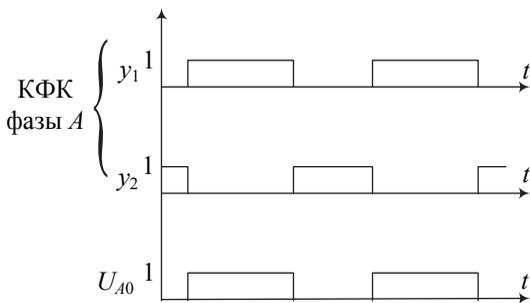


Рис. 3.3

В этом случае коммутационные функции верхних ключей АИН по форме подобны соответствующим напряжениям с индексом 0, например $y_1 \equiv U_{A0}$. Зная форму коммутационных функций верхних ключей,

можно построить кривые фазного и линейного напряжения [8, 96]. В силу этого обстоятельства u_1 , u_3 , u_5 часто называют коммутационными функциями фаз и обозначают соответственно u_A , u_B , u_C . Далее мы будем оперировать именно ими. Значения трех коммутационных функций фаз в один и тот же момент времени будем называть **вектором состояния АИН**.

3.2.2. ВИДЫ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Как видно из модели автономного инвертора напряжения (см. рис. 3.2), с помощью ключей каждая фаза нагрузки попеременно подключается к полюсам источника питания, что обеспечивает формирование на нагрузке прямоугольных импульсов напряжения. Время подключения нагрузки к полюсам определяется видом импульсного регулирования – **способом управления**. Задавая требуемые длительности импульсов управления ключами (и их изменение во времени), можно управлять качеством выходной, входной энергии АИН и его внутренними характеристиками. Таким образом, способ управления, по сути дела, определяет эффективность преобразования электрической энергии инвертором, и, очевидно, эта эффективность будет также зависеть от точности реализации выбранного способа в системе управления, в частности в микропроцессорной.

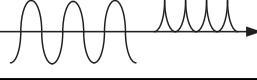
Наиболее распространенным способом импульсного регулирования выходных параметров инвертора является широтно-импульсная модуляция (ШИМ), которая подробно освещена в [8, 97, 98]. Здесь мы рассмотрим только те особенности ШИМ, которые важны с точки зрения ее реализации. В общем случае для этого в системе управления требуются: высокочастотный сигнал – опорный (несущий, развертывающий) и низкочастотный сигнал – модулирующий (эталонный). Формы этих сигналов определяют вид ШИМ и соответственно характеристики преобразователя. Рассмотрим подробнее назначение этих сигналов и их модификации.

Опорный сигнал прежде всего задает частоту (период) модулированных по длительности импульсов (т. е. частоту коммутации вентиля АИН). Форма опорного сигнала, во-первых, определяет число фронтов (один или два), модулируемых по положению на периоде опорного сигнала (односторонняя ШИМ или двусторонняя ШИМ), и число импульсов линейного напряжения, расположенных на том же периоде. Во-вторых, форма опорного сигнала определяет линейность

регулирующей характеристики (см. раздел 3.3) АИН. В табл. 3.1 приведены возможные формы опорных сигналов и их влияние на характеристики АИН.

Таблица 3.1

Формы опорного сигнала и их влияние на тип ШИМ и характеристики АИН

Форма опорного сигнала	Внешний вид опорного сигнала	Вид ШИМ	Регулирующая характеристика	L
Пилообразная		Односторонняя ШИМ	Линейная	1
Треугольная		Двусторонняя ШИМ	Линейная	2
Нелинейная (синусоида, экспонента)		Двусторонняя ШИМ	Нелинейная	2

Примечание. L – число импульсов в линейном напряжении на периоде биполярного опорного сигнала. Для однополярного опорного сигнала всегда $L = 1$.

Модулирующий сигнал определяет закон изменения длительности импульсов управления (и импульсов выходного напряжения АИН) во времени, а также частоту первой гармоники выходного напряжения. Кроме того, модулирующий сигнал существенно влияет на входные и выходные параметры инвертора напряжения. В табл. 3.2 приведены некоторые формы модулирующего сигнала и их влияние на выходные характеристики АИН.

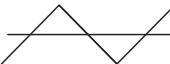
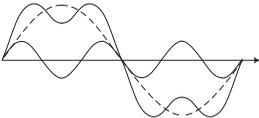
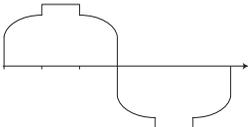
Векторная широтно-импульсная модуляция

Существуют еще так называемые векторные способы ШИМ [98]. Гармонические сигналы в них рассматриваются не во временной области, а на комплексной плоскости, где они представляются в виде вращающихся векторов. Этот подход плюс использование понятия обобщенного вектора трехфазной системы напряжений [97, 98], а также векторного представления на той же плоскости шести основных состояний АИН, соответствующих 180-градусному управлению (режиму однократного широтно-импульсного регулирования ОШИР), позволили

математически описать широтно-импульсную модуляцию, выявить ее закономерности и предельные возможности с точки зрения линейного регулирования первой гармоники выходного напряжения.

Таблица 3.2

Формы модулирующего сигнала и их влияние на тип ШИМ и характеристики АИН

Форма модулирующего сигнала (тип ШИМ)	Внешний вид модулирующего сигнала	Качество выходного напряжения	Линейный диапазон регулировочной характеристики
<i>Простые формы модулирующего сигнала</i>			
Прямоугольная		Неудовлетворительное	Максимальный
Треугольная		Неудовлетворительное	Традиционный
Трапецеидальная		Неудовлетворительное	Расширенный
Синусоидальная		Хорошее	Традиционный
<i>Сложные формы модулирующего сигнала</i>			
Синусоидальная с третьей гармоникой		Хорошее	Расширенный
Синусоидальная с меандром (циклическая ШИМ)		Удовлетворительное	Расширенный

Другая особенность векторной ШИМ заключается в том, что информацией для формирования длительностей импульсов служит не

модулирующий сигнал, а требуемое выходное напряжение АИН. Формулы описывают необходимые длительности не импульсов управления, а импульсов линейного напряжения. При этом вопросы реализации способа остаются за пределами математического описания. В силу этого обстоятельства простым перебором вариантов последовательностей состояний АИН на интервале усреднения были получены различные алгоритмы переключения вентилях, или варианты (виды) векторной ШИМ.

Примечание. Векторные способы не есть что-то принципиально новое. Это просто иная форма представления способов управления инвертором. Об этом, в частности, говорит тот факт, что для любого векторного способа (варианта алгоритма переключения) есть скалярный эквивалент (т. е. рассматриваемый во временной области), обеспечивающий те же характеристики АИН. Эти эквиваленты входят в группу способов управления со сложной формой модулирующего сигнала (см. способ «Циклическая ШИМ» в табл. 3.2). В зарубежной литературе доказано математически тождество между характеристиками скалярных и векторных способов ШИМ. С другой стороны, классическую синусоидальную ШИМ и способ однократного ШИР можно также представить на комплексной плоскости, хотя никто не называет эти способы «векторными». Таким образом, принципиальной разницы между векторными и классическими способами ШИМ нет. Правильнее будет говорить о скалярной и векторной форме представления (модели) способов ШИМ.

В то же время все сказанное не означает отрицания векторного представления. Такой подход дает разработчику дополнительный инструмент, упрощающий анализ, синтез и реализацию способов управления инверторами напряжения с ШИМ, подобно широко известному операторному методу, значительно упрощающему нахождение решения линейных дифференциальных уравнений. Присутствие в названии способа управления слова «векторный» скорее говорит о том, из каких предпосылок он был получен, хотя его можно было получить и другим путем и в другой форме [97].

В настоящем учебном пособии будет рассматриваться микропроцессорная реализация способов управления АИН с ШИМ, представленных как во временной области, так и на комплексной плоскости.

3.2.3. ОСОБЕННОСТИ ШИМ В ОДНОФАЗНОМ МОСТОВОМ АИН

Однофазный мостовой АИН, коммутационная модель которого показана на рис. 3.4, а, используется довольно часто, например в источниках бесперебойного питания. Поэтому необходимо на нем остано-

виться. Это, по сути дела, трехфазный инвертор, у которого убрали третью стойку, а нагрузку подключили между стойками фаз A и B в линейное напряжение:

$$U_H = U_{A0} - U_{B0}.$$

Такая структура инвертора позволяет формировать на нагрузке как биполярные, так и однополярные импульсы на полупериоде выходного напряжения. Рассмотрим последний случай – случай однополярной синусоидальной ШИМ, обеспечивающей лучшее качество выходной энергии АИН (рис. 3.4, б). Амплитуда выходных импульсов инвертора равна напряжению источника питания E , как и в линейном напряжении трехфазного мостового АИН.

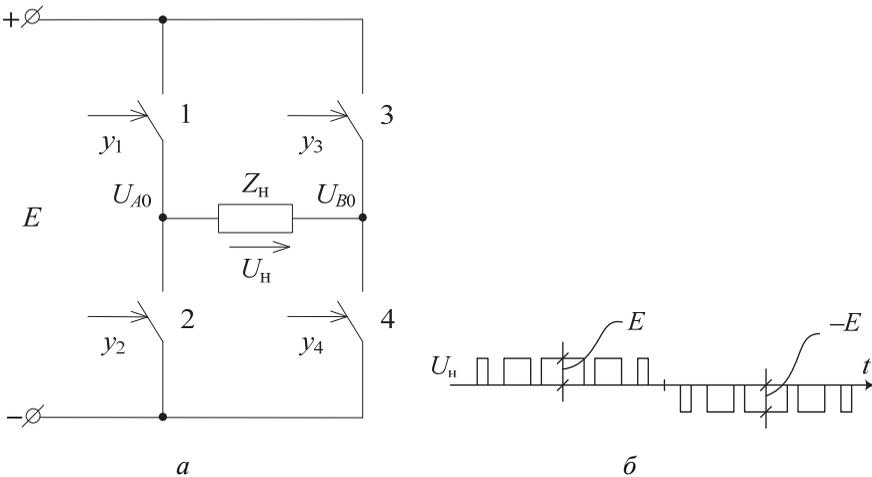


Рис. 3.4

При кажущейся простоте однофазный мостовой АИН – алгоритмически очень богатая структура. Одна и та же форма выходного напряжения может быть получена с помощью разных алгоритмов. Рассмотрим это подробнее. Пусть нам необходимо сформировать форму напряжения, имеющую вид, показанный на нижней временной оси рис. 3.5. Данное выходное напряжение можно реализовать тремя алгоритмами управления: симметричным, несимметричным и квазисимметричным [99]. Симметричный алгоритм имеет две модификации.

В табл. 3.3 приведены характеристики алгоритмов реализации заданной формы напряжения.

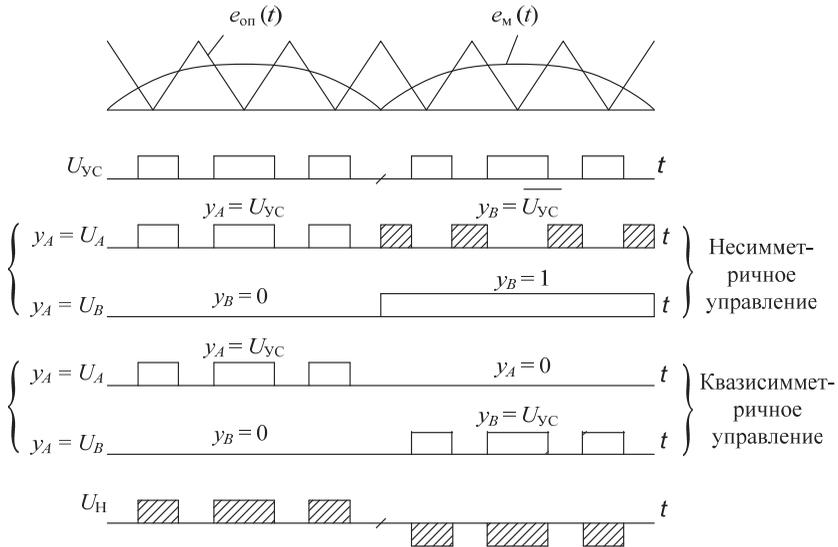


Рис. 3.5

Таблица 3.3

Алгоритмы реализации выходного напряжения однофазного АИН

Тип алгоритма	Плечо A		Плечо B		Устройство сравнения	Форма сигналов
Симметричный 1	$e_m(t), e_{оп}(t)$		$-e_m(t), e_{оп}(t)$		Двухканальное	$e_m(t), e_{оп}(t)$ биполярные
Симметричный 2	$e_m(t), e_{оп}(t)$		$e_m(t), -e_{оп}(t)$		Двухканальное	$e_m(t), e_{оп}(t)$ биполярные
Несимметричный	$e_m(t), e_{оп}(t)$		Нет модуляции		Одноканальное	$e_m(t), e_{оп}(t)$ однополярные
	$0 \dots T/2$ $y_A = U_{yc}$	$T/2 \dots T$ $y_A = \overline{U_{yc}}$	$0 \dots T/2$ $y_B = 0$	$T/2 \dots T$ $y_B = 1$		
Квазисимметричный	$e_m(t), e_{оп}(t)$		$e_m(t), e_{оп}(t)$		Одноканальное	$e_m(t), e_{оп}(t)$ однополярные
	$0 \dots T/2$ $y_A = U_{yc}$	$T/2 \dots T$ $y_A = 0$	$0 \dots T/2$ $y_B = 0$	$T/2 \dots T$ $y_B = U_{yc}$		

Симметричный алгоритм 1. Этот алгоритм традиционный. Для управления каждым плечом необходим свой модулирующий и общий опорный биполярные сигналы (итого три аналоговых сигнала). При этом устройство сравнения должно быть двухканальным согласно числу фаз (плеч) АИН. Отличие модулирующих сигналов заключается в том, что они находятся в противофазе.

Симметричный алгоритм 2. Для его реализации также необходимо иметь три биполярных аналоговых сигнала. Только в этом случае требуются один модулирующий и два противофазных опорных сигнала. В остальном этот вариант аналогичен предыдущему.

В описанных выше вариантах оба плеча АИН работают с одинаковой частотой, поэтому они и называются симметричными. Так как в данном случае используется двусторонняя ШИМ, то отношение частот опорного и модулирующего сигналов должно быть в два раза меньше требуемого числа импульсов на периоде модулирующего сигнала.

Несимметричный алгоритм [99]. Для него (рис. 3.5) достаточно двух сигналов: однополярных модулирующего и опорного. Можно сказать, что это модули сигналов, использованных в первом и втором алгоритме. В соответствии с этим устройство сравнения – одноканальное. Его выходные импульсы ($U_{УС}$) используются для управления только плечом A , причем в течение первого полупериода, а в течение второго полупериода сигнал u_A равен инверсии сигнала $U_{УС}$. В то же время сигнал u_B не модулируется. В течение первого полупериода $u_B = 0$, а в течение $u_B = 1$. Таким образом, фаза A работает на высокой частоте опорного сигнала, а фаза B работает на низкой частоте – с частотой модулирующего сигнала. Коммутационные потери в плечах неодинаковы. Поэтому данный алгоритм и называется несимметричным.

Квазисимметричный алгоритм [99]. Чтобы уравнивать коммутационные потери в плечах АИН, выходные импульсы устройства сравнения попеременно используются для управления обоими плечами АИН: на первом полупериоде $u_A = U_{УС}$, а $u_B = 0$, на втором полупериоде $u_A = 0$, а $u_B = U_{УС}$. Число коммутаций в обеих фазах на периоде выходного напряжения инвертора в этом случае одинаково, но разное на полупериодах (рис. 3.5). Поэтому данный алгоритм называется квазисимметричным.

Несимметричные алгоритмы реализации синусоидальной ШИМ в однофазных АИН были разработаны в свое время для аналоговых систем управления с целью уменьшения несимметрии в управлении инвертором по фазам и полуволнам выходного напряжения. Однако они используются для управления однофазным АИН и при микропроцессорной реализации системы управления, так как однополярная форма сигналов хорошо стыкуется с форматом двоичных счетчиков, являющихся цифровым аналогом генератора опорного напряжения.

Другими словами, одну и ту же форму выходного напряжения однофазного АИН можно реализовать в системе управления по-разному. Это будет справедливо применительно и к другим способам управления и к другим схемам преобразователя. Разрабатывая систему управления инвертором напряжения с ШИМ, инженер должен учитывать дополнительно целый ряд объективных ограничений, связанных, например, с элементной базой (как слаботочной, так и силовой), условиями работы системы, характером нагрузки и т. д. Все это может привести, как неоднократно говорилось и в главе 2, к конкретным, часто неординарным инженерным решениям при реализации заданного способа управления преобразователем. В полной мере это относится и к реализации способов управления АИН с ШИМ микропроцессорными средствами.

3.3. ПАРАМЕТРЫ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Параметров, характеризующих собственно ШИМ и ее влияние на показатели АИН, довольно много. Ограничимся теми, которые относятся к управлению и которые мы в дальнейшем будем использовать.

1. *Глубина модуляции.* В литературе этот коэффициент обозначается по-разному: M , A , μ [8, 94, 97]. В иностранных публикациях, кроме того, есть два варианта этого параметра, которые несколько различаются по смыслу. Воспользуемся тем обозначением, которое чаще используется в отечественной литературе:

$$M = E_M / E_{оп} . \quad (3.2)$$

Глубина модуляции – это отношение амплитуды модулирующего сигнала к амплитуде опорного сигнала.

Таким образом, глубина модуляции – это безразмерная величина. Основной (рабочий) диапазон ее изменения – от нуля до единицы ($M = 0 \dots 1$). Глубина модуляции подобна коэффициенту заполнения γ , характеризующему широтно-импульсное регулирование (ШИР):

$$\gamma = \frac{\tau_{и}}{T_{и}} = \frac{E_{у}}{E_{оп}} = 0 \dots 1, \quad (3.3)$$

где $\tau_{и}$, $T_{и}$ – соответственно длительность и период импульсов; $E_{у}$, $E_{оп}$ – соответственно величина постоянного управляющего сигнала и амплитуда опорного пилообразного сигнала. В силу особенностей формирования ШИР коэффициент заполнения γ не может быть больше единицы.

Глубина модуляции – важнейший параметр управления АИН, которая, прежде всего, определяет величину первой гармоники выходного напряжения.

Зависимость амплитуды первой гармоники выходного напряжения от глубины модуляции называется регулировочной характеристикой АИН.

Выражения для регулировочных характеристик инвертора в случае применения способов синусоидальной и векторной широтно-импульсной модуляции, а также способа широтно-импульсного регулирования применительно к фазному и линейному напряжениям трехфазного мостового АИН приведены в табл. 3.4.

Т а б л и ц а 3.4

Регулировочные характеристики АИН

Синусоидальная ШИМ	Векторная ШИМ	Широтно-импульсное регулирование
$U_{1\phi m} = \frac{EM}{2} = 0,5EM$	$U_{1\phi m} = \frac{EM^*}{\sqrt{3}} = 0,577EM^*$	$U_{1\phi m} = \frac{2E}{\pi} \gamma = 0,64E\gamma$
$U_{1\lambda m} = \frac{\sqrt{3} \cdot EM}{2} = 0,87EM$	$U_{1\lambda m} = EM^*$	$U_{1\lambda m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} E\gamma = 1,1E\gamma$

Приведенные соотношения справедливы для диапазона изменения глубины модуляции (или γ) $0 \leq M(\gamma) \leq 1,0$. В этом диапазоне регули-

ровочные характеристики имеют линейный характер. На рис. 3.6 для линейных напряжений показаны графики регулировочных характеристик, построенные в относительных единицах (базовая величина E) по выражениям, приведенным в табл. 3.4.

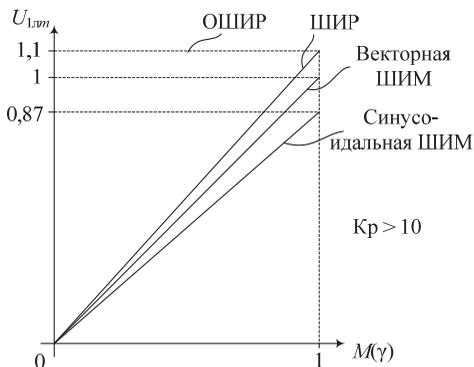


Рис. 3.6

Для способов ШИМ глубина модуляции может быть также и больше единицы (диапазон перемодуляции). При этом регулировочная характеристика АИН становится нелинейной. Теоретически при M , стремящейся к бесконечности (а практически это может произойти гораздо раньше), любой способ ШИМ переходит в способ однократного широтно-импульсного регулирования.

Примечание. Строго говоря, выражение регулировочной характеристики для способа векторной ШИМ справедливо для его векторного представления. В этом случае глубина модуляции (M^*) фактически определяется вторым способом – как отношение текущего значения амплитуды первой гармоники к ее максимальному значению в линейной области регулирования, равному напряжению источника питания E . Для скалярного представления такого способа [98] и традиционного определения глубины модуляции M выражение для регулировочной характеристики идентично выражению для синусоидальной ШИМ, только линейный диапазон регулирования первой гармоники напряжения расширится до $M = 2/\sqrt{3} = 1,15$.

Глубина модуляции влияет также и на величину остальных гармоник спектра выходного напряжения, т. е. на качество выходного напряжения. Оно оценивается коэффициентами гармоник K_Γ и $K_\Gamma^{(1)}$. Последний коэффициент определяет не просто «вес» всех высокоча-

стотных гармоник по отношению к первой гармонике, но и степень их близости к основной гармонике, что важно для оценки качества тока двигателя переменного тока. Данные коэффициенты вычисляются по следующим выражениям [8]:

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_{km}}}{U_{1m}}; \quad K_{\Gamma}^{(1)} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_{km}}{k}\right)^2}}{U_{1m}}, \quad (3.4)$$

где k – номер гармоники. Качественно зависимости коэффициентов (3.4) от M показаны на рис. 3.7. Таким образом, с увеличением глубины модуляции качество выходного напряжения улучшается.

2. *Кратность частот опорного и модулирующего сигнала.* Это второй важный параметр, существенно влияющий на характеристики инвертора. Определяется он следующим образом:

$$K_p = \frac{f_{\text{оп}}}{f_M} = \frac{T_M}{T_{\text{оп}}}, \quad (3.5)$$

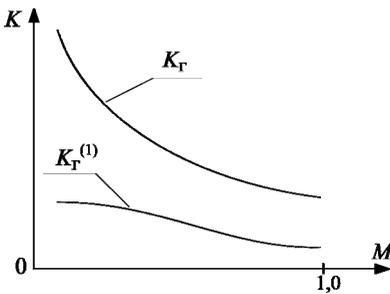


Рис. 3.7

где индексами «оп» и «м» обозначены параметры соответственно опорного и модулирующего сигнала.

Кратность определяет количество импульсов управления на периоде модулирующего сигнала и количество импульсов на периоде выходного напряжения. Это не всегда одно и то же. При односторонней ШИМ количество импульсов в выходном напряжении равно K_p , а при двусторонней ШИМ – $2K_p$. Если качественно пред-

ставить спектр выходного напряжения АИН с ШИМ, то в общем виде он выглядит так, как это показано на рис. 3.8. В состав спектра входят первая гармоника и бесконечный набор комбинационных групп гармоник, расположенных симметрично вокруг гармоник, пропорциональных K_p . С удалением от центра комбинационной группы амплитуды гармоник уменьшаются. Причем это затухание происходит, как правило, очень быстро. «Вес» комбинационных групп гармоник при k (номер гармоники), стремящемся к бесконечности, также монотонно понижается.

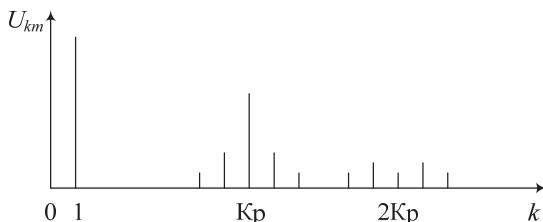


Рис. 3.8

С увеличением K_p комбинационные группы гармоник сдвигаются в область более высоких частот, оставаясь по амплитуде неизменными. Таким образом, коэффициент гармоник выходного напряжения K_Γ [см. выражение (3.4)] от кратности не зависит, но от нее будет зависеть качество выходного тока АИН, так как нагрузка последнего носит активно-индуктивный характер. Чем больше K_p , тем более сглаженным становится ток нагрузки (рис. 3.9). Количественно это выражается в величине коэффициента гармоник $K_\Gamma^{(1)}$, который, как видим, обратно пропорционален кратности.

На практике стараются увеличить значение кратности, чтобы сместить гармоники в область более высоких частот и более эффективно использовать фильтрующие свойства нагрузки. По сути дела, этот параметр ШИМ влияет не на качество выходного напряжения, а на качество выходного тока или выходной энергии.

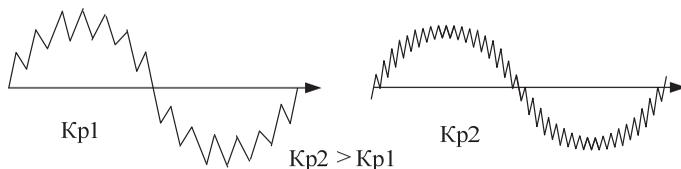


Рис. 3.9

Однако с увеличением кратности возрастают и коммутационные потери в АИН, следовательно, снижается его КПД. Это «ограничение сверху». С другой стороны, имеется и «ограничение снизу». Значительное уменьшение кратности ($K_p < 10$) приводит к тому, что гармоники левой (низкочастотной) части первой комбинационной группы начинают «наплывать» на первую гармонику со своим фазовым сдвигом и тем самым приводят к нарушению линейности регулировочной

характеристики АИН [94]. Не случайно на рис. 3.6, где изображены регулировочные характеристики, обозначено условие: $K_p > 10$.

Следовательно, для оптимизации характеристик АИН приходится искать компромисс. Выбор K_p с точки зрения коммутационных потерь существенно зависит от частотных свойств ключей АИН. Примерные диапазоны максимальных частот, до которых работают ключи различных типов, приведены в табл. 3.5.

Т а б л и ц а 3.5

**Максимальные рабочие частоты
полупроводниковых ключей**

Тип ключей	f_{\max} , кГц
MOSFET	20...50
IGBT	5...20
GTO	0,5...5

Знание рассмотренных выше параметров широтно-импульсной модуляции позволит разработчику более обоснованно определить количественный аспект микропроцессорной реализации способов управления АИН, которая рассматривается в следующих разделах пособия.

3.4. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА В МПСУ

3.4.1. МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ РЕАЛИЗАЦИИ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ

Для реализации ШИМ требуется низкочастотный модулирующий сигнал той или иной формы. В МПСУ АИН это чаще всего синусоидальный сигнал или какой-либо его участок, но в основе все равно – *гармонический сигнал*.

Параметры модулирующего сигнала задают основные выходные характеристики инвертора: частоту и амплитуду первой гармоники, спектральный состав и т. д. Поэтому при разработке микропроцессорной (как и любой другой) системы управления АИН важной задачей является формирование качественного модулирующего сигнала с соблюдением всех предъявляемых к нему (часто довольно жестких) требований. К ним можно отнести безынерционное регулирование в широких пределах амплитуды и частоты сигнала, симметрию между

фазами, отсутствие постоянной составляющей и гармонических искажений и т. п. Реализация всех этих требований часто выливается в серьезную проблему.

Микропроцессорная (т. е. цифровая) реализация модулирующего сигнала, с одной стороны, упрощает выполнение многих требований, а с другой – ухудшает свойства сигнала. Это прежде всего касается **невозможности непрерывного формирования синусоидального сигнала** во времени. Цифровые устройства – это дискретные по времени и амплитуде устройства (пусть даже интервал дискретности мал), и соответственно дискретный характер имеют формируемые ими временные функции. Простейшим примером цифровой реализации аналоговых устройств служит двоичный счетчик, выходной цифровой код которого меняется по линейному закону с дискретностью во времени, определяемой периодом входных тактирующих импульсов. Таким образом, двоичный счетчик можно представить как цифровой аналог устройства с линейно изменяющимся выходным напряжением (например, генератора опорного напряжения).

Если графически изобразить выходной цифровой код счетчика на временной оси, то он будет иметь вид **ступенчатой функции**, амплитуда и длительность ступенек которой постоянны. Это относится и к любой непрерывной временной функции. Другими словами, в МПСУ непрерывный сигнал заменяется соответствующей ступенчатой функцией.

В общем случае минимальная дискретность по амплитуде определяется разрядностью шины данных микропроцессора, а во времени – периодом тактовых импульсов цифрового устройства, формирующего заданную временную функцию. В МПСУ, как правило, не добиваются минимально возможной дискретности во времени для генерируемых сигналов, в частности для модулирующего сигнала. Дискретизацию по этой координате стараются «привязать» к процессам, протекающим в объекте управления. В МПСУ вентиляльным преобразователем дискретизацию непрерывной функции по времени совмещают с периодом дискретности работы этого преобразователя (или интервалом повторения).

Как это делается применительно к синусоидальному сигналу в МПСУ АИН, мы поясним позже, а сейчас приведем математическое описание ступенчатой аппроксимации синусоидального сигнала. Заметим, что приведенная ниже методика справедлива для любого непрерывного сигнала.

3.4.2. СТУПЕНЧАТАЯ АППРОКСИМАЦИЯ СИНУСОИДАЛЬНОГО СИГНАЛА

Ступенчатая аппроксимация непрерывного, в частности синусоидального, сигнала бывает двух видов: с постоянным приращением амплитуды (ΔS) и с постоянной длительностью (τ) ступеньки [100]. Особенности обоих видов аппроксимации показаны соответственно на рис. 3.10, *а* и *б*. Первый вид аппроксимации синусоидального сигнала обычно используется в силовых устройствах (вентильный преобразователь переменного напряжения с равномерными отпайками трансформатора), а второй вид – в системах управления. Его в дальнейшем мы и будем рассматривать.

Для реализации указанного вида аппроксимации период синусоидального сигнала разбивается на $N_{\text{СТ}}$ одинаковых интервалов-ступенек, каждому из которых соответствует своя амплитуда. Амплитуда может быть определена как минимум тремя способами [100]. На рис. 3.10, *б*, например, амплитуда ступеньки равна значению синуса в начале длительности ступеньки. Возможны и другие варианты. Во всех случаях источником «информации» об амплитуде ступеньки будет исходный непрерывный сигнал. Однако первая гармоника ступенчатой функции может отличаться от исходного сигнала как по фазе, так и по амплитуде.

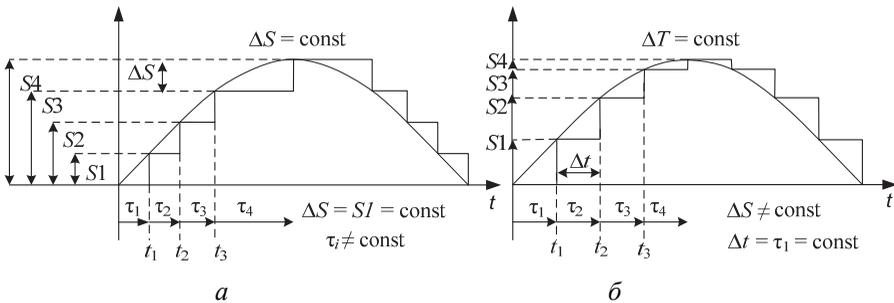


Рис. 3.10

Ступенчатая аппроксимация приводит также и к гармоническим искажениям исходного «гладкого» синуса. Это выражается в том, что в спектре ступенчатой функции помимо основной гармоники присутствуют и высокочастотные составляющие. Качество аппроксимации

зависит от $N_{\text{ст}}$: чем больше ступенек, тем лучше аппроксимация. Но бесконечное число ступенек нереализуемо. Чем же руководствоваться при выборе $N_{\text{ст}}$? Количественной оценкой величины гармонических искажений ступенчатой функции может служить коэффициент гармоник K_{Γ} . Для ступенчато-аппроксимированного синусоидального сигнала этот коэффициент имеет следующий вид [100]:

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{N_{\text{ст}} \sin \frac{\pi}{N_{\text{ст}}}} \right)^2 - 1}. \quad (3.6)$$

Задавшись величиной K_{Γ} , можно из выражения (3.6) определить требуемое число ступенек аппроксимации.

Неидеальность модулирующего сигнала может сказаться на качестве выходной энергии АИИ. Причем это влияние зависит и от выходной частоты АИИ: чем меньше частота, тем меньше фильтрующие свойства нагрузки, тем выше должны быть требования к качеству модулирующего сигнала, и наоборот. Из практики можно привести следующие приблизительные цифры: для единиц герц выходной частоты требуется более 30...50 ступенек, для номинальной частоты 50 Гц достаточно 10...20 ступенек [100].

Выведем формулу для ступенчатой аппроксимации синусоидального сигнала. Как было сказано выше, каждый вариант аппроксимации вносит определенные искажения в исходный гармонический сигнал, в частности фазовые и амплитудные по первой гармонике. Последних недостатков не имеет способ аппроксимации, представленный на рис. 3.11. Его суть заключается в том, что амплитуда каждой ступеньки равна значению синуса в середине длительности соответствующей ступеньки. Помимо всего прочего данный способ аппроксимации при том же количестве ступенек обеспечивает большую точность аппроксимации [100]. В дальнейшем будем использовать именно этот способ аппроксимации.

Выведем уравнение, определяющее амплитуды ступенек ступенчатого синусоидального сигнала в зависимости от их номера. Воспользуемся для этого процедурой вывода формулы общего члена арифметической прогрессии [101]. Пусть на периоде модулирующего сигнала

имеется $N_{\text{СТ}}$ ступенек, номер которых меняется в диапазоне $K = \overline{0, (N_{\text{СТ}} - 1)}$. Тогда середине нулевой ступени соответствует угол $\nu_0 = \pi / N_{\text{СТ}}$. Следовательно, амплитуда нулевой ступени будет равна

$$S_{[0]} = \sin \frac{\pi}{N_{\text{СТ}}}.$$

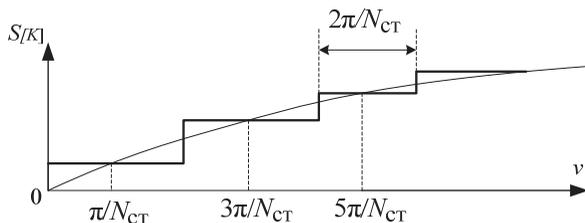


Рис. 3.11

Середине первой ступени соответствует угол, который определяется выражением $\nu_1 = \pi / N_{\text{СТ}} + 2\pi / N_{\text{СТ}} = 3\pi / N_{\text{СТ}}$. Следовательно, амплитуда первой ступени вычисляется как

$$S_{[1]} = \sin \frac{3\pi}{N_{\text{СТ}}}.$$

Для второй ступени будем иметь

$$S_{[2]} = \sin \frac{5\pi}{N_{\text{СТ}}}.$$

И так далее. Таким образом, в аргументе синуса амплитуд ступенек мы имеем константу $\pi / N_{\text{СТ}}$ и переменную, представляющую собой нечетный ряд натуральных чисел, выражение для которого известно: $(2K \pm 1)$. Тогда в общем виде выражение для расчета амплитуды K -й ступени будет иметь вид

$$S_{[K]} = \sin \frac{\pi}{N_{\text{СТ}}}(2K + 1) \quad \text{или} \quad S_{[K]} = \sin \frac{\pi}{N_{\text{СТ}}}(2K - 1), \quad (3.7)$$

где для первого выражения $K = \overline{0, (N_{\text{СТ}} - 1)}$, а для второго $K = \overline{1, N_{\text{СТ}}}$.

Аналогичные выражения можно вывести и для других видов ступенчатой аппроксимации синуса или других непрерывных сигналов.

Примечание. Синус есть функция времени. Но в нашем случае ступенчатый синусоидальный сигнал зависит только от величины K , т. е. номер ступени играет роль времени. Причем это время дискретно. **Зависимость функции от дискретного времени – характерное свойство цифровых, микропроцессорных (и вообще любых дискретных) систем.**

3.5. РАСЧЕТ КОДА МОДУЛЯЦИИ

3.5.1. АППАРАТНЫЕ СПОСОБЫ РЕАЛИЗАЦИИ ШИМ

В современных микропроцессорных системах управления АИН чаще всего используется **компараторная реализация ШИМ**, в которой текущее состояние двоичного счетчика (аналог ГОН) сравнивается в цифровом компараторе с кодом модулирующего сигнала, хранящимся в регистре сравнения (аналог ГМН), т. е. имеет место стандартное формирование модулированных по длительности прямоугольных импульсов, но в цифровом виде. С этой целью обычно применяются специализированные микроконтроллеры класса «Motion Control» [74–78], имеющие встроенный ШИМ-модуль, предназначенный для управления трехфазным АИН и реализующий компараторный вариант. Кроме того, данный модуль дополнительно обеспечивает выполнение всех сервисных функций, необходимых для надежной работы силовой схемы инвертора: формирование интервалов мертвого времени, компенсацию его влияния на выходное напряжение, защиту силовых цепей АИН в аварийных режимах и т. д. [74–78].

Возможен и другой вариант реализации ШИМ – **таймерный**. В этом случае достаточно иметь дешевые микроконтроллеры общего назначения с несколькими (одним-двумя) программируемыми таймерами. Последние должны обладать традиционными свойствами: возможностью предварительного занесения числа в двоичный счетчик и формирования запроса на прерывание по переполнению или обнулению. При этом сервисные функции управления АИН реализуются другими встроенными в микроконтроллер периферийными устройствами или же внешними схемами. Реализация ШИМ таймерным вариантом подобна реализации фазовой модуляции управляемых выпрямителей с помощью программируемых таймеров. Эта процедура была подробно

освещена в главе 2 настоящего пособия, а также в ряде публикаций, приведенных в списке литературы. Весь материал, касающийся реализации фазосдвигающего устройства на программируемых таймерах (синхронные/асинхронные ФСУ, одноканальные/многоканальные ФСУ и т. д.) справедлив и для таймерной реализации ШИМ [34, 35].

В учебном пособии рассматривается только компараторный вариант.

3.5.2. СИНУСОИДАЛЬНАЯ ШИМ – БИПОЛЯРНЫЙ ОПОРНЫЙ СИГНАЛ

Вывод основного соотношения. На примере классической синусоидальной ШИМ будут рассмотрены общие принципы расчета кода модулирующего сигнала – кода модуляции. Впоследствии полученные результаты будут распространены с учетом своих особенностей и на другие способы ШИМ.

Расчет кода модуляции – это, по сути дела, формирование синусоидального модулирующего сигнала по амплитуде. Процедура формирования данного сигнала по другой координате – времени (фазе) будет рассмотрена в разделе 3.6. Таким образом, перед нами стоит следующая задача: **вывести в общем виде выражение для кода синусоидального модулирующего сигнала при изменении его амплитуды в заданных пределах и при заданной ступенчатой аппроксимации.**

Примечание. Если уравнение $F_1(x) = F_2(x)$ имеет решение $x = Q$, то уравнение $F_1(x) + C = F_2(x) + C$ (где C – константа) имеет, очевидно, то же самое решение.

Рассмотрим данный вывод применительно к линейному диапазону регулировочной характеристики АИН, т. е. $M = 0 \dots 1$, и учтем несколько очевидных исходных положений.

1. Описание процедуры формирования ШИМ выражается уравнением фазовой модуляции

$$e_M(t) = e_{\text{оп}}(t),$$

решением которого является положение фронтов прямоугольных импульсов на периоде опорного сигнала $T_{\text{оп}}$.

2. Модулирующий и опорный сигналы – идеальные биполярные сигналы.

3. В линейном диапазоне регулировочной характеристики изменение модулирующего сигнала по амплитуде происходит в области существования опорного сигнала.

Сделаем допущение, что $E_{\text{оп}}=1$, тогда $E_M=M$ и общее выражение для модулирующего сигнала со ступенчатой аппроксимацией можно записать как

$$M_{[K]} = MS_{[K]}.$$

Цифровой аналог ГОН – это двоичный счетчик: суммирующий или реверсивный (соответственно для односторонней или двусторонней ШИМ). Заметим, что текущий код двоичного счетчика – целое положительное число. В аналоговом виде это эквивалентно тому, что к исходному биполярному опорному сигналу единичной амплитуды добавлена единичная постоянная составляющая (**это первая смещенная функция**). Причем общий размах опорного сигнала равен двум, а его середина соответствует единичному уровню (рис. 3.12).

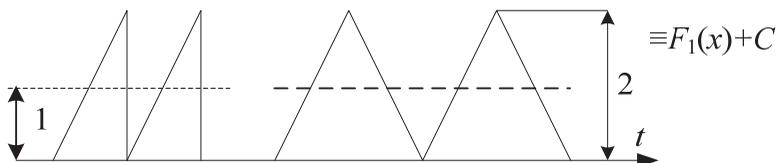


Рис. 3.12

Чтобы изменение модулирующего сигнала происходило в области существования смещенного опорного сигнала, в первый сигнал тоже необходимо добавить единичную постоянную составляющую. Тогда ступенчатый аналог смещенного модулирующего сигнала можно представить в следующем виде:

$$M'_{[K]} = 1 + MS_{[K]}.$$

Примечание. Это вторая смещенная функция. Таким образом, при цифровой реализации и модулирующий и опорный сигналы смещаются в положительную область на величину амплитуды опорного сигнала. Поскольку оба сигнала смещены на одну и ту же величину, решение уравнения фазовой модуляции от этого не изменится.

Из последнего выражения видно, что при единичной глубине модуляции и изменении ступенчатой синусоидальной функции $S_{[K]}$ в диапазоне от -1 до $+1$ величина $M'_{[K]}$ будет меняться в диапазоне от 0 до 2 , т. е. в том же диапазоне, что и опорный сигнал. К тому же при $M = 0$ величина $M'_{[K]} = 1$, т. е. среднему значению опорного сигнала.

Состояние двоичного счетчика меняется в пределах от нуля до некоторой программируемой величины, которая называется кодом периода. Обозначим ее N_{\max} . В цифровой реализации широтно-импульсной модуляции эта величина равна размаху опорного сигнала, т. е. двум. Соответственно в системе координат двоичного счетчика $1 \equiv N_{\max} / 2$.

Исходя из сказанного выше, приведенное к формату (размерности) опорного сигнала окончательное выражение для ступенчатого синусоидального модулирующего сигнала (или кода модуляции) будет иметь вид

$$N_{m[K]} = \frac{N_{\max}}{2} (1 + MS_{[K]}). \quad (3.8)$$

Из выражения (3.8) следует важный для микропроцессорной реализации ШИМ вывод: **форматы (разрядность) модулирующего и опорного сигналов должны соответствовать друг другу**. Причем расчет кода модуляции необходимо начинать с расчета параметров опорного сигнала, т. е. двоичного счетчика. Его расчет подобен расчету счетчика для формирования интервала t_α в МПСУ управляемым выпрямителем (см. главу 2 и приложение 2), дополнением к которому является выражение

$$T_{\text{оп}} = N_{\max} T_T K_{\text{ТШ}},$$

где T_T – период импульсов, тактирующих двоичный счетчик; $K_{\text{ТШ}}$ – коэффициент, зависящий от типа ШИМ: он равен 1 или 2 соответственно для односторонней или двусторонней ШИМ.

Пример расчета кода модуляции. Теперь можно рассчитать код модуляции по выражению (3.8). Выполним расчет для конкретных значений. Пусть $N_{\text{ст}} = 12$, т. е. $K = 0, (N_{\text{ст}} - 1) = 0,11$; $N_{\max} = 255$ (считаем, что двоичный счетчик уже предварительно рассчитан); $M = 1,0$; модулирующий сигнал трехфазный (в этом случае значе-

ние $N_{ст}$ должно быть четным числом и кратно трем для обеспечения симметрии по полуволнам и между фазами модулирующего сигнала). Результаты расчета, выполненного по формуле (3.8), приведены в табл. 3.6, которая дана не только с целью компактного представления полученных результатов; в ней, во-первых, видны все особенности формирования ступенчатого трехфазного модулирующего сигнала, а во-вторых, отражен ряд важных закономерностей, которые целесообразно учитывать при микропроцессорной реализации ШИМ.

Таблица 3.6

Результаты расчета кодов трехфазного модулирующего сигнала для $M = 1,0$

K	$S_{[K]}$	$N_{m[K]}$ для фазы A		$N_{m[K]}$ для фазы B	$N_{m[K]}$ для фазы C
		10-й код	16-й код	16-й код	16-й код
0	0,259	161	<i>A1</i>	04	<i>DA</i>
1	0,707	218	<i>DA</i>	04	<i>A1</i>
2	0,966	252	<i>FC</i>	25	<i>5F</i>
3	0,966	252	<i>FC</i>	<i>5F</i>	25
4	0,707	218	<i>DA</i>	<i>A1</i>	04
5	0,259	161	<i>A1</i>	<i>DA</i>	04
6	-0,259	95	<i>5F</i>	<i>FC</i>	25
7	-0,707	37	25	<i>FC</i>	<i>5F</i>
8	-0,966	04	04	<i>DA</i>	<i>A1</i>
9	-0,966	04	04	<i>A1</i>	<i>DA</i>
10	-0,707	37	25	<i>5F</i>	<i>FC</i>
11	-0,259	95	<i>5F</i>	25	<i>FC</i>

В системе команд любого микропроцессора или микроконтроллера нет команды вычисления синуса заданного аргумента. Если в программе на языке Си и можно записать такую функцию, то реализуется она с помощью соответствующей математической поддержки: стандартными арифметическими операциями на основе разложения данной функции в ряд [101], что занимает довольно продолжительное время. Кроме того, от периода к периоду модулирующего сигнала аргументы, как правило, повторяются, и поэтому вычисления будут проводиться для одних и тех же значений. Поэтому значение синуса обычно не рассчитывается в процессе работы управляющей программы. Расчет производится заранее (офлайн), и полученные данные в нужном формате

при программировании записываются в память микроконтроллера, откуда они выбираются по мере расчета кода модуляции. Напомним, что даже мощные цифровые сигнальные контроллеры имеют защиты в ПЗУ таблицы тригонометрических функций [52, 84, 102].

Данные, приведенные в табл. 3.6, представляют собой некоторый прототип тех амплитуд ступенек модулирующего сигнала, которые записываются в память. О том, какая информация действительно закладывается в таблицы, будет рассказано ниже.

Из табл. 3.6 видно, что исходная функция и соответствующие ей амплитуды ступенек обладают свойствами симметрии, которые можно использовать как при расчете и составлении таблицы, так и при использовании ее данных в программе. В табл. 3.6 повторяющиеся фрагменты в колонках выделены жирным шрифтом.

Кроме того, существует симметрия между фазами, что позволяет уменьшить объем вычислений и число таблиц в памяти микроконтроллера. Здесь необходимо отметить один момент, связанный с порядком заполнения колонок фаз B и C по данным колонки фазы A . На временной оси фаза B сдвинута по времени вправо на 120 эл. град., а фаза C – на 240 эл. град. Часто по шаблону так и поступают, начиная заполнять колонку фазы B с четвертой ступеньки, а фазы C – с восьмой ступеньки фазы A . На самом деле нужно сделать наоборот. Математически сдвиг фазы B относительно фазы A выражается как $\varphi_B = -120$ эл. град. Аналога такого угла в таблице нет. Если привести эквивалентные преобразования, то получим

$$\varphi_B = -120 = -120 + 360 = 240 \text{ эл. град.}$$

Данный угол соответствует восьмой ступеньке фазы A и т. д.

Примечание. Отметим, что угол сдвига между фазами модулирующего сигнала очень важен, особенно при управлении двигателем. При неправильной фазировке последний будет вращаться в противоположную сторону со всеми вытекающими последствиями.

Работа с таблицами. Рассмотрим процедуру извлечения данных из таблиц. Для простоты сделаем допущение, что значения амплитуд ступенек, расположенные в таблицах, соответствуют всему периоду модулирующего сигнала. Так как каждая ступенька имеет свой номер, то для организации извлечения чисел из таблицы в программе должен быть предусмотрен счетчик – счетчик номеров ступенек, который определенным образом модифицируется во времени и к которому

можно обратиться программным способом. Как происходит модификация состояния счетчика, нам сейчас не важно.

Процедура извлечения данных может быть выполнена двумя основными способами, которые можно условно назвать так: «один счетчик – три таблицы», «три счетчика – одна таблица». Рассмотрим их особенности, отметив дополнительно следующее. Так как число ступенек в фазах модулирующего сигнала одинаково и кратно трем, то взаимное расположение ступенек всех трех фаз по времени будет совпадать. Напомним также, что фазы модулирующего сигнала с точностью до угла сдвига подобны друг другу.

«Один счетчик – три таблицы». При графическом изображении трехфазной системы синусоидальных напряжений обычно используется одна временная ось, т. е. время для всех фаз модулирующего сигнала едино. При ступенчатой аппроксимации «временем» (дискретным) является номер ступеньки. В соответствии с этим для обозначения единого времени для всех фаз модулирующего сигнала можно использовать один счетчик, например счетчик номеров ступенек фазы A . Этой ситуации соответствует табл. 3.6, в которой присутствует одна колонка номеров ступенек (состояние соответствующего счетчика) и три колонки (три таблицы) амплитуд ступенек. В колонках для фаз B и C используются амплитуды ступенек колонки фазы A , сдвинутые согласно симметрии на треть $N_{ст}$ в соответствующую сторону. При такой организации извлечения данных из таблиц мы выигрываем в работе со счетчиками номеров ступеней (т. е. в быстродействии), но проигрываем в объеме памяти.

«Три счетчика – одна таблица». Этот способ основан на том факте, что амплитуды соответствующих ступенек фазных модулирующих сигналов одинаковы, но сдвинуты по фазе. В этом случае принцип работы, достоинства и недостатки противоположны предыдущему варианту. Имеется один массив амплитуд ступенек и три счетчика – свой для каждой фазы модулирующего сигнала. Причем начальное состояние у них будет разным. Ниже приведены состояния фазных счетчиков K_A , K_B , K_C , изменяющихся дискретно во времени. В соответствии с текущим состоянием каждого счетчика ступенек из одной таблицы извлекаются три значения амплитуд ступенек.

K_A	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
K_B	8	9	10	11	0	1	2	3	4	5	6	7
K_C	4	5	6	7	8	9	10	11	0	1	2	3

По истечении такта дискретного времени каждый счетчик нужно в программе инкрементировать и проверять на достижение максимального значения (в данном случае равного 12). Это несколько увеличивает время выполнения участка программы, обеспечивающего расчет кода модуляции, но уменьшает объем памяти, отводимой под таблицы амплитуд ступенек. Очевидно, что это уменьшение может быть актуальным только при большом количестве ступенек на периоде модулирующего сигнала (100 и более; такие ситуации будут описаны в разделе 3.6.2).

Кроме симметрии по фазам для уменьшения объема таблиц можно использовать и другие виды симметрии синусоидального сигнала. Некоторые из них были упомянуты выше, а некоторые будут рассмотрены в разделе 3.6.2. Однако нужно помнить, что *любое уменьшение массивов при использовании симметрии приводит к усложнению соответствующей программы и наоборот.*

И последнее. Покажем графически (рис. 3.13) для рассматриваемого случая ($N_{ст} = 12$, $M = 1$) изменение во времени амплитуд ступенек модулирующего сигнала фазы A ($N_{m[K]A}$) по аналогии с тем, как мы изображаем во времени состояние двоичного счетчика, только ступенчатой аппроксимацией здесь уже пренебрегать не будем. Заштрихованная область соответствует величине кода модуляции. Из рисунка, в частности, видно, что осью симметрии модулирующего сигнала по полуволнам является уровень $N_{max} / 2$. При изменении глубины модуляции эта ось остается неподвижной, а меняются отклонения модулирующего сигнала от этой оси (см. отрезки h_+ , h_-).

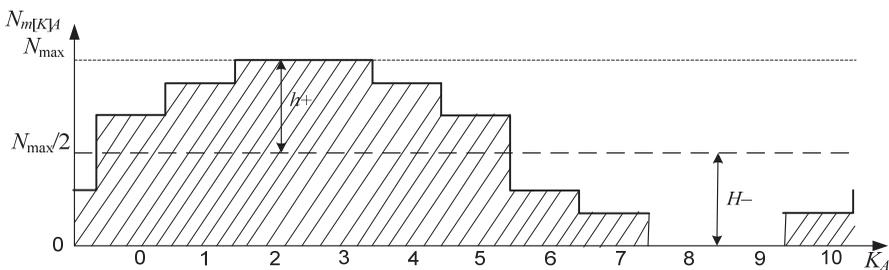


Рис. 3.13

Расчет кода модуляции для отрицательной полуволны. Ранее было получено общее выражение (3.8) для расчета кода модуляции.

В частности, мы его использовали при составлении табл. 3.6 для глубины модуляции $M = 1,0$. Однако в общем случае глубина модуляции меняется, т. е. в МПСУ в процессе выполнения программы надо вычислять произведение $MS_{[K]}$. Большинство микроконтроллеров на уровне системы команд, т. е. на уровне языка ассемблера, имеют беззнаковое умножение, т. е. команда MUL не влияет на биты знака в соответствующих регистрах состояния центрального процессора. Знак в командах умножения обычно учитывается на уровне языков высокого уровня (язык Си и т. д.). Умножение со знаком имеет место в системе команд цифровых сигнальных процессоров. Но как решить эту проблемы при использовании ассемблера для микроконтроллеров, не имеющих такой команды?

Для вычисления ступеней отрицательной полуволны при изменении глубины модуляции можно использовать симметрию синуса по полуволнам: отрицательная волна по модулю равна положительной (см. рис. 3.13), т. е. $|h_+| = |h_-|$. С учетом этого перепишем выражение (3.8) и раскроем скобки:

$$N_{m[K]} = \frac{N_{\max}}{2} \pm \frac{N_{\max}}{2} M |S_{[K]}|,$$

где «+» и «-» используются соответственно для положительной и отрицательной полуволны. Перепишем это выражение еще раз:

$$N_{m[K]} = \frac{N_{\max}}{2} \pm MN'_{m[K]}, \quad (3.9)$$

где

$$N'_{m[K]} = \frac{N_{\max}}{2} |S_{[K]}|. \quad (3.10)$$

Выражения (3.9) и (3.10) служат основой для расчета кода модуляции при варьировании глубины модуляции как для положительной, так и для отрицательной полуволны. Причем именно по выражению (3.10) должны рассчитываться числа для таблиц (массивов), хранящихся в памяти микроконтроллера.

Алгоритм расчета кода модуляции для варианта извлечения «три счетчика – одна таблица» может выглядеть примерно так:

1) выбрать текущее значение кода глубины модуляции и состояние счетчиков номеров ступенек K_A , K_B , K_C ;

- 2) для K_A извлечь из таблицы значение $N'_{m[K]}$;
- 3) умножить код глубины модуляции на табличное значение;
- 4) определить полярность текущей ступеньки фазы A ;
- 5) вычислить и сохранить значение кода модуляции для фазы A , если

$$0 \leq K_A \leq \frac{N_{\text{ст}}}{2} - 1, \quad (3.11)$$

то выражение (3.9) используется со знаком «+», иначе со знаком «-»;

б) инкрементировать счетчик ступенек фазы A , проверить новое значение K_A на равенство $N_{\text{ст}}$: если «да», то $K_A = 0$;

7) пункты 2–6 выполнить для остальных фаз.

Примечание. При инициализации этой процедуры состояние счетчиков ступенек должно быть установлено следующим: $K_A = 0$, $K_B = 2N_{\text{ст}}/3$, $K_C = N_{\text{ст}}/3$.

В случае извлечения данных из таблицы по варианту «один счетчик – три таблицы» процедура определения полярности усложняется. Условие (3.11) справедливо только для фазы A . Для фаз B и C условия определения полярности выглядят следующим образом:

если $\frac{N_{\text{ст}}}{3} \leq K_B \leq \frac{5N_{\text{ст}}}{6} - 1$, то «+», иначе «-»;

если $\frac{N_{\text{ст}}}{6} \leq K_C \leq \frac{2N_{\text{ст}}}{3} - 1$, то «-», иначе «+».

Как видно, в этом случае данный этап алгоритма усложняется. Можно сделать оценку полярности модулирующего сигнала иначе: помимо таблиц амплитуд ступенек ввести в программу таблицы флагов полярностей фаз той же размерности, в которых для каждой ступеньки указать ее полярность. В табл. 3.7 для случая $N_{\text{ст}} = 12$ приведена вся необходимая при расчете кода модуляции информация: во-первых, с учетом аппроксимации модуля синуса, а во-вторых, с учетом двух вариантов извлечения амплитуд из таблицы. Естественно, что эта таблица избыточна. В каждом конкретном случае из нее нужно использовать только необходимую информацию.

В табл. 3.7 используются следующие новые обозначения: F_{POL_A} , F_{POL_B} , F_{POL_C} – таблицы флагов полярностей фаз модулирующего сигнала (в них состоянию 0/1 соответствует положительная/отрицательная полуволна); F_{POL_ABC} – сводная таблица флагов полярностей этих фаз. В последней строке 0-й, 1-й и 2-й двоичные разряды чисел отображают соответственно флаг полярности фазы A , B и C .

Таблица 3.7

Информация, необходимая для расчета кода модуляции

$N'_{m[K]} A$	\$21	\$5A	\$7C	\$7C	\$5A	\$21	\$21	\$5A	\$7C	\$7C	\$5A	\$21
$N'_{m[K]} B$	\$7C	\$7C	\$5A	\$21	\$21	\$5A	\$7C	\$7C	\$5A	\$21	\$21	\$5A
$N'_{m[K]} C$	\$5A	\$21	\$21	\$5A	\$7C	\$7C	\$5A	\$21	\$21	\$5A	\$7C	\$7C
K_A	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
F_{POL_A}	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1
K_B	8	9	10	11	0	1	2	3	4	5	6	7
F_{POL_B}	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1
K_C	4	5	6	7	8	9	10	11	0	1	2	3
F_{POL_C}	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
F_{POL_ABC}	02	02	06	06	04	04	05	05	01	01	03	03

На рис. 3.14 графически изображена информация, которая должна храниться в таблице фазы A .

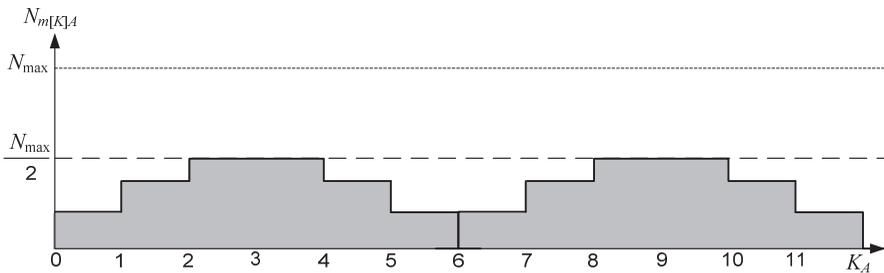


Рис. 3.14

3.5.3. СИНУСОИДАЛЬНАЯ ШИМ – ОДНОПОЛЯРНЫЙ ОПОРНЫЙ СИГНАЛ

Ранее были рассмотрены способы управления инвертором, в которых на полупериоде модулирующего сигнала опорный сигнал имеет ту же полярность, например несимметричная ШИМ в однофазном АИН (см. раздел 3.2.3). Как в этом случае рассчитывать коды модуляции?

Необходимо учесть следующее: при данной форме опорного сигнала в области его изменения меняется только одна полуволна модулирующего сигнала (см. рис. 3.5). Следовательно, никакого смещения синуса на «1» производить не нужно, и ступенчатая функция, помещенная в таблице, будет выглядеть, как на рис. 3.14, но изменяться уже будет от нуля до N_{\max} . Для расчета кода модуляции будет справедлива формула

$$N_{m[K]} = N_{\max}MS_{[K]} = MN'_m[K], \quad (3.12)$$

где $K = 0, (\overline{N_{\text{ст}} / 2 - 1})$, т. е. выражение (3.12) справедливо только для положительной полуволны. Возникает вопрос: как выполнить расчет для отрицательной полуволны?

В принципе расчет подобен тому, который выполнялся для биполярного опорного сигнала. При расчете также используется модуль отрицательной полуволны синуса, ступеньки которого помещены в таблице. Но здесь имеются и особенности. Рассмотрим момент перехода ступенчатого модулирующего сигнала через нуль (рис. 3.15, а). Из рисунка видно, что сигнал $U_{\text{УС}}$ для отрицательной полуволны есть инверсия соответствующего сигнала положительной полуволны. Но эта инверсия аппаратная. Однако инвертировать полярность выходного сигнала ШИМ-модуля в процессе работы микроконтроллера нельзя. Но можно инверсию сделать программным способом.

Рассмотрим подробнее сигналы на периоде опорного сигнала (рис. 3.15, б). На этом временном интервале модулирующие сигналы, как обычно, не меняются. При сравнении кода модуляции $N_{m[K]}$ с опорным сигналом формируется импульс y_1 длительностью τ_1 . Его аппаратной инверсии (y_2) соответствуют два импульса длительностью соответственно τ_2 и τ_3 . Исходя из рис. 3.15, б, можно записать очевидные соотношения:

$$\tau_1 + \tau_2 + \tau_3 = T_{\text{оп}}, \quad \tau_2 + \tau_3 = T_{\text{оп}} - \tau_1,$$

но

$$T_{\text{оп}} \equiv N_{\text{max}}, \quad \tau_1 \equiv N_{m[K]}.$$

Таким образом, код суммы длительностей второго и третьего временных интервалов, т. е. инверсии первого интервала, можно выразить так:

$$\tau_2 + \tau_3 \equiv N_{\text{max}} - N_{m[K]}.$$

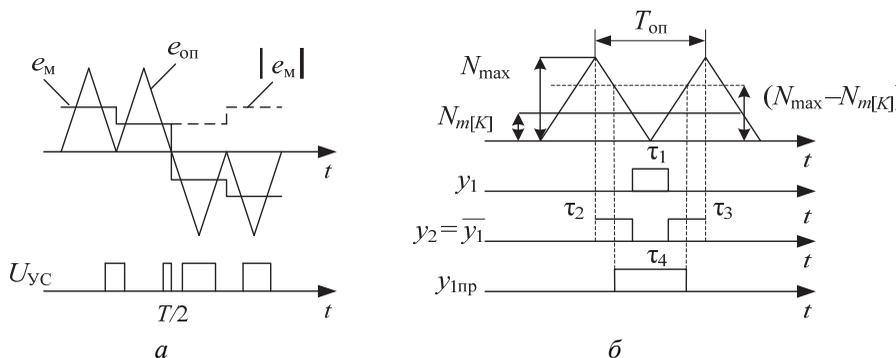


Рис. 3.15

Если в регистр сравнения таймера послать полученное число, то вместо двух импульсов с длительностями τ_2 и τ_3 получится один импульс (см. сигнал y_{1np}) длительностью τ_4 , который не соответствует сигналам y_2 , т. е. это не инверсия в аппаратном смысле. Но можно показать, что $\tau_4 = \tau_2 + \tau_3$, т. е. сигналы y_{1np} и y_2 равны по длительности на периоде опорного сигнала. Это – **программная инверсия**. При ней происходит определенное искажение сигнала U_{UC} для отрицательной полувольты. Но так как площади импульсов не изменились, то не изменится первая гармоника и не появится постоянная составляющая. Таким образом, для отрицательной полувольты код модуляции при однополярном опорном сигнале можно рассчитать по формуле

$$N_{m[K]} = N_{\text{max}} - MN'_{m[K]}.$$

Графически код модуляции, рассчитанный для некоторой величины M , можно изобразить так, как показано на рис. 3.16. На нем приведены также эпюры импульсов управления и выходного напряжения однофазного АИН с ШИМ при несимметричном управлении. Одинаковыми стрелками (сплошными и штриховыми) на рисунке отображены одинаковые амплитуды ступенек модуля кода модуляции.

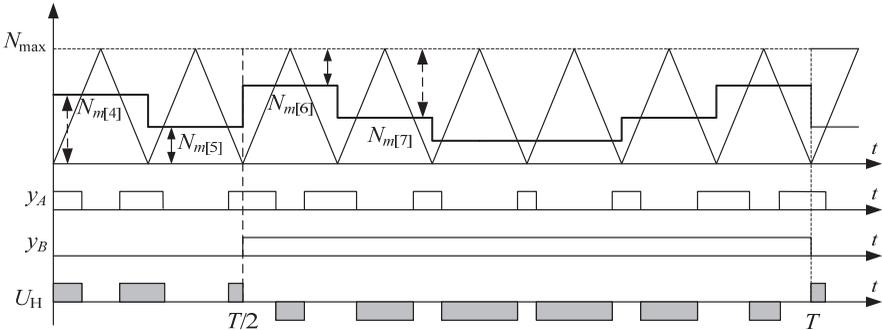


Рис. 3.16

В принципе здесь алгоритм расчета подобен расчету при биполярном опорном сигнале: если «+», то производится суммирование с константой, если «-», то производится вычитание из константы. Для биполярного опорного сигнала эта константа равна $N_{\max} / 2$, а для однополярного: при «+» – нуль, а при «-» – N_{\max} .

Может показаться странным, что код модуляции для отрицательной полуволны может быть больше, чем код для положительной. Дело в том, что здесь иной алгоритм управления. Выходное напряжение однофазного мостового инвертора определяется не только фазой A , но и фазой B . Причем для положительной полуволны $y_B = 0$, а для отрицательной – $y_B = 1$ (рис. 3.16). В частности, при $M = 0$ код модуляции будет представлять собой меандр, подобный сигналу y_B на рис. 3.16. Соответственно выходное напряжение, вычисляемое в относительных величинах как $U_n^* = y_A - y_B$, будет равно нулю.

3.5.4. РАСЧЕТ КОДА МОДУЛЯЦИИ ДЛЯ СПОСОБОВ ШИМ СО СЛОЖНОЙ ФОРМОЙ МОДУЛИРУЮЩЕГО СИГНАЛА

Синусоидальная ШИМ с добавлением третьей гармоники. Этот способ, как и способ векторной ШИМ, увеличивает линейный диапазон регулировочной характеристики на 15 % [98]. Так как трехфазная нагрузка по умолчанию соединяется в звезду без нулевого провода, то гармоники, кратные трем, вносимые таким модулирующим сигналом, исчезают. Обратим внимание на то, что опорный сигнал биполярный. Модулирующий сигнал для данного способа управления строится так, как показано на рис. 3.17.

Выражение для модулирующего сигнала имеет следующий вид:

$$e_M = e_{M1} + e_{M2} = M(\sin \Omega t + L \sin 3\Omega t),$$

где коэффициент $L = 1/6$ [98].

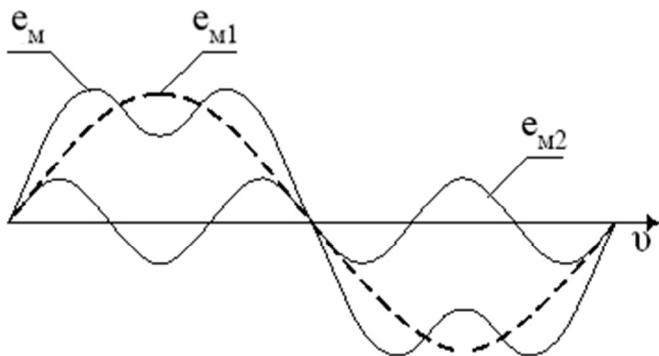


Рис. 3.17

При ступенчатой аппроксимации этот сигнал выражается так:

$$S_{[K]} = \sin \frac{\pi}{N_{ст}}(2K + 1) + L \sin \frac{3\pi}{N_{ст}}(2K + 1),$$

где $K = \overline{0, (N_{ст} - 1)}$.

Напомним, что $N_{ст}$ – число ступенек на периоде основной гармоники. Следовательно, на периоде третьей гармоники их будет в три раза меньше. Поэтому, чтобы точнее аппроксимировать эту гармонику,

число ступенек нужно брать в 2...3 раза больше, чем при моногармоническом модулирующем сигнале.

Далее $N_{m[K]}$ рассчитывается, как и при биполярном опорном сигнале.

Примечание. Существует еще один способ ШИМ, аналогичный приведенному выше, но обладающий несколько лучшими свойствами с точки зрения качества выходного напряжения. В нем вместо третьей гармоники в модулирующий сигнал добавляется треугольник трехкратной частоты с амплитудой $L = 0,25$ [98].

Циклическая ШИМ. Это еще один способ управления со сложной формой модулирующего сигнала [97]. Для него характерно наличие в фазе на каждом полупериоде пассивной 60-градусной зоны, в которой ключи не коммутируются, а фаза подключена к соответствующему полюсу источника питания. Способ интересен тем, что он, по сути дела, является одним из вариантов векторной ШИМ,

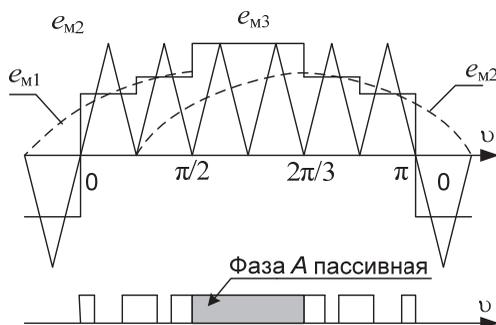


Рис. 3.18

представленной во временной области. Рассматриваемый способ, ступенчатая аппроксимация которого показана на рис. 3.18, имеет следующие особенности:

- на полуволне модулирующего сигнала опорный сигнал однополярный;
- центральная часть модулирующего сигнала при регулировании амплитуды не меняется;
- число коммутаций в АИН на одну треть меньше (как и у векторной ШИМ);

- расширенный на 15 % линейный диапазон регулировочной характеристики (как и у векторной ШИМ).

На полупериоде модулирующий сигнал состоит из трех сигналов, каждый из которых располагается в своей 60-градусной зоне (рис. 3.18):

при $\Omega t = 0 \dots \pi / 3$ $e_{M1} = M \sin(\Omega t + \pi/6)$, величина зависит от M .

при $\Omega t = 2\pi / 3 \dots \pi$ $e_{M2} = M \sin(\Omega t - \pi/6)$, величина зависит от M .

при $\Omega t = \pi / 3 \dots 2\pi/3$ e_{M3} – всегда $\geq E_{оп}$, величина не зависит от M .

Из рис. 3.18 видно, что ступеньки расположены симметрично относительно $\pi/2$. Поэтому для расчета достаточно вычислить ступеньки для e_{M1} .

$$S_{[K]} = \sin \left[\frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{N_{ст}} (2K + 1) \right],$$

где $K = \overline{0, (N_{ст} / 6 - 1)}$. Далее можно использовать симметрию. Поскольку опорный сигнал однополярный на полувогне модулирующего сигнала, для расчета чисел таблицы используем выражение

$$N'_{m[K]} = N_{max} S_{[K]}.$$

Качественно содержимое массива чисел для фазы A приведено ниже.

K	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$N'_{m[K]}$	$N'_{m[0]}$	$N'_{m[1]}$	H	H	$N'_{m[1]}$	$N'_{m[0]}$	$N'_{m[0]}$	$N'_{m[1]}$	H	H	$N'_{m[1]}$	$N'_{m[0]}$

Символом H здесь обозначено число, которое больше или равно N_{max} . Ступеньки с номерами 2, 3, 8, 9 при изменении глубины модуляции не изменяются. Код модуляции рассчитывается по формулам:

$$N_{m[K]} = MN'_{m[K]} \text{ для } K = \overline{0, (N_{ст} / 2 - 1)},$$

$$N_{m[K]} = N_{max} - MN'_{m[K]} \text{ для } K = \overline{N_{ст} / 2, (N_{ст} - 1)}.$$

3.5.5. РАСЧЕТ КОДА МОДУЛЯЦИИ ДЛЯ ВЕКТОРНОЙ ШИМ

Основы представления векторной ШИМ. Рассмотрим принцип векторной ШИМ. Вернемся к коммутационной модели трехфазного АИН (см. рис. 3.2). Ранее было сказано, что в связи с комплементарным управлением ключами управляющие сигналы $u_1 - u_6$ можно заменить коммутационными функциями фаз u_A, u_B, u_C , которые могут находиться в двух состояниях. Следовательно, общее число состояний инвертора будет равно $2^3 = 8$, каждому из которых соответствует своя комбинация значений коммутационных функций фаз. Эти комбинации мы назвали векторами состояния АИН.

Каждому вектору состояния соответствует своя совокупность напряжений на трехфазной нагрузке, соединенной в звезду без нулевого провода. Два вектора состояния ($000 - V_0$ и $111 - V_7$) обеспечивают нулевые напряжения в нагрузке, а остальные шесть ($V_1 - V_6$) – ненулевые. Их еще называют «образующими» векторами [98].

Трехфазное напряжение можно представить на комплексной плоскости ($\alpha\beta$) в виде одного обобщенного вектора, вращающегося против часовой стрелки. В любой момент времени проекции этого вектора на оси, сдвинутые относительно друг друга на $2\pi/3$, дадут величину соответствующего фазного напряжения. В режиме однократного ШИР (или шестишагового режима работы – *six step mode*) обобщенный вектор V^* последовательно, дискретно (с периодом дискретизации $\pi/3$) занимает все ненулевые состояния – векторы $V_1 - V_6$ (рис. 3.19, а). При этом его траектория описывает шестиугольник. Образующие вектора делят его на шесть секторов $S_1 - S_6$. В табл. 3.8 приведены коммутационные функции фаз, векторы состояния и обозначения соответствующих векторов и секторов.

Шестиугольник – область существования напряжений трехфазного АИН. Вписанный штриховой круг – область линейного регулирования первой гармоники выходного напряжения АИН с широтно-импульсной модуляцией. В случае ШИМ обобщенный вектор занимает положения не образующих векторов, а промежуточные положения в секторе. Каждый сектор разбивается при этом на несколько подсекторов, или во временной области – интервалов усреднения T_s (аналогия с $T_{оп}$), в течение которых положение обобщенного вектора не меняется,

т. е. дискретность вращения обобщенного вектора остается, только ее период уменьшается. Количество интервалов усреднения во всех секторах аналогично понятию кратности K_p .

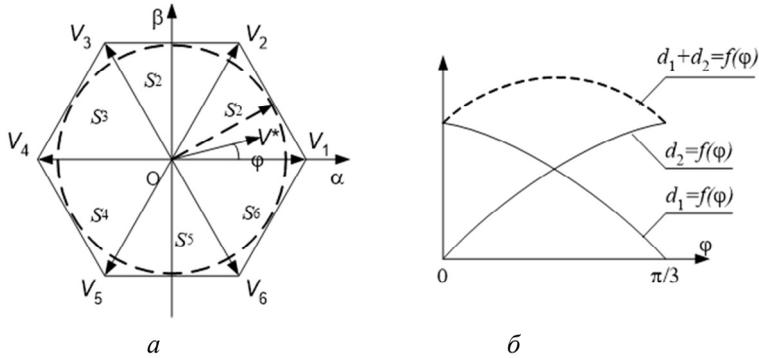


Рис. 3.19

Таблица 3.8

Описание секторов комплексной плоскости для векторной ШИМ

y_A	y_B	y_C	Вектор состояния	V_i	S_i
1	0	0	04	V_1	
1	1	0	06	V_2	
0	1	0	02	V_3	
0	1	1	03	V_4	
0	0	1	01	V_5	
1	0	1	05	V_6	
1	1	1	07	V_7	
0	0	0	00	V_0	

На основе геометрических представлений обобщенный вектор в первом секторе можно представить как линейную комбинацию смежных и нулевых векторов, а именно:

$$V^* = \frac{T_1}{T_s} V_1 + \frac{T_2}{T_s} V_2 + \frac{T_0}{T_s} V_0 + \frac{T_7}{T_s} V_7, \quad (3.13)$$

где T_1, T_2, T_0, T_7 – время существования одноименных векторов. При этом очевидно, что

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0 + T_7.$$

Введем относительные переменные $d_j = T_j / T_s$, где $j = A, B, C$. Тогда выражение (3.13) запишется как

$$V^* = d_1 V_1 + d_2 V_2 + d_0 V_0 + d_7 V_7.$$

Для векторной ШИМ в любом секторе можно записать [98]:

$$d_1 = M \sin(\pi/3 - \varphi'), \quad (3.14)$$

$$d_2 = M \sin \varphi', \quad (3.15)$$

$$d_1 + d_2 + d_0 + d_7 = 1, \quad (3.16)$$

где φ' – угловое положение обобщенного вектора относительно начала сектора, индексами «1» и «2» обозначены соответственно начальный и конечный векторы, образующие текущий сектор при его прохождении против часовой стрелки. Таким образом, длительности состояний в разных секторах при одном и том же угле φ' одинаковы. Отличия заключаются в самих состояниях – векторах. На рис. 3.19, б показаны графики выражений (3.14), (3.15) при условии, что интервал усреднения T_s стремится к нулю.

При реализации векторной ШИМ на данном этапе рассмотрения неясными остаются два момента. Во-первых, необходимо знать относительные длительности нулевых векторов. Из выражения (3.16) можно вывести только одно:

$$d_0 + d_7 = 1 - d_1 - d_2.$$

Обычно длительности d_0 и d_7 приравнивают друг другу. Во-вторых, неизвестным остается порядок распределения векторов (и их длительностей) на интервале усреднения. В зависимости от того, как реализуется нулевая пауза и в каком порядке чередуются ненулевые векторы, различают модификации векторной ШИМ [98]. В качестве примера рассмотрим реализацию следующей модификации данного способа управления:

- на T_s располагается только один нулевой вектор (или V_0 , или V_7);
 - образующие вектора чередуются по номеру от меньшего к большему;
 - T_s делится на два участка, симметричных относительно центра;
 - в начале интервала усреднения располагается ненулевой вектор.
- Исходя из заданных условий, распределение векторов на интервале усреднения можно представить так, как это показано на рис. 3.20.

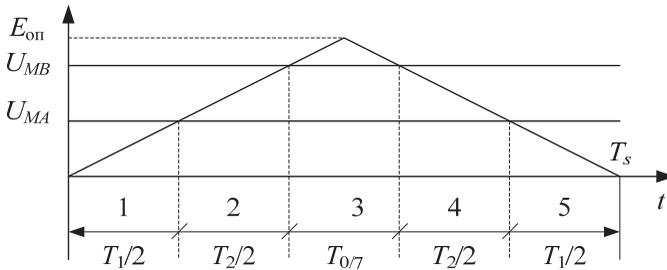


Рис. 3.20

Видно, что для реализации этих условий и формирования заданных интервалов необходимы сигналы управления (обозначим их U_{MA} и U_{MB}) и сигнал (опорный) треугольной формы. Если принять, что $E_{оп} = 1$, то выражение для U_{MA} будет идентично (3.14). Так как интервал $T_2/2$ отсчитывается от конца интервала $T_1/2$, то выражение для U_{MB} получается следующим образом:

$$\begin{aligned}
 U_{MB} &= d_1 + d_2 = M \sin(\pi/3 - \varphi') + M \sin \varphi' = \dots = \\
 &= M \sin(\pi/3 + \varphi').
 \end{aligned}
 \tag{3.17}$$

Выражению (3.17) соответствует пунктирная кривая на рис. 3.19, б. Определим порядок состояний на интервале T_s для секторов и установим в них нулевые векторы. Условием для однозначного задания последних является минимальное число коммутаций на периоде усреднения. Оно получается, если переход в новое состояние АИН производится всего одной коммутацией. С учетом этого можно определить порядок чередования состояний инвертора по секторам, представ-

ленный в табл. 3.9. В ней для каждого сектора показан только один интервал усреднения. Естественно, что их может быть больше. Но в рамках одного сектора последовательность состояний (векторов) на интервалах усреднения не меняется.

Таблица 3.9

Порядок чередования векторов состояний инвертора по секторам

S_i	J	y_A	y_B	y_C	V_i	S_i	J	y_A	y_B	y_C	V_i
S_1	1	1	0	0	V_1	S_4	1	0	1	1	V_4
	2	1	1	0	V_2		2	0	0	1	V_5
	3	1	1	1	V_7		3	0	0	0	V_0
	4	1	1	0	V_2		4	0	0	1	V_5
	5	1	0	0	V_1		5	0	1	1	V_4
S_2	1	1	1	0	V_2	S_5	1	0	0	1	V_5
	2	0	1	0	V_3		2	1	0	1	V_6
	3	0	0	0	V_0		3	1	1	1	V_7
	4	0	1	0	V_3		4	1	0	1	V_6
	5	1	1	0	V_2		5	0	0	1	V_5
S_3	1	0	1	0	V_3	S_6	1	1	0	1	V_6
	2	0	1	1	V_4		2	1	0	0	V_1
	3	1	1	1	V_7		3	0	0	0	V_0
	4	0	1	1	V_4		4	1	0	0	V_1
	5	0	1	0	V_3		5	1	0	1	V_6

Видно также, что в каждой шестой части периода одна из фаз является пассивной, в ней нет коммутаций. Такой алгоритм переключения обеспечивает на треть уменьшение коммутаций в АИН. Состояния пассивной фазы выделены жирным шрифтом.

Микропроцессорная реализация векторной ШИМ. Для реализации рассмотренной модификации векторной ШИМ в системе управления, например, выполненной на микроконтроллере общего назначения, требуется:

- генератор треугольного опорного напряжения, т. е. нужен реверсивный двоичный счетчик, в котором необходимо задать параметры N_{\max} , $K_{\text{дел}}$, INT1 (разрешение прерывания по периоду);

- *два модулирующих сигнала*, повторяющихся на каждые 60 эл. град., а именно:

$$U_{MA} = M \sin(\pi / 3 - \varphi'),$$

$$U_{MB} = M [\sin(\pi / 3 - \varphi') + \sin \varphi'] = M \sin(\pi / 3 + \varphi').$$

Гармонические сигналы традиционно реализуются с помощью ступенчатой аппроксимации: задаем N_{CT} , а две таблицы значений ступенек, соответствующие двум модулирующим сигналам, рассчитываем по формулам:

$$N'_{m[K]A} = N_{\max} \sin \left[\frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{N_{CT}} (2K + 1) \right],$$

$$N'_{m[K]B} = N_{\max} \sin \left[\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{N_{CT}} (2K + 1) \right],$$

где $K = \overline{0, (N_{CT} / 6 - 1)}$;

- *таблица чередования* векторов состояния (пять трехразрядных значений для каждого из шести секторов, т. е. 30 значений). Однако целесообразнее иметь таблицу тридцати шестизрядных значений, т. е. таблицу слов состояния вентилей (ССВ);

- *два цифровых компаратора* с возможностью прерывания по сравнению: INT_{CMP1} , INT_{CMP2} ;

- *порты вывода ССВ*.

При этом алгоритм расчета, синхронизируемый сигналом $INT1$, может быть следующим:

- 1) определяется текущее значение угла φ (это зависит от способа формирования модулирующего сигнала во времени);
- 2) вычисляются сектор S_j , угол φ' , номер ступеньки K ;
- 3) из таблиц извлекаются соответственно $N'_{m[K]A}$, $N'_{m[K]B}$ и j -я последовательность слов состояния вентилей (ССВ₁ – ССВ₅);
- 4) вычисляются и сохраняются соответствующие коды модуляции:

$$N_{m[K]A} = MN'_{m[K]A}, \quad N_{m[K]B} = MN'_{m[K]B}.$$

Данные готовы к использованию. В подпрограммах по прерыванию необходимо выполнить следующие задачи:

- подпрограмма по $INT1$ – в регистры сравнения компараторов записываются коды $N_{m[K]A}$, $N_{m[K]A}$, в порт записывается ССВ₁;
- подпрограмма по INT_{CMP1} – в порт записывается ССВ₂;
- подпрограмма по INT_{CMP2} – в порт записывается ССВ₃;
- подпрограмма по INT_{CMP2} – в порт записывается ССВ₄;
- подпрограмма по INT_{CMP1} – в порт записывается ССВ₅.

В такой реализации векторной ШИМ имеется крупный недостаток – четыре дополнительных прерывания на интервале усреднения. Кроме того, в микроконтроллере общего назначения не обеспечиваются ни формирование мертвого времени, ни его компенсация, ни средства защиты, т. е. вспомогательные функции, необходимые для управления АИН. Эти недостатки устранены в микроконтроллерах «Motion Control», в частности в DSC TMS320F2812, в котором в специализированных модулях ШИМ предусмотрен режим векторной ШИМ, аналогичной рассмотренной выше модификации [102].

Таким образом, мы рассмотрели вопрос реализации векторной ШИМ, представленной как во временной области (циклическая ШИМ), так и на комплексной плоскости. Второй вариант не проще в реализации. Модулирующих сигналов два, но алгоритм усложняется определением угла положения обобщенного вектора: сначала определяем сектор, потом – φ' , кроме того, необходима таблица последовательности векторов для каждого сектора и т. д. Другими словами, добавляются свои, специфические действия. Это обусловлено тем, что полученные общие выражения для векторной ШИМ охватывают только шестую часть, а не весь период модулирующего сигнала. Поэтому, выигрывая в одном, проигрываем в другом.

В то же время необходимо отметить, что для любого распределения векторов на $T_{оп}$, т. е. для любого варианта векторной ШИМ, существует аналоговый эквивалент. Для рассмотренного выше варианта аналоговый модулирующий сигнал показан на рис. 3.21. Нетрудно увидеть сходство между этим модулирующим сигналом и аналогичным сигналом циклической ШИМ (см. рис. 3.18).

Примечание. Убедиться в этом можно следующим образом: если пропустить сигнал управления каким-либо транзистором АИН, полученный опи-

саным выше векторным способом, через низкочастотный фильтр желательного второго порядка, то огибающая полученной кривой будет соответствовать форме модулирующего сигнала, показанного на рис. 3.21.

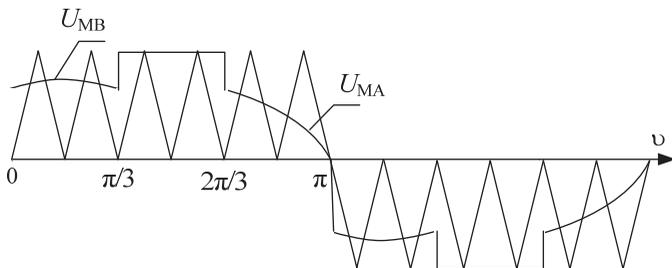


Рис. 3.21

Очевидно, выбор того или иного вида представления способа управления (временного или векторного) при микропроцессорной реализации будет зависеть от способа регулирования всей энергетической системы, в которой присутствует АИН. Главная же цель настоящего раздела заключалась в том, чтобы показать реализацию в МПСУ способа векторной ШИМ, представленного и во временной области, и на комплексной плоскости.

3.5.6. УМНОЖЕНИЕ НА ДЕСЯТИЧНУЮ ДРОБЬ

Во всех формулах, которые мы выводили для определения ступенек модулирующего сигнала, есть операция умножения на глубину модуляции. Причем $M = 0 \dots 1$, т. е. в общем случае – десятичная дробь. Как это реализовать в микроконтроллере, где в системе команд имеется только целочисленное беззнаковое умножение? Рассмотрим несколько вариантов реализации такого умножения.

1. Представление десятичной дроби отношением целых чисел

Любую конечную десятичную дробь можно представить как отношение целочисленной мантиссы к десяти в степени числа знаков мантиссы. Например: $0,2 = 2/10$, $0,135 = 135/1000$, $0,04 = 4/100$ и т. д. Обозначив мантиссу глубины модуляции как m , а порядок числа (показатель степени числа 10) как p , получим формулу умножения некоторого числа Q на глубину модуляции:

$$MQ = \frac{Qm}{10^p}.$$

Программист, зная требуемое значение M , разлагает его на мантиссу и показатель и реализует соответствующим образом умножение на глубину модуляции.

2. Разложение десятичной дроби на степени числа 2 с отрицательным показателем

Здесь используется свойство двоичных кодов, заключающееся в том, что сдвигу числа вправо на один разряд соответствует его деление на два (с точностью до младшего разряда), или умножение на 0,5. Еще один сдвиг – это уже деление на четыре, или умножение на 0,25 и т. д. Ниже представлено разложение двух десятичных чисел:

$$0,75 = 0,5 + 0,25 = 2^{-1} + 2^{-2},$$

$$0,45 \cong 0,25 + 0,125 + 0,0625 = 2^{-2} + 2^{-3} + 2^{-4}.$$

Чтобы умножить некоторое число Q на 0,75, нужно его сдвинуть вправо на один разряд, потом его же – на два разряда и сложить полученные два числа:

$$Q \cdot 0,75 = Q \cdot 0,5 + Q \cdot 0,25 = (Q \rightarrow^1 + Q \rightarrow^2).$$

Другими словами, разложив десятичную дробь на степени числа два с отрицательными показателями, мы получим алгоритм обработки множимого: величина степеней говорит о том, сколько раз нужно сдвинуть вправо, а число степеней говорит о количестве слагаемых. Естественно, что не все дроби будут разлагаться на указанные степени точно (см. разложение числа 0,45). Поэтому нужно задаться точностью разложения.

Два предыдущих способа умножения используются, когда дроби известны и программист заранее может составить алгоритм их реализации.

3. Универсальный вариант

Данный вариант является развитием первого варианта. В нем, например, число 0,2 представлялось как отношение 2/10. Эти два числа рассматривались как текущее значение данного параметра – число 2,

и максимально возможное (или некое эталонное) – число 10. Причем в общем случае последнее не обязательно будет 10 в какой-то степени. Так, $3/15 = 7/35 = 0,2$ и т. д. Какое число будет взято за эталон, определяется возможными параметрами периферийных устройств МПСУ и самим программистом. Причем подразумевается, что сигнал, определяющий амплитуду выходного напряжения, или формируется в соответствующем регуляторе замкнутой системы регулирования, или снимается прямо с АЦП. Рассмотрим оба случая.

Замкнутая система. При расчете счетчика опорного сигнала получили число N_{\max} , которое для биполярного опорного сигнала соответствовало (при наших принятых выше допущениях) шагу два, а для однополярного опорного сигнала – единице. Расчет регулятора может производиться в любом формате, но полученный результат должен быть «привязан» с помощью корректирующего коэффициента к амплитуде опорного сигнала, т. е. к единице. Эту операцию можно назвать «стыковкой форматов». Привязка должна обеспечить тот факт, что при необходимости иметь на выходе напряжение, соответствующее глубине модуляции $M = 1$, управляющий сигнал с регулятора N_p должен быть равен: для биполярного опорного сигнала величине $N_{\max} / 2$, а для однополярного – N_{\max} .

Тогда умножение на глубину модуляции какого-либо числа Q будет выглядеть так:

$$MQ = \frac{QN_p}{N_{\max} / 2} \quad \text{или} \quad MQ = \frac{QN_p}{N_{\max}}$$

соответственно для биполярного и однополярного опорного сигнала.

Примечание. Для способов управления со сложной формой сигнала предельное значение глубины модуляции в линейном диапазоне регулирования первой гармоники выходного напряжения равно $M = 1,15$.

Разомкнутая система. В этом случае сигнал задания на величину выходного напряжения снимается с АЦП. При этом не обязательно единичной глубине модуляции должен соответствовать его максимальный код. В этом случае поступают следующим образом. Задаются (из каких-либо соображений) числом (кодом), соответствующим единичной глубине модуляции (обозначим его N_{M_1}). Текущее значение кода глубины модуляции, снимаемое с АЦП, обозначим N_M . Оно может

быть как меньше, так и больше (при перемодуляции) величины N_{m-1} . Тогда произведение числа Q на глубину модуляции реализуется так:

$$QM = QN_m / N_{m-1}.$$

Таким образом, в первом и третьем случае одно действие заменяется двумя: умножением и делением. Причем нужно строго соблюдать этот порядок выполнения операций, иначе при целочисленных операциях можно будет серьезно проиграть в точности.

3.5.7. ОСОБЕННОСТИ МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ СИНУСОИДАЛЬНОЙ ШИМ В ТРЕХУРОВНЕВОМ ИНВЕРТОРЕ НАПРЯЖЕНИЯ

Рассмотрим коммутационную модель инвертора.

1. Коммутационная модель трехуровневого инвертора напряжения

Модель одной фазы (фазы A) показана на рис. 3.22. В плечо трехуровневого инвертора напряжения (ЗУ-АИН) входят четыре последовательно включенных ключа, а также два последовательно включенных диода, соединенных своей общей точкой со средней точкой источника питания. Остальные выводы диодов соединены с общей точкой пар ключей: $a1$ и $a2$, $a3$ и $a4$. К общей точке ключей $a2$ и $a3$ подведена фаза нагрузки. Как известно, такая структура инвертора позволяет увеличить число уровней в выходном напряжении и, следовательно, улучшить качество выходного напряжения [8]. Регулирование выходного напряжения в этом случае также осуществляется методами ШИМ.

Всего в схеме ЗУ-АИН двенадцать ключей, поэтому для их управления требуется двенадцать последовательностей модулированных по длительности импульсов. Однако, как и для двухуровневого АИН, чтобы выходное напряжение не зависело от параметров активно-индуктивной нагрузки, в процессе управления ключами АИН необходимо выполнять условия, которые для фазы A выглядят так:

$$y_{a3} = \overline{y_{a1}}, \quad y_{a4} = \overline{y_{a2}}.$$

В этом случае достаточно сформировать шесть последовательностей импульсов и дополнительно инвертировать их, образовав тем самым шесть комплементарных пар импульсов для управления ЗУ-АИН.

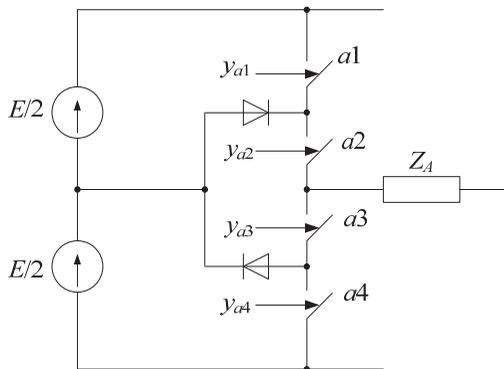


Рис. 3.22

2. Форма модулирующих и опорных сигналов

Рассмотрим сигналы, реализующие, например, синусоидальную ШИМ в данном преобразователе (рис. 3.23). Необходим один синусоидальный модулирующий сигнал e_M и два синфазных треугольных опорных сигнала $e_{оп1}$ и $e_{оп2}$, смещенных относительно оси абсцисс: первый располагается в положительной области, а второй – в отрицательной. Соответственно этим сигналам на рисунке приведены импульсы управления. Получается, что ключи $a1$ и $a3$ работают на положительной полуволне модулирующего сигнала, а ключи $a2$ и $a4$ – на отрицательной. Для реализации этого способа управления необходимо иметь в системе управления два компаратора на фазу.

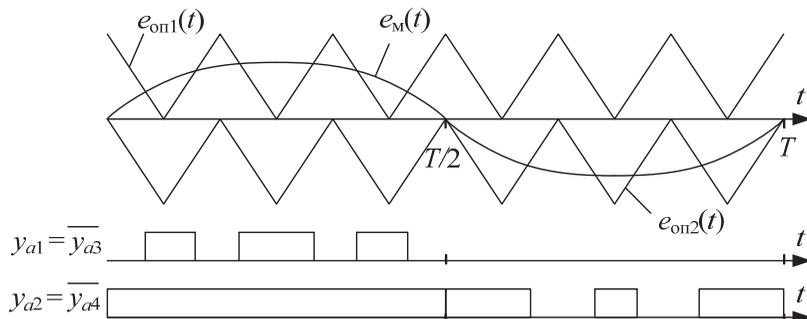


Рис. 3.23

В том виде, какой представлен на рис. 3.23, способ ШИМ реализовать в МПСУ невозможно. Изменим и дополним эти сигналы так, чтобы данный способ можно было реализовать микропроцессорными средствами, основываясь на уже известном факте, что один и тот же способ можно реализовать по-разному. На рис. 3.24 показан другой вариант реализации способа, также требующий двух компараторов на фазу трехуровневого АИН.

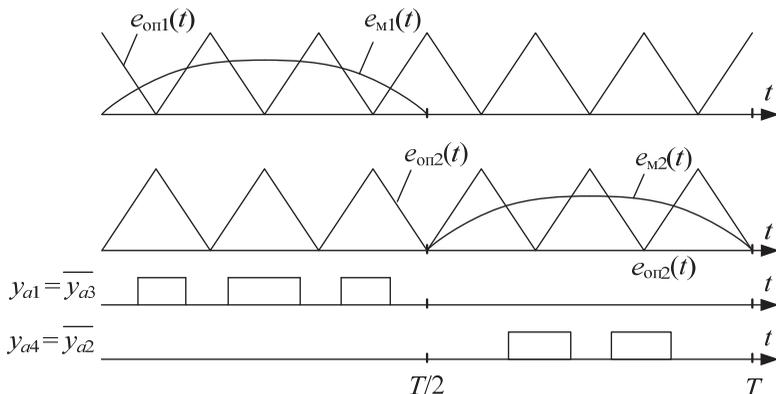


Рис. 3.24

В предлагаемом варианте используются два противофазных треугольных опорных сигнала ($e_{оп1}$ и $e_{оп2}$), расположенных в положительной области, и два модулирующих сигнала $e_{м1}$ и $e_{м2}$, каждый из которых представляет собой модуль одной полуволны синуса. Также на рисунке приведены сформированные импульсы управления.

В силу того что вторая пара сигналов ($e_{м2}$ и $e_{оп2}$) представляет собой модуль исходных сигналов отрицательной области (рис. 3.23), вторая последовательность ШИМ-сигналов, показанная на рис. 3.24, будет комплементарной по отношению ко второй последовательности ШИМ-импульсов на рис. 3.23, что изменяет только распределение импульсов по ключам АИН. Таким образом, управление трехфазным трехуровневым АИН свелось к двум модулирующим однополярным сигналам и двум опорным однополярным сигналам, для которых принцип расчета кода модуляции уже известен и которые можно реализовать в МПСУ.

3. Необходимые аппаратные средства

Как видно из описания предложенного варианта реализации синусоидальной ШИМ, в системе управления ЗУ-АИН необходимы шесть компараторов. В одной тройке компараторов сравниваются положительные полуволны фазных модулирующих сигналов и положительный треугольный сигнал, а в другой тройке – модули отрицательных полуволн фазных модулирующих сигналов и положительный противофазный треугольный сигнал. В цифровом виде это требует наличия двух специализированных ШИМ-модулей, формирующих по три комплементарные пары широтно-модулированных прямоугольных импульсов. Два таких модуля, как правило, имеются в современных контроллерах класса «Motion Control», например DSP56F803, TMS320F2812 [52, 75, 77, 102, 103]. При использовании предлагаемого выше варианта реализации способа управления один ШИМ-модуль должен работать с положительными полуволнами, а второй – с модулями отрицательных полуволн фазных модулирующих сигналов. Первый ШИМ-модуль должен управлять первым и третьим ключом инвертора, а второй – соответственно четвертым и вторым ключом.

Так как для расчета кода модуляции при синусоидальной ШИМ трехуровневым АИН материала, приведенного в предыдущих разделах, вполне достаточно, читателю предлагается самостоятельно составить необходимый набор формул для расчета таблиц и кода модуляции и выявить особенности их использования в разных ШИМ-модулях.

Необходимо отметить, что в ШИМ-модулях опорные сигналы должны быть между собой синхронизированы во времени, но в то же время находиться в противофазе друг к другу.

Векторная ШИМ применительно к ЗУ-АИН в микропроцессорной реализации становится довольно громоздкой и поэтому в настоящем учебном пособии не рассматривается. Но практически такие же свойства обеспечивает синусоидальная ШИМ с добавлением третьей гармоники, которая также используется для управления ЗУ-АИН. Ее ступенчатая аппроксимация описана в разделе 3.5.4, а для расчета таблиц и кода модуляции будут справедливы те же формулы, что и для синусоидальной ШИМ.

Примечания. 1. Из рис. 3.23 проглядывается еще один вариант реализации микропроцессорного управления трехфазным трехуровневым АИН. Ранее он уже рассматривался для случая однополярного опорного сигнала и расчета кода модуляции для отрицательной полуволны (см. раздел 3.5.3). Основу его фактически составляет перенос отрицательной полуволны в область положительных значений, что тоже ранее упоминалось. Разработку такого алгоритма предлагается читателю выполнить самостоятельно.

2. Указанный перенос той или иной полуволны или ее какой-то части в область существования одного счетчика опорного кода можно также использовать для реализации микропроцессорного управления АИН с большим числом уровней. Но здесь требуется значительное усложнение программных и аппаратных средств МПСУ.

3.5.8. ОСОБЕННОСТИ МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ СИНУСОИДАЛЬНОЙ ШИМ В ТРЕХФАЗНОМ ИНВЕРТОРЕ ТОКА

Наряду с двухуровневыми АИН все более широкое распространение получают двухуровневые автономные инверторы тока (АИТ). Это, прежде всего, обусловлено появлением мощных полностью управляемых однонаправленных ключей – ГТО-тиристоров, необходимых для их работы. Обладая к тому же неплохими частотными свойствами, ключи позволяют использовать для управления инвертором тока методы ШИМ, что значительно улучшает качество выходной энергии преобразователя. В этой связи целесообразно рассмотреть подходы к реализации и особенности микропроцессорного управления АИТ с ШИМ.

Напомним, что в отличие от АИН в инверторе тока, как и в выпрямителе, в каждый момент времени работают два ключа: один ключ в катодной группе и один ключ в анодной, обеспечивая путь протекания тока источника через две фазы нагрузки. Чтобы обеспечить нулевое значение тока нагрузки, замыкают то или иное плечо силовой схемы АИТ накоротко. Другие комбинации состояний ключей инвертора тока будут аварийными.

Как показывают публикации, для управления АИТ используются те же самые способы ШИМ, разработанные для АИН, но с учетом особенностей процессов, протекающих в инверторе тока: в АИН на выходе формируется форма напряжения, а в АИТ – форма тока. При подходе к разработке алгоритмов управления инвертором тока используется принцип дуальности АИН и АИТ [103, 104].

Примечание. Однофазные мостовые топологии АИН и АИТ являются планарными и соответственно полностью дуальными, что распространяется и на управление вентилями. В схеме АИТ в комплементарном режиме работают два верхних ключа (в АИН – ключи левой стойки) и два нижних ключа (в АИН – ключи правой стойки). Таким образом, при реализации способа синусоидальной ШИМ система управления однофазным АИТ строится аналогично системе управления однофазным АИН. Отличие заключается только в распределении комплементарных пар импульсов между ключами вентильного комплекта инвертора тока.

Трехфазные двухуровневые топологии (рис. 3.25) АИН и АИТ не являются, строго говоря, дуальными. Но у них, можно показать, есть дуальные входные и выходные электрические переменные. В частности, форма выходного фазного тока инвертора тока ($i_{A,B,C}$) совпадает с формой линейного напряжения ($u_{AB, BC, CA}$) инвертора напряжения [103, 104].

Таким образом, реализация способа ШИМ в системе управления трехфазным АИТ сводится к синтезу таких импульсов управления его ключами, которые обеспечат формирование фазного тока, по форме совпадающего с соответствующим линейным напряжением АИН.

Как и в системе управления АИН, исходной информацией для синтеза являются широтно-модулированные сигналы u_A , u_B и u_C , поступающие с выходов трех компараторов, в которых опорный сигнал сравнивается с модулирующим сигналом соответственно фаз A , B и C .

Синтез импульсов управления ключами АИТ может быть выполнен двумя вариантами: логической обработкой сигналов с компараторов и с помощью таблиц соответствия состояний автономных инверторов. Рассмотрим оба варианта.

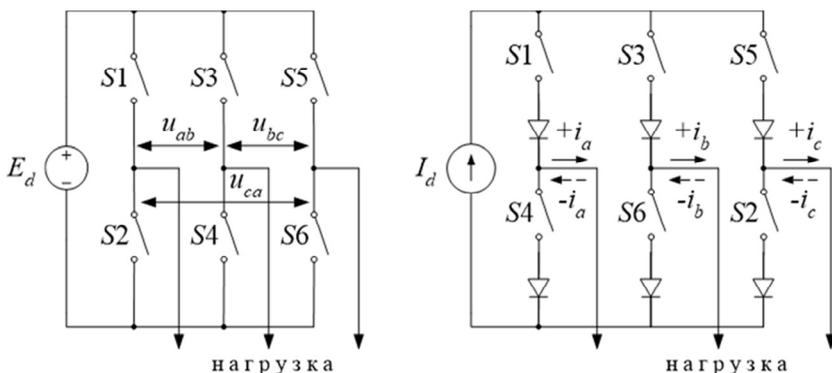


Рис. 3.25

1. Синтез импульсов управления с помощью логической обработки

Следует отметить, что упомянутые выше специализированные микроконтроллеры типа «Motion Control» не являются на первый взгляд достаточным инструментом для реализации системы управления

трехфазным АИТ с ШИМ. Поскольку данные контроллеры ориентированы на управление трехфазным АИН (и на комплементарный режим его работы), они в настоящее время не способны отразить специфику управления АИТ. В этом случае по первому варианту поступают следующим образом. С помощью ШИМ-модуля формируют широтно-модулированные сигналы u_A , u_B и u_C , а затем посредством внешних цифровых элементов за счет логической обработки или использованием таблиц соответствия (см. ниже), организованных на микросхемах постоянной памяти, синтезируют импульсы управления ключами АИТ [105, 106].

Недостатком этого варианта микропроцессорного управления АИТ является расширение аппаратных средств из-за необходимости использовать внешние цифровые устройства (в этой связи данный вариант в настоящем разделе только упоминается). Избавиться от этого недостатка можно, используя дополнительные возможности специализированных контроллеров, усложняя программное обеспечение или применяя табличный способ синтеза импульсов управления. Рассмотрим сначала суть табличного способа.

2. Табличный способ синтеза импульсов управления ключами АИТ

Дуальность, в частности, выражается в соответствии между состояниями автономных инверторов напряжения и тока. Аналогично АИН в инверторе тока также можно выделить коммутационные состояния: шесть активных и три нулевых [98]. Активные состояния формируют возможные пути прохождения тока источника через два ключа инвертора тока и две фазы нагрузки, а нулевые формируют пути прохождения тока источника через замкнутые ключи одного из плеч, по которому и протекает ток источника, минуя нагрузку.

Отличие в общем числе коммутационных состояний между инвертором напряжения и тока обусловлено разным принципом работы их ключей. В первом случае в каждом плече в произвольный момент времени замкнут (проводит ток) один из двух ключей. Соответственно имеем $2^3 = 8$ состояний. Во втором случае в каждой группе вентилях (положительной или отрицательной) в произвольный момент времени замкнут (проводит ток) один из трех ключей. Соответственно имеем $3^2 = 9$ состояний.

Коммутационные состояния АИТ, так же как и состояния АИН, можно представить на комплексной плоскости в виде векторов [98]. Они показаны соответственно на рис. 3.26, б и 3.26, а.

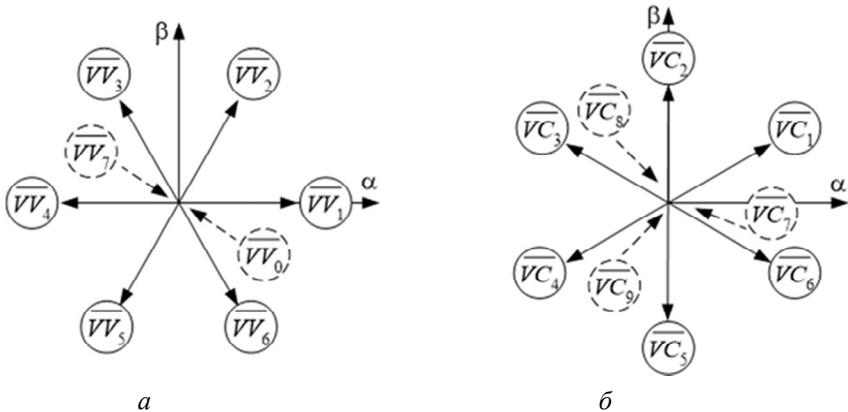


Рис. 3.26

На рисунках пунктиром обозначены нулевые векторы (состояния). Из рисунков также видно, что векторы тока \overline{VC}_i в АИТ опережают одинаковые по номеру векторы напряжения \overline{VV}_i в АИН на 30 эл. град.

В табл. 3.10 приведены характеристики векторов инвертора тока и напряжения, включая состояния ключей, эквивалентные схемы замещения, формируемые уровни напряжения/тока.

Таблица 3.10

Характеристики векторов инвертора напряжения и тока

Инвертор напряжения				Инвертор тока			
\overline{VV}_i	$y_A y_B y_C$ ($S_1 S_3 S_5$)	Эквивалентная схема АИН	Напряжения $u_{AB}^* u_{BC}^* u_{CA}^*$	\overline{VC}_i	$S_1 S_2 S_3 S_4 S_5 S_6$	Эквивалентная схема АИТ	Токи $i_A^* i_B^* i_C^*$
\overline{VV}_1	1 0 0		1 0 -1	\overline{VC}_1	1 1 0 0 0 0		1 0 -1
\overline{VV}_2	1 1 0		0 1 -1	\overline{VC}_2	0 1 1 0 0 0		0 1 -1
\overline{VV}_3	0 1 0		-1 1 0	\overline{VC}_3	0 0 1 1 0 0		-1 1 0
\overline{VV}_4	0 1 1		-1 0 1	\overline{VC}_4	0 0 0 1 1 0		-1 0 1

Инвертор напряжения				Инвертор тока			
\overline{VV}_i	$Y_A Y_B Y_C$ ($S_1 S_3 S_5$)	Эквивалентная схема АИН	Напряжения $u_{AB}^* u_{BC}^* u_{CA}^*$	\overline{VC}_i	$S_1 S_2 S_3 S_4 S_5 S_6$	Эквивалентная схема АИТ	Токи $i_A^* i_B^* i_C^*$
\overline{VV}_5	0 0 1		0 -1 1	\overline{VC}_5	0 0 0 0 1 1		0 -1 1
\overline{VV}_6	1 0 1		1 -1 0	\overline{VC}_6	1 0 0 0 0 1		1 -1 0
\overline{VV}_7	0 0 0		0 0 0	\overline{VC}_7	1 0 0 1 0 0		0 0 0
\overline{VV}_8	1 1 1		0 0 0	\overline{VC}_8	0 0 1 0 0 1		0 0 0
				\overline{VC}_9	0 1 0 0 1 0		0 0 0

Пояснения к таблице:

- в колонке «Эквивалентная схема АИН» изображены эквивалентные схемы подключения фаз нагрузки к положительной и отрицательной шине источника (слева направо – фазы A, B, C);
- в колонке «Эквивалентная схема АИТ» изображены эквивалентные схемы АИТ: тонкие пунктирные линии со стрелками обозначают направления токов через соответствующие ключи плеч (слева направо – фазы A, B, C), короткие косые тонкие линии обозначают (по месту положения) плечи АИТ, ключи которых разомкнуты, утолщенные линии схематично отражают фазы нагрузки;
- в силу комплементарности работы ключей АИН в соответствующей колонке обозначены состояния только его верхних ключей;
- серым цветом выделены строки нулевых векторов инверторов.

Из таблицы видно, что одинаковые по номеру векторы АИН и АИТ формируют на выходе одинаковые относительные уровни (базовая величина – амплитуда параметра источника питания) генерируемых дуальных выходных величин; это и отражает соответствие, о котором говорилось выше, между состояниями автономных инверторов напряжения и тока.

Следовательно, для синтеза импульсов управления ключами АИТ при реализации того же способа ШИМ можно использовать таблицы соответствия «состояние АИН – состояние АИТ». Поскольку для управления АИТ также используются сигналы с компараторов y_A, y_B, y_C , их можно рассматривать как входную информацию для формирования эквивалентного состояния ключей АИТ. Для удобства организации таблиц переведем эти трехразрядные двоичные числа в десятичный эквивалент D_{VII} . Пусть сигналы y_C, y_B, y_A соответствуют 2-му, 1-му и 0-му двоичным разрядам (такое распределение сигналов по двоичным разрядам не является принципиальным). Тогда

$$D_{VII} = y_C 2^2 + y_B 2^1 + y_A 2^0. \quad (3.18)$$

Напомним, что основой выполнения операций табличным способом является то, что входная информация используется как относительный адрес ячейки в выделенной области памяти, или номер числа массива, где содержится искомый результат. Все сказанное выше позволяет построить требуемую таблицу «состояние АИН – состояние АИТ», которая представлена в табл. 3.11.

Таблица 3.11

Соответствие между десятичным эквивалентом вектора АИН и состояниями ключей АИТ

D_{VII}	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
0	x	x	x	x	x	x
1	1	1	0	0	0	0
2	0	0	1	1	0	0
3	0	1	1	0	0	0
4	0	0	0	0	1	1
5	1	0	0	0	0	1
6	0	0	0	1	1	0
7	x	x	x	x	x	x

Однако этой информации недостаточно. Остается нерешенной проблема формирования нулевых пауз в фазном токе АИТ. Поэтому в табл. 3.11 нулевой и седьмой векторы АИН отражены неопределенным («x») состоянием ключей трехфазного инвертора тока.

Как в АИН, так и в АИТ нулевые паузы в формируемых выходных переменных реализуются неоднозначно. В инверторе тока нулевые

паузы в токе нагрузки формируют замыканием ключей в одном из трех плеч. Для этого в формируемые последовательности импульсов управления ключами вводят дополнительные импульсы, обеспечивающие упомянутое короткое замыкание в том или ином плече. Такую процедуру обычно реализуют с соблюдением условий, обеспечивающих более эффективное преобразование электроэнергии в инверторе. Во-первых, коммутации за счет дополнительных импульсов равномерно распределяют по полуволнам и фазам выходного тока, чтобы токовая нагрузка распределялась равномерно между ключами преобразователя. Это, в частности, обеспечивается тем, что дополнительные импульсы вводят в каждую полуволну каждой из шести управляющих последовательностей на интервале в 60 эл. град.

Во-вторых, чтобы обеспечить минимальное число коммутаций, дополнительные импульсы вводят в течение второй (центральной) трети каждой полуволны выходного тока, в которой импульсы имеют максимальную длительность. Это приводит к тому, что в центральной части рабочей полуволны управляющей последовательности основные и дополнительные импульсы сливаются, образуя сплошной 60-градусный импульс. Эти же импульсы вводят для управления вторым, нерабочим на данной полуволне ключом плеча (для него вообще импульсов быть не должно). Указанные импульсы управления совместно с 60-градусным импульсом управления другого рабочего ключа той же фазы и формируют интервалы короткого замыкания в соответствующем плече инвертора тока.

На основе сказанного можно построить окончательные таблицы соответствия «состояние АИН – состояние АИТ», реализовать их в том или ином варианте синтеза импульсов управления ключами АИТ.

Описанный выше табличный вариант реализации синтеза импульсов управления ключами АИТ компактен, прост, универсален, хорошо стыкуется с микропроцессорной реализацией систем управления преобразователями и позволяет избавиться от недостатков варианта синтеза импульсов управления с помощью логической обработки.

3. Микропроцессорное управление АИТ с ШИМ при использовании табличного способа синтеза импульсов управления ключами АИТ

Избавиться от этих недостатков можно путем использования дополнительных возможностей специализированных контроллеров [74, 82, 84, 102]. В их специализированный модуль ШИМ входят три компаратора со своими регистрами сравнения. В регистры записывается цифровой

код, который далее сравнивается с текущим кодом таймера опорного сигнала. В момент сравнения каждый компаратор может сформировать запрос на прерывание по событию сравнения. Это – первая дополнительная возможность. Следующая возможность заключается в том, что выходные импульсы этого модуля (импульсы управления ключами АИН) можно формировать не только по сигналам с упомянутых компараторов и по их инверсии, но и прямым программным (или, говорят, *форсированным*) воздействием. Использование этих двух возможностей специализированного ШИМ-модуля позволяет реализовать управление АИТ с ШИМ без каких-либо внешних цифровых устройств.

Временные диаграммы, поясняющие работу МПСУ АИТ с двусторонней ШИМ, показаны на рис. 3.27.

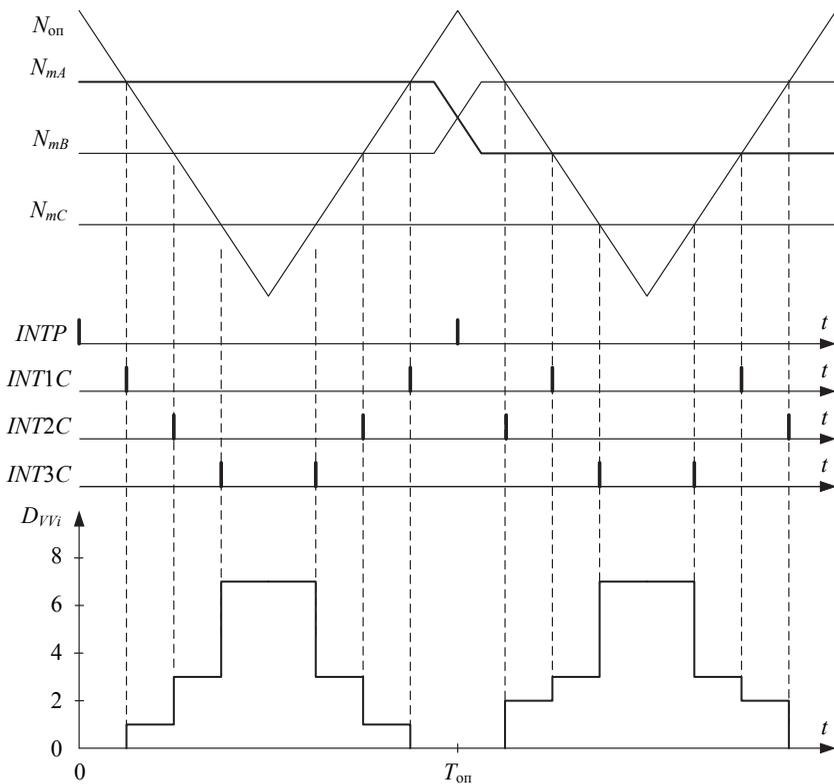


Рис. 3.27

Компараторы в моменты сравнения текущего цифрового кода таймера-счетчика опорного сигнала $N_{оп}$ с цифровыми кодами N_{mA} , N_{mB} , N_{mC} , ранее записанными в регистры сравнения компараторов, формируют сигналы запроса на прерывание, соответственно $INT1C - INT3C$. Последние представлены короткими импульсами, так как нам важна не их длительность, а момент начала формирования.

Поскольку каждый компаратор соответствует своей фазе, три компаратора в целом формируют на своих выходах исходные широтно-модулированные сигналы y_A , y_B , y_C . Однако они не используются и до выходов модуля ШИМ не доходят. В соответствии с этим они на рисунке не показаны, но о их расположении можно судить по сигналам $INT1C - INT3C$, которые соответствуют фронтам этих импульсов.

Помимо упомянутых сигналов прерывания, как было сказано выше, таймер опорного сигнала формирует сигнал прерывания по периоду, на рис. 3.27 он обозначен $INTP$.

Данных сигналов аппаратных средств ШИМ-модуля вполне достаточно для формирования импульсов управления ключами АИТ. Дальнейшая работа выполняется программным обеспечением, а именно: подпрограммами прерывания по сравнению и периоду. В частности, они формируют по сигналам y_A , y_B и y_C десятичный эквивалент текущего вектора АИН. При возникновении события сравнения в каком-либо компараторе в соответствующей подпрограмме микропроцессор в переменную десятичного эквивалента вектора D_{VVi} добавляет число, соответствующее «весу» разряда данной фазы в соответствии с выражением (3.18). Из таблицы слова состояния вентилей АИТ извлекается шестиразрядное двоичное слово, номер которого равен текущему значению десятичного эквивалента, и посылается в соответствующий регистр ШИМ-модуля для прямого *форсированного* изменения состояния его выходов. При втором (на периоде треугольного опорного сигнала) событии сравнения в каком-либо компараторе в указанных подпрограммах десятичный эквивалент уменьшается на то же «весовое» число и соответствующее слово состояния вентилей принудительно меняет состояние выходов ШИМ-модуля.

Сказанное выше иллюстрируется рис. 3.27 и 3.28. На последней временной диаграмме первого из них показано формирование десятичного эквивалента D_{VVi} вектора состояния в течение двух периодов опорного сигнала (со сменой величин цифровых кодов модулирующих сигналов N_{mA} и N_{mB}).

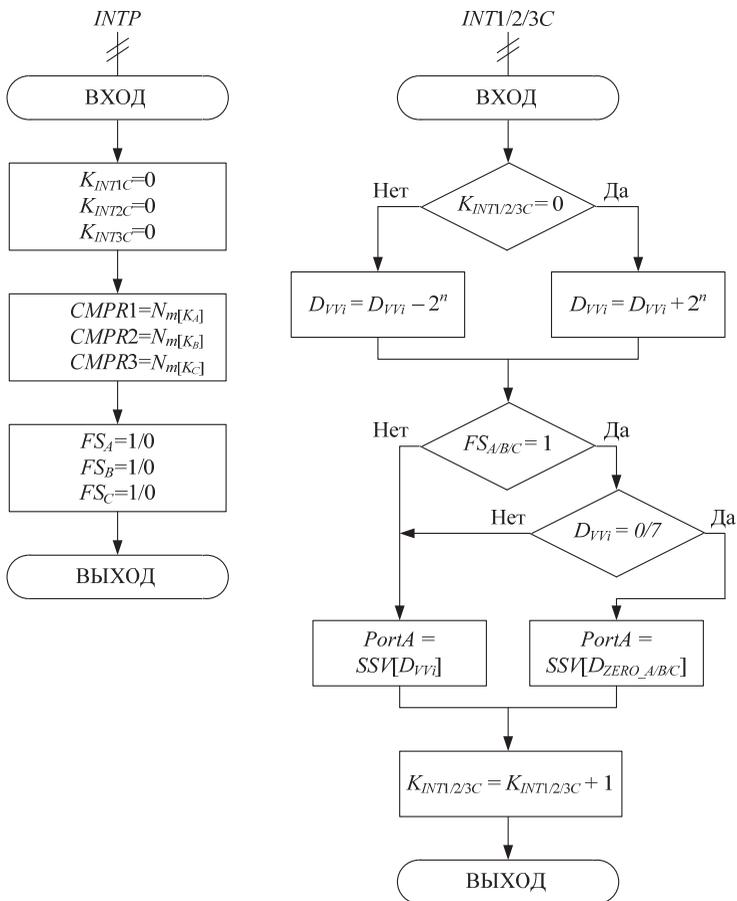


Рис. 3.28

На рис. 3.28 показаны блок-схемы подпрограмм по прерыванию по периоду $INTp$ и по сравнению $INT1/2/3C$. В последней блок-схеме отражены операции, выполняемые в указанной подпрограмме для всех трех фаз. В подпрограммах по сравнению выполняются операции, в конечном итоге формирующие десятичный эквивалент D_{VVi} вектора преобразователя. Для различия первого и второго сравнения на периоде опорного сигнала используются соответствующие программные счетчики $K_{INT1C} - K_{INT3C}$, которые после каждого сравнения инкре-

ментируются, а в подпрограмме прерывания по периоду обнуляются. Следовательно, данные счетчики могут находиться в состояниях 0 или 1. В зависимости от этого в подпрограммах по сравнению при формировании десятичного эквивалента D_{VII} происходит его или увеличение или уменьшение на одно и то же (в рамках подпрограммы какой-либо фазы) «весовое» число 2^n .

Кроме того, в подпрограммах по сравнению реализовано задание нулевых векторов. Оно реализовано традиционно: для каждой фазы АИТ на периоде выходного тока выделены секторы, в которых она должна обеспечить короткое замыкание в своем плече. Для этого в подпрограмме прерывания по периоду $INTP$ (см. рис. 3.28) наряду с обнулением счетчиков $K_{INT1C} - K_{INT3C}$ и занесением фазных кодов модуляции $N_{m[K_A]} - N_{m[K_C]}$, рассчитанных, например, по формуле (3.9) для биполярного опорного сигнала, для каждой фазы устанавливается флаг сектора $FS_A - FS_C$. Занесение в него 1 или 0 означает, что данная фаза формирует или не формирует свой нулевой вектор на данном периоде опорного сигнала. Фаза для текущего сектора периода определяется в головной программе, например, по состоянию счетчиков номеров ступенек модулирующих сигналов K_A, K_B, K_C .

В соответствии с этим подпрограммы по сравнению $INT1/2/3C$ дополнены анализом состояния своего флага сектора. Если он установлен в 1, дополнительно анализируется величина десятичного эквивалента вектора. Если она равна нулю или семи, то в порт выдается слово состояния вентилей $SSV[D_{ZERO_A/B/C}]$, обеспечивающее короткое замыкание в плече заданной фазы и соответственно нулевую паузу в токе нагрузки. В противном случае в порт выдается слово состояния вентилей, взятое из таблицы. Так как для каждой фазы состояние ключей своего нулевого вектора индивидуально, то оно хранится не в таблице, а в специально выделенной для фазы ячейке памяти. В указанной же таблице для значений ноль и семь десятичного эквивалента вектора можно, например, хранить нулевые значения.

Такой вариант реализации микропроцессорного управления трехфазным АИТ с ШИМ исключает какие-либо внешние микросхемы, но заметно усложняет программное обеспечение. Если в первом варианте с логической обработкой и внешними микросхемами была только одна подпрограмма обслуживания прерывания от таймера по периоду опорного сигнала, то теперь к ней добавились еще три подпрограммы по сравнению. Соответственно увеличилось время обслуживания данных

прерываний со стороны микропроцессора, что снижет эффективность его работы, так как уменьшается время на выполнение микропроцессором интеллектуальных задач регулирования. Если в первом варианте построения МПСУ АИТ с ШИМ имело место одно прерывание на периоде опорного сигнала, то теперь их стало больше: при односторонней ШИМ – четыре, а при двусторонней – семь прерываний. Однако в силу того что АИТ с ключами ГТО, как правило, работает на относительно низкой частоте (порядка единиц килогерц), быстродействия специализированных контроллеров (тем более сигнальных контроллеров) будет вполне достаточно для выполнения всех требуемых функций.

Однако, как показала практическая реализация предложенного алгоритма, могут возникнуть дополнительные определенные трудности с работой системы прерывания микроконтроллера. Это обусловлено следующим: наличием на периоде опорного сигнала запросов на прерывание от четырех источников, имеющих разный приоритет; три из них (запросы по сравнению) могут формироваться в разной последовательности, причем два из которых могут в систему прерывания поступать одновременно. Все это требует тщательной и грамотной проработки программного обеспечения в этом аспекте.

3.6. ФОРМИРОВАНИЕ МОДУЛИРУЮЩЕГО СИГНАЛА ВО ВРЕМЕНИ

Как известно, гармонический сигнал имеет две координаты: фазу и соответствующую амплитуду. Все, что было сказано в предыдущих разделах, касалось формирования модулирующего сигнала по амплитуде. Поскольку текущее значение модулирующего сигнала меняется при изменении фазы, т. е. времени, ранее это было отражено некоторым дискретным временем, которое выражалось как K – номер ступеньки. Но это время относительное, абстрактное, не связанное пока что ни с какими конкретными временными интервалами. В настоящем разделе рассмотрим вторую координату модулирующего сигнала – **время**.

Формирование данного сигнала во времени – одна из важнейших и труднейших задач МПСУ АИТ, особенно при регулировании частоты выходного напряжения. Ее решение зависит прежде всего от кратности, т. е. от соотношения частот опорного и модулирующего сигналов. Здесь возможны два основных случая: кратность – целое число и дробное число.

3.6.1. КРАТНОСТЬ ЧАСТОТ – ЦЕЛОЕ ЧИСЛО

Приведем исходные положения, частично справедливые и для дробных кратностей (в последнем случае дробь, естественно, будет неправильной).

1. Объект управления – трехфазный АИН, следовательно:

- $N_{\text{ст}} \equiv 3$, что необходимо для обеспечения симметрии между фазами модулирующего сигнала, иначе во времени ступеньки разных фаз не будут совпадать;

- $N_{\text{ст}} \equiv 2$, что необходимо для обеспечения симметрии синуса по полуволнам.

Отсюда следует, что $N_{\text{ст}} = 6, 12, 18, 24 \dots$

Иногда, чтобы сократить объем таблицы, вводят еще одно условие ($N_{\text{ст}} \equiv 4$) для обеспечения симметрии по четверти периода. Тогда $N_{\text{ст}} = 12, 24, 36 \dots$

2. Кратность $Kp = \frac{f_{\text{оп}}}{f_{\text{м}}} = \frac{T_{\text{м}}}{T_{\text{оп}}}$ – целое число, т. е. на периоде $T_{\text{м}}$

укладывается целое число периодов опорного сигнала. Также для обеспечения симметрии между фазами импульсов управления, а значит, и выходного напряжения, кратность должна быть пропорциональна трем ($Kp \equiv 3$), так как опорный сигнал – один для всех трех фаз модулирующего сигнала. Отсюда следует, что $Kp = 3, 6, 9, 12, 15, 18 \dots$

3. В специализированном модуле ШИМ в течение периода опорного сигнала код модуляции, как правило, меняться не может, поскольку он переписывается (защелкивается) в рабочие регистры модуля только один раз – в начале $T_{\text{оп}}$ [74, 84, 102, 103]. Поэтому нет смысла в ситуации, когда $N_{\text{ст}} > Kp$. Ступеньки модулирующего сигнала, расположенные внутри периода опорного сигнала, в формировании ШИМ участвовать уже не будут. Другими словами, на периоде опорного сигнала модулирующий сигнал может не меняться, что упрощает его реализацию. Но противоположная ситуация возможна: на длительности ступеньки $\tau_{\text{ст}}$ может располагаться целое число периодов опорного сигнала.

Введем новую переменную, определяемую как

$$p = \frac{\tau_{\text{ст}}}{T_{\text{оп}}} = \frac{T_{\text{м}}}{T_{\text{оп}} N_{\text{ст}}} = \frac{Kp}{N_{\text{ст}}}. \quad (3.19)$$

Эта переменная ($p = 1, 2, 3, \dots$) показывает, сколько периодов опорного сигнала располагается на длительности одной ступеньки модулирующего сигнала.

4. В момент перезагрузки кода модулирующего сигнала, т. е. в начале $T_{\text{оп}}$, модуль ШИМ может генерировать соответствующий запрос на прерывание, который требует от микропроцессора к следующему периоду опорного сигнала новых данных о коде модуляции. Обозначим этот сигнал в силу его важности $INT1$. Последний всегда совпадает с началом периода опорного сигнала, относительно которого фактически и производится отсчет временных интервалов, формирующих в конечном итоге широтно-модулированные импульсы. Тем самым реализуется фазовое управление, не синхронизированное с сетью. Таким образом, сигнал $INT1$ по своему назначению совпадает с одноименным сигналом из БСС в МПСУ УВ. Это – вторая причина, по которой он так обозначен.

5. Модулирующий сигнал во времени должен формироваться оптимальным образом, т. е. по возможности без использования дополнительных аппаратных средств.

В случае кратных частот можно выделить две ситуации. Рассмотрим их в порядке «от простого – к сложному». Причем всегда будем иметь в виду, что $N_{\text{ст}}$ – величина постоянная и что глубина модуляции в общем случае может варьироваться (для стабилизации или регулирования первой гармоники выходного напряжения).

3.6.1.1. КРАТНОСТЬ ЧАСТОТ – ПОСТОЯННАЯ ВЕЛИЧИНА

Проблему формирования модулирующего сигнала во времени можно выразить таким вопросом: как микропроцессору узнать в любой заданный момент времени текущий номер ступеньки (дискретной фазы) модулирующего сигнала? Ответ очевиден: считать текущее значение из счетчика номеров ступеней этого сигнала. Тогда напрашивается другой вопрос: как обеспечить изменение во времени состояния счетчика номеров ступенек модулирующего сигнала? Вот в этом и заключается суть реализации поставленной задачи.

Формирование ступенчатого модулирующего сигнала во времени сводится к процедуре модификации состояния счетчика номеров ступеней.

Примечание. Счетчик номеров ступеней модулирующего сигнала может быть как программным, так и аппаратным.

Для определения указанной процедуры модификации сделаем допущение, которым мы постоянно пользуемся по умолчанию: пусть начало ступеньки модулирующего сигнала по времени совпадает с началом того или иного периода опорного сигнала.

Пример 1. $N_{CT} = Kp$, т. е. переменная $p = 1$ [см. выражение (3.19)]. На временных диаграммах рис. 3.29, *a* изображены: текущее состояние таймера-счетчика опорного сигнала $N_{T/C}$, значения кодов модуляции ступенек $N_{m[K]}$ и сигнал запроса на прерывание по перезагрузке ШИМ-модуля $INT1$.

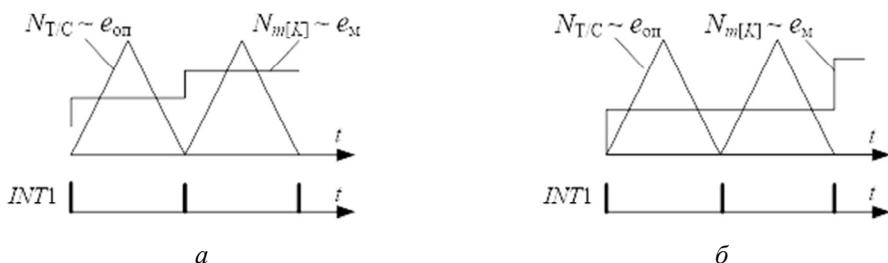


Рис. 3.29

Сигнал $INT1$ помимо основного своего назначения показывает, что начался очередной период опорного сигнала. Но, поскольку мы договорились, что начала ступени модулирующего и периода опорного сигналов совпадают, $INT1$ совпадает с началом очередной ступеньки модулирующего сигнала. Если мы организуем программный счетчик сигналов $INT1$ ($ПС_{INT}$), то он в данном случае будет играть роль программного счетчика номеров ступенек. Состояние $ПС_{INT}$ должно меняться в диапазоне $0 \dots (Kp - 1) = 0 \dots (N_{CT} - 1)$.

Таким образом, задача формирования модулирующего сигнала во времени свелась к задаче организации и модификации программного счетчика $ПС_{INT}$, состояние которого в данном случае равно состоянию программного счетчика номеров ступенек. Очевидно, что модификация производится дискретно, через интервал времени, равный $T_{оп}$, а это уже не абстрактный, а реальный временной интервал. Следовательно, будет сформирован и требуемый период модулирующего сигнала в соответствии с выражениями:

$$T_M = KpT_{\text{оп}} = N_{\text{ст}}T_{\text{оп}} \quad \text{или} \quad f_M = \frac{f_{\text{оп}}}{Kp}. \quad (3.20)$$

Это основная идея формирования модулирующего сигнала во времени.

Пример 2. Пусть на ступеньке модулирующего сигнала располагаются два периода опорного сигнала (рис. 3.29, б). $Kp = 2N_{\text{ст}}$, т. е. $p = 2$. Очевидно, что в этом случае для определения текущего номера ступеньки модулирующего сигнала необходимо разделить текущее состояние $ПС_{INT}$ на число два и взять целую часть от частного, т. е. необходимо целочисленное деление, которое и используется в системе команд любого микроконтроллера [74].

Пример 3. Пусть на ступени модулирующего сигнала располагается произвольное целое число периодов опорного сигнала. Решение будет то же самое, математически для текущего номера ступеньки фазы A оно выражается следующим соотношением:

$$K_A = \left[\frac{K_{INT}}{p} \right], \quad (3.21)$$

где квадратные скобки обозначают операцию антье – целочисленное деление, а K_{INT} – текущее состояние $ПС_{INT}$, причем $K_{INT} = \overline{0, (Kp - 1)}$.

Как видим, идея проста. В основе лежит положение о синхронизации периода опорного и ступенек модулирующего сигнала. Поэтому такой способ формирования модулирующего сигнала во времени называется **синхронным**. При этом не требуется дополнительной аппаратуры. Используется генератор опорного сигнала (двоичный счетчик), который принципиально необходим для цифровой реализации ШИМ. Нужен только дополнительный программный счетчик сигналов $INT1$, состояние которого по заданной процедуре [см. выражение (3.21)] однозначно определяет текущий номер ступеньки модулирующего сигнала. Изменение программного счетчика сигналов целесообразно производить в подпрограмме прерывания по $INT1$.

Полученный номер определяет амплитуды ступенек всех трех фаз модулирующего сигнала при использовании варианта извлечения данных «один счетчик – три таблицы». В случае варианта «три счетчика – одна таблица» необходимо помимо номера ступеньки фазы A [см. выражение (3.21)] вычислять K_B и K_C .

Это можно выполнить следующим образом:

$$K_B = K_A + \frac{2N_{\text{ст}}}{3}, \quad K_C = K_A + \frac{N_{\text{ст}}}{3}. \quad (3.22)$$

Причем для всех трех счетчиков необходима проверка на окончание таблицы: если $K_j \geq N_{\text{ст}}$, то $K_j = 0$, где $j = A, B, C$.

Постоянство кратности и частоты опорного сигнала используется при управлении инверторами, работающими в системах генерирования электрической энергии: в источниках бесперебойного питания, бортовых сетях электроснабжения, параллельной работе инвертора с сетью и т. д. Главное здесь – постоянство выходной частоты. В то же время в такой распространенной энергетической системе, как электропривод, требуется изменение частоты выходного напряжения АИН. Как в этом случае формировать модулирующий сигнал во времени?

Регулирование частоты выходного напряжения осуществляется в некотором диапазоне, который характеризуется нижней и верхней частотой ($f_{\min} - f_{\max}$). Постоянство K_p в этом случае означает, что частоты опорного и модулирующего сигнала изменяются пропорционально. Отсюда однозначно вытекает решение задачи формирования во времени модулирующего сигнала при изменении его частоты: использовать тот же алгоритм, что и в предыдущем случае, только необходимо варьировать тем или иным образом частоту опорного сигнала. Частота же модулирующего сигнала получается автоматически, в соответствии с выражением (3.20). Вопрос практического изменения частоты опорного сигнала мы рассмотрим позднее.

Итак, при регулировании частоты алгоритм формирования модулирующего сигнала во времени сохраняется. Но при реализации алгоритма могут возникнуть некоторые проблемы, обусловленные реальными параметрами нагрузки. Мы говорили, что нагрузка АИН (например, асинхронный двигатель) носит активно-индуктивный характер, т. е. применительно к току обладает фильтрующими свойствами. Однако последние сильно зависят от частоты. На низких частотах (единицы герц) этот эффект ослабевает и качество выходного тока может стать неудовлетворительным. Во избежание этого, как правило, увеличивают число ступенек на периоде модулирующего сигнала и увеличивают кратность: $K_p > 200$ и $N_{\text{ст}} > 50$. Но к чему это может привести?

Пример 4. Пусть $f_{\min} = 1$ Гц; $f_{\max} = 50$ Гц, $K_p = 200$. Тогда при минимальной выходной частоте $f_{\text{оп}} = 200$ Гц, а при максимальной $f_{\text{оп}} = 10$ кГц. Это довольно высокая частота с точки зрения работы транзисторов. Рабочая частота 10 кГц нормальная для MOSFET, близкая к предельной для IGBT, недопустимая для GTO (см. табл. 3.5).

У полупроводниковых ключей всегда существует проблема максимальной рабочей частоты. С ней связаны нагрев ключей, вызванный динамическими и статическими потерями в них, снижение КПД АИН, увеличение охлаждающего оборудования и т.д. Для низкочастотных ключей радикальное решение – уменьшение кратности, но при этом опять на низких частотах ухудшается качество выходного тока. Выходом из этой противоречивой ситуации будет использование **целочисленной переменной кратности**. Это – уже вторая рассматриваемая ситуация, обусловленная ограничениями, накладываемыми на управление нагрузкой.

3.6.1.2. КРАТНОСТЬ ЧАСТОТ – ПЕРЕМЕННАЯ ВЕЛИЧИНА

Задача остается прежней: формирование во времени модулирующего сигнала при заданных условиях-ограничениях, которые качественно можно сформулировать следующим образом:

- на низких частотах качество выходного тока не должно ухудшаться;
- при регулировании выходной частоты АИН частота опорного сигнала не должна превышать заданной максимальной величины ($f_{\text{оп_max}}$).

Выполнение первого условия требует увеличения K_p . На высоких же частотах фильтрующие свойства нагрузки увеличиваются, и поэтому кратность не обязательно иметь большую. Наоборот, чем она меньше, тем меньше динамические потери и больше КПД, что важно для номинального режима АИН и нагрузки.

Предлагаемое решение заключается в следующем: на низких частотах кратность задается высокой, с увеличением частоты она должна уменьшаться, обеспечивая выполнение условия $f_{\text{оп}} < f_{\text{оп_max}}$. Но делать это нужно так, чтобы K_p оставалась целым числом. Данное условие можно обеспечить только в одном случае: **разбить частотный диапазон на поддиапазоны**, внутри которых кратность постоянна и, следовательно, частота опорного сигнала меняется пропорционально

частоте модулирующего сигнала. При переходе к более высокочастотному поддиапазону нужно скачком уменьшить K_p , но чтобы она осталась целочисленной и т. д., т. е. каждому поддиапазону должна соответствовать своя кратность:

$$\begin{aligned} \Delta f_1 : f_{\text{оп}} &= f_{\text{вых}} K_{p1} \\ \Delta f_2 : f_{\text{оп}} &= f_{\text{вых}} K_{p2} \\ &----- \\ \Delta f_n : f_{\text{оп}} &= f_{\text{вых}} K_{pn} \end{aligned}$$

Осталось найти алгоритм смены кратности, соответствующий какому-либо требованию или критерию; он может быть разным: простота реализации, равномерность регулирования выходного напряжения, акустический фактор, один и тот же уровень пульсаций тока и т.д.

В свое время на кафедре промышленной электроники Новосибирского электротехнического института (НЭТИ) был разработан алгоритм изменения кратности исходя из критерия простоты реализации цифровыми средствами, а затем он был реализован в МПСУ АИН [40]. Другие критерии не рассматривались, так как этот алгоритм учитывал все установленные ограничения.

Суть алгоритма изменения кратности. При увеличении выходной частоты на частотах, равных $2^n f_{\text{min}}$, кратность скачком уменьшается по закону $K_p = 2^{-n} K_{p\text{max}}$, где $n = 0, 1, 2, \dots$ – номер частотного поддиапазона. Между указанными частотами кратность постоянна. При уменьшении выходной частоты АИН на тех же частотах кратность по тому же закону увеличивается.

Нетрудно заметить, что в этом случае границы частотных диапазонов отличаются друг от друга в два раза и кратности, соответствующие соседним частотным диапазонам, также отличаются в два раза.

Рассмотрим реализацию предложенного алгоритма на следующем примере: $N_{\text{ст}} = 12$, $n = 0 \dots 5$, $\Delta f_{\text{вых}} = 1 \dots 60$ Гц, $f_{\text{оп}} < 800$ Гц. Параметры алгоритма, соответствующие примеру, приведены в табл. 3.12. Графически соотношения между параметрами отображены на рис. 3.30. Для компактности основные оси размечены в логарифмическом масштабе, причем

$$K_p^* = K_p / K_{p\text{min}}, \quad F^* = f_{\text{вых}} / f_{\text{вых_min}}.$$

Таблица 3.12

Соотношения между параметрами алгоритма изменения кратности

n	K_p	$\Delta f_n, \text{Гц}$	p	$\Delta f_{оп}, \text{Гц}$
0	384	0,9375...1,875	32	360...720
1	192	1,875...3,75	16	360...720
2	96	3,75...7,5	8	360...720
3	48	7,5...15	4	360...720
4	24	15...30	2	360...720
5	12	30...60	1	360...720

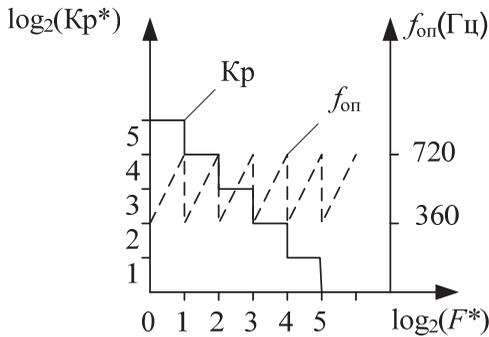


Рис. 3.30

Информация, приведенная в табл. 3.12, не только со стороны описывает предложенный алгоритм. Она описывает жесткие отношения между сигналами задания на частоту и текущими параметрами алгоритма управления АИН. Эти отношения, в свою очередь, должны быть включены в программное обеспечение в виде таблиц и массивов.

Предложенный алгоритм в полной мере соответствует нашей основной задаче – развертыванию модулирующего сигнала во времени. Реализация сводится к следующему. Если число ступенек модулирующего сигнала постоянно, а кратность меняется по указанному выше закону, то при ее смене также меняется параметр p , который пропорционален кратности [см. выражение (3.19)].

Таким образом, в этом случае принцип формирования модулирующего сигнала во времени является просто развитием предыдущего: здесь мы имеем не один, а несколько частотных поддиапазонов, каждому из которых соответствует своя кратность и свой параметр p (табл. 3.12). При этом главная идея (модификация программного

счетчика номеров ступенек по сигналам $INT1$) остается в силе. Общая процедура определения текущего номера ступеньки может выглядеть так:

$$U_{zf} \rightarrow f_{\text{ВЫХ}} \rightarrow \Delta f_n \rightarrow Kp \rightarrow (f_{\text{ОП}} = f_{\text{ВЫХ}} Kp) \rightarrow \left(T_{\text{ОП}} = \frac{1}{f_{\text{ОП}}} \right) \rightarrow \text{ПТ}_{\text{ГОН}} \Rightarrow INT1$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \rightarrow p = \frac{Kp}{N_{\text{СТ}}} \rightarrow K = \left[\frac{K_{INT}}{p} \right] \leftarrow K_{INT} \leftarrow \end{array} \right.$$

Она охватывает последовательность этапов упомянутой процедуры от получения сигнала задания на частоту U_{zf} до получения номера ступеньки. Стрелками обозначено направление выполнения этапов алгоритма. Особенность имеет стрелка \Rightarrow , означающая аппаратный аспект алгоритма: программируемый таймер формирует сигнал запроса на прерывание по периоду $INT1$, который обрабатывается в подпрограмме.

В рамках синхронного варианта формирования модулирующего сигнала во времени рассмотрим еще несколько важных вопросов.

3.6.1.3. ЧАСТНЫЕ ВОПРОСЫ ЦЕЛОЧИСЛЕННОЙ КРАТНОСТИ

Возможности современных микроконтроллеров

Применительно к треугольной форме опорного сигнала (реализующего двустороннюю ШИМ) в современных специализированных микроконтроллерах перезагрузка данных в ШИМ-модуле и формирование запроса на прерывание по перезагрузке могут происходить

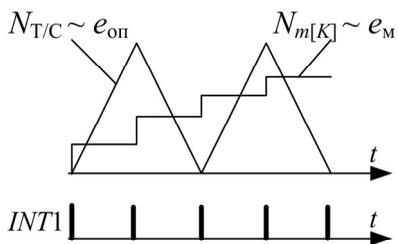


Рис. 3.31

два раза за период опорного сигнала – в его экстремальных точках (рис. 3.31). Такая возможность позволяет при той же кратности увеличить в два раза число ступенек на периоде модулирующего сигнала, т. е. улучшить качество ступенчатой аппроксимации синусоидального сигнала.

Что касается алгоритма формирования модулирующего сигнала во времени, то в этом случае он полностью сохраняется, если вместо традиционного понятия кратности использовать его вариацию: $Kp' = 2Kp$. Кратность со штрихом по сути дела представляет собой количество

наклонных сторон опорного сигнала на периоде модулирующего. В расчетах величины периода модулирующего сигнала в этом случае нужно брать не $T_{оп}$, а $T_{оп} / 2$.

Регулирование периода опорного сигнала

Как было сказано выше, при целочисленной кратности наиболее целесообразно регулировать выходную частоту АИН за счет изменения частоты опорного сигнала. В МПСУ это возможно тремя способами.

1. *Дискретно*: изменением коэффициента деления $K_{дел}$ тактирующей частоты счетчика таймера. Коэффициент деления в типовых периферийных устройствах – либо четное число (2, 4, 6, ...), либо целочисленная степень числа два (2, 4, 8, 16, ...). На рис. 3.32, *а* графически показано изменение периода при смене коэффициента деления тактовой частоты счетчика. При этом цифровая амплитуда опорного сигнала не меняется, а меняется угол наклона сторон треугольника. Такой способ изменения частоты можно использовать, например, при смене кратности в два раза на границах частотного диапазона. Но внутри этого диапазона регулирование должно быть плавным.

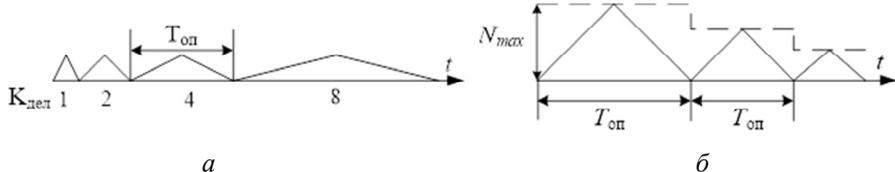


Рис. 3.32

2. *Плавно*: за счет изменения числа, записанного в регистр периода счетчика. Выше это число обозначалось N_{max} . Изменение этого числа, конечно, тоже производится дискретно. Но наименьшая дискрета соответствует младшему значащему разряду, и при большой величине N_{max} можно считать изменение «плавным». Графически этот способ регулирования показан на рис. 3.32, *б*.

Таким образом, изменение периода опорного сигнала (при том же наклоне его сторон) происходит за счет изменения его цифровой амплитуды, т. е. изменения N_{max} . Но в этом случае меняется «вес» нашей «единицы» при реализации ШИМ, т. е. рабочий диапазон

варьирования модулирующего сигнала. Изменение только одного опорного сигнала приводит, согласно выражению (3.2), к изменению фактической глубины модуляции. Поэтому при таком регулировании периода опорного сигнала нужно ее корректировать, используя выражение

$$N_{m[K]} = K_f \left(\frac{N_{\max}}{2} \pm MN'_m[K] \right),$$

где K_f – коэффициент, учитывающий изменение частоты (точнее, амплитуды) опорного сигнала. При этом имеется в виду, что табличные данные и величина кода периода счетчика в круглых скобках соответствуют одному из граничных значений частотного диапазона опорного сигнала, т. е. в расчетах кода модуляции добавится операция умножения. В частности, в этом случае для сохранения диапазонов регулирования как частоты, так и амплитуды модулирующего сигнала код модуляции необходимо вычислять с **двойной точностью**.

3. *Регулированием внешнего тактирующего сигнала.* В двух предыдущих случаях регулирования периода опорного сигнала подразумевалось, что исходная частота тактирования формируется в самом микроконтроллере и является постоянной. Однако в некоторых микроконтроллерах для тактирования счетчиков таймеров предусмотрен внешний тактовый сигнал [102]. В этом случае рационально поступить следующим образом (если позволяют аппаратные возможности). Один из таймеров микроконтроллера программируется на формирование выходных импульсов с программируемой частотой. Выход данного таймера электрически соединяется с внешним тактовым входом счетчика другого таймера. Последний программируется на внешнее тактирование. В этом случае можно обеспечить плавное регулирование частоты опорного сигнала, поступающего в ШИМ-модуль, без изменения величины кода периода и без дополнительной операции умножения. Но при этом расширяются используемые аппаратные средства.

Отметим достоинства и недостатки представленного выше синхронного (т. е. с целочисленными кратностями) метода формирования модулирующего сигнала во времени.

Достоинства:

- простота аппаратной реализации. За исключением специально оговоренных случаев требуется только таймер опорного сигнала, принципиально необходимый для реализации ШИМ (т. е. он выполняет две функции);

- целочисленные K_p позволяют управлять АИН без субгармоник в широком диапазоне кратностей (а значит, и выходной частоты) вплоть до $K_p = 3$ (для синусоидальной двусторонней ШИМ). Эта кратность увеличивает КПД и позволяет (при соответствующем фазовом сдвиге между модулирующим и опорным сигналом) плавно перейти в режим однократного ШИР при $M = 1,0$ для обеспечения максимума выходного напряжения.

Недостатки:

- усложнение программного обеспечения: введение программного счетчика *INT1*, дополнительных расчетов, таблиц соответствия и т. д.;
- при $K_p < 10$ от нее начинает зависеть выход первой гармоники напряжения, поэтому при смене K_p нужно скачком корректировать M . Кроме того, появляется нелинейность в регулировочной характеристике;
- смена кратности приводит к скачкообразному изменению спектра выходных напряжения и тока, что проявляется в резком «стуче» в асинхронном двигателе, вызванном соответствующими электромагнитными и электромеханическими процессами.

Примечание. В 80-х годах прошлого века на кафедре промышленной электроники НЭТИ был разработан АИН с МПСУ, реализующей синусоидальную ШИМ и регулирование выходной частоты с использованием смены кратности (см. раздел 3.6.1.2). Он был предназначен для управления асинхронными двигателями подруливающих устройств подводных аппаратов. На проведенных испытаниях комиссия забраковала аппарат, так как он не соответствовал требованиям акустики. Этот пример говорит, во-первых, еще об одном аспекте значимости отсутствия такого «стука» помимо того, что он также отрицательно сказывается на механической прочности двигателя, и во-вторых, о важности подробного и правильного составления технического задания на разработку устройств силовой электроники и соответствующих систем управления. Выходом из сложившейся ситуации стало решение использовать в МПСУ АИН постоянную частоту опорного сигнала.

3.6.2. КРАТНОСТЬ ЧАСТОТ – ДРОБНОЕ ЧИСЛО

В современных условиях, когда существуют быстродействующие, почти идеальные ключи, целочисленные кратности используют довольно редко, только в мощных преобразователях с запираемыми тиристорами *GTO*. При использовании быстродействующих ключей обычно поступают следующим образом. Частоту опорного сигнала выбирают из условия допустимой частоты коммутации ключей АИН и оставляют постоянной (десятки килогерц). При регулировании частоты

выходного напряжения автоматически получаются дробные кратности. Однако даже при максимальной выходной частоте (50...100 Гц) кратность сама по себе остается достаточно высокой и поэтому ее нецелая величина на качестве выходной энергии АИН не сказывается. Рассмотрим, как в этой ситуации в МПСУ формируется во времени модулирующий сигнал. Напомним, что это должно сводиться к процедуре смены состояния счетчика номеров ступеней.

Так как в этом случае указанные частоты не связаны между собой, то используемый выше синхронный принцип формирования модулирующего сигнала во времени использован быть не может. Требуется другой принцип, который (в противоположность предыдущему) называется **асинхронным**. В МПСУ он может быть реализован двумя основными способами.

3.6.2.1. АСИНХРОННЫЙ СПОСОБ С ПРИМЕНЕНИЕМ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ АППАРАТНЫХ СРЕДСТВ

Для формирования модулирующего сигнала во времени можно использовать дополнительные устройства, прежде всего генератор длительности ступеньки модулирующего сигнала, реализуемый с помощью программируемого таймера (рис. 3.33). На его выходе имеем прямоугольные импульсы с периодом, равным длительности ступеньки модулирующего сигнала $\tau_{ст}$. На рисунке блок ПТГС – программируемый таймер генератора ступеньки. В зависимости от кода (N_{τ}), записываемого в него, меняется длительность ступени, и соответственно при постоянстве $N_{ст}$ получаем регулируемый период (частоту) модулирующего сигнала. Его параметры и параметры сигнала с выхода ПТГС связаны соотношениями:

$$f_{ст} = f_{м} N_{ст}, \quad \tau_{ст} = T_{м} / N_{ст}.$$

Однако для функционирования МПСУ нужна не только длительность ступеньки модулирующего сигнала, но и ее текущий номер, который должен модифицироваться и храниться в соответствующем счетчике. Реализация такого счетчика возможна **программным и аппаратным** вариантом.

Программный вариант. Сигнал $\tau_{ст}$ с выхода ПТГС (рис. 3.33) используется как запрос на прерывание ($INT_{ГС}$). В соответствующей под-

программе по этому запросу инкрементируется программный счетчик ступенек и его состояние сравнивается с предельным значением $N_{ст}$.

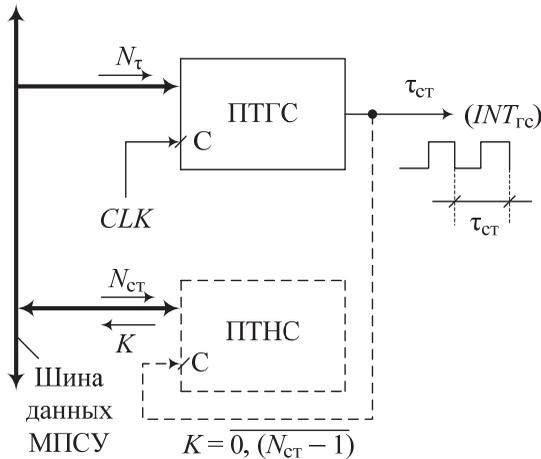


Рис.3.33

Аппаратный вариант. Сигнал $\tau_{ст}$ с выхода ПТГС используется как тактирующий сигнал для второго (дополнительного) программируемого таймера номеров ступенек ПТНС, который на рис. 3.33 обозначен пунктиром. Его состояние под действием тактирующих импульсов должно меняться в диапазоне $0 \dots (N_{ст} - 1)$. Для работы ПТНС в регистр его периода необходимо записать число $N_{ст}$. Кроме того, у таймера должна быть возможность считывания процессором его текущего состояния (номера ступеньки K) в любой момент времени.

Во втором варианте усложняется аппаратура, но упрощается программное обеспечение: нет подпрограммы по прерыванию от ПТГС, не нужно инкрементировать программный счетчик и каждый раз проверять его содержимое на равенство $N_{ст}$. В аппаратном варианте это все делается автоматически.

Примечание. При распределении функций между аппаратными и программными средствами проектируемой МПСУ прежде всего необходимо **использовать имеющиеся аппаратные средства**, а затем – программные. Такой подход, как правило, разгружает микропроцессор, упрощает программное обеспечение и увеличивает быстродействие системы.

В этом случае формирование модулирующего сигнала во времени происходит следующим образом. При инициализации МПСУ запускаются в работу все периферийные устройства, включая программируемые таймеры генератора и номера ступеньки если последний в системе присутствует). Когда по мере выполнения алгоритма необходима информация о номере ступеньки модулирующего сигнала, микропроцессор просто считывает текущее значение из программного или аппаратного счетчика номеров ступенек и далее использует его в алгоритме вычисления кода модуляции.

Считывание номера ступеньки модулирующего сигнала обычно происходит в начале периода опорного сигнала в подпрограмме прерывания по *INT1* или сразу же после ее выполнения. Считанный номер не меняется в течение всего $T_{оп}$, хотя фактически это может быть и не так: процессы формирования периода опорного сигнала и длительности ступени $\tau_{ст}$ между собой не синхронизированы. Но микропроцессор в силу дискретного принципа реализации алгоритма это зафиксировать уже не может.

Подведем итоги формирования во времени модулирующего сигнала по первому варианту асинхронного способа – варианту с использованием дополнительной аппаратуры.

Достоинства:

- отсутствие механического стука в асинхронном двигателе при регулировании входной частоты;
- упрощение расчета кода модуляции при изменении выходной частоты, так как период опорного сигнала постоянен.

Недостатки:

- невозможность работать при малых значениях кратности, поскольку в этом случае обязательно в напряжении и токе АИН появятся субгармоники;
- необходимость в дополнительной аппаратуре (один или два программируемых таймера);
- появление в спектре выходного напряжения дополнительных искажений, обусловленных эффектом «биения» (взаимодействие разных частот).

Особенно сильно этот эффект проявляется, когда кратность и число ступенек близки по значению и эти значения относительно малы (меньше 15...20). Проявление эффекта биений показано на рис. 3.34, где представлены: *INT1* – сигнал, определяющий моменты выборки

номера модулирующего сигнала; $INT_{Гс}$ – сигнал, определяющий момент изменения номера ступеньки модулирующего сигнала; $e_{МЗ}$ – задающий, формируемый в соответствии с номерами ступенек, модулирующий сигнал; $e_{Мф}$ – фактический модулирующий сигнал.

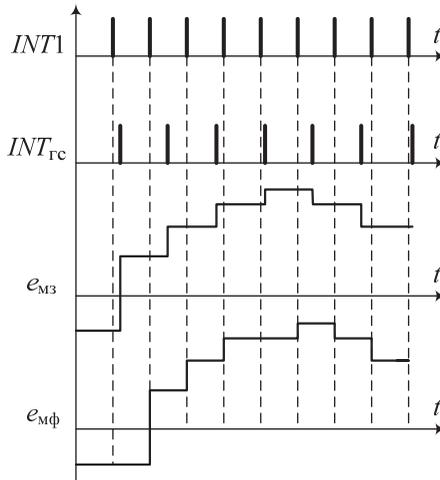


Рис. 3.34

Видно, что задающий и фактический модулирующие сигналы существенно различаются. Причем у последнего присутствуют не одинаковые по длительности ступеньки: две последовательные ступеньки имеют длительность, равную периоду опорного сигнала, следующая – удвоенную длительность. Далее все повторяется. Эффект биения становится незаметным, когда кратность значительно больше числа ступенек аппроксимации. Этим необходимо руководствоваться при реализации данного способа формирования модулирующего сигнала во времени.

3.6.2.2. АСИНХРОННЫЙ СПОСОБ БЕЗ ПРИМЕНЕНИЯ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ АППАРАТНЫХ СРЕДСТВ

Одним из недостатков предыдущего варианта асинхронного способа формирования модулирующего сигнала во времени является необходимость в дополнительных аппаратных средствах (одном или двух

программируемых таймерах). Существует другой вариант формирования, свободный от этого недостатка, но, естественно, при этом усложняется программное обеспечение. Рассмотрим его, отметив предварительно несколько очевидных положений.

1. Синус – функция аргумента (угла), изменяющегося во времени:

$$\varphi(t) = \omega(t)t,$$

где ω – угловая частота выходного напряжения, изменяющаяся в диапазоне $\omega_{\min} - \omega_{\max}$. Причем, $\varphi(t)$ по умолчанию меняется от 0 до 2π рад.

Приращение аргумента за некоторый интервал времени Δt (при постоянной скорости) выражается соотношением

$$\Delta\varphi = \omega\Delta t. \quad (3.23)$$

2. Поскольку частота в системе управления задается внешним сигналом, можно записать

$$\varphi(t) = \omega t = \frac{\omega_{\max}}{U_{3\max}} U_3 t, \quad (3.24)$$

где U_3 и $U_{3\max}$ – текущий и максимальный сигналы задания на частоту модулирующего сигнала.

3. В МПСУ все величины измеряются и формируются дискретно, через заданный постоянный интервал времени, обозначаемый обычно T_s . Тогда выражение (3.24) с учетом цифрового задания частоты и выражения (3.23) можно переписать иначе:

$$\varphi[k] = \varphi[k-1] + \Delta\varphi[k] = \varphi[k-1] + \frac{\omega_{\max}}{N_{3\max}} N_{3[k]} T_s = Q N_{3[k]} T_s, \quad (3.25)$$

где k – номер интервала дискретизации (выборки), а $N_{3[k]}$ – код сигнала задания частоты модулирующего сигнала, соответствующий k -му интервалу дискретности; Q – коэффициент регулирования частоты (константа), рад/с.

Теперь выведем основное соотношение для данного варианта формирования во времени модулирующего сигнала. Поделим выражение (3.25) на константу Q , тогда в новом выражении останется только

время, т. е. из дискретных угловых координат мы перешли в дискретные временные:

$$t_{[k]} = t_{[k-1]} + N_{з[k]}T_s. \quad (3.26)$$

Причем по аналогии с диапазоном изменения аргумента дискретное время меняется в диапазоне $t_{[k]} = 0 \dots T_m$, где T_m – период модулирующего сигнала. Когда $t_{[k]}$ становится больше T_m , из него вычитается этот период и все начинается сначала.

В микропроцессорной системе управления АИН для формирования интервала дискретизации, как правило, используется период опорного сигнала, т. е. последний является элементарной единицей формирования дискретного времени.

Поделим выражение (3.26) на константу T_s . Тем самым получим дискретное время (или аргумент), выраженные числом интервалов T_s . Эти числа можно представить как соответствующие цифровые коды:

$$N_{[k]} = N_{[k-1]} + N_{з[k]}, \quad (3.27)$$

т. е. (при регулировании частоты) код текущего дискретного аргумента модулирующего сигнала есть код предыдущего аргумента плюс код задания частоты.

В соответствии с диапазоном регулирования частоты

$$N_{з[k]} = (N_{з\min} - N_{з\max}).$$

В свою очередь, по аналогии с дискретным аргументом и дискретным временем запишем:

$$N_{[k]} = (0 \dots N_{\text{ТМ}}),$$

где $N_{\text{ТМ}}$ – код периода модулирующего сигнала.

Если все сказанное выше перефразировать терминами ступенчатой аппроксимации, то получим следующее: T_s – длительность ступени модулирующего сигнала $\tau_{\text{СТ}}$; $N_{[k]}$ – содержимое счетчика ступенек K ; $N_{\text{ТМ}}$ – число ступенек $N_{\text{СТ}}$. Соответственно в рассматриваемом случае развертывание модулирующего сигнала во времени можно сформулировать следующим образом: **текущий номер ступеньки модулирую-**

шего сигнала равен номеру предыдущей ступеньки плюс код задания частоты.

Анализируя выражение (3.27), можно подчеркнуть, что в данном случае процедура формирования модулирующего сигнала во времени непосредственно связана с процессом регулирования его (а значит, и выходного напряжения АИН) частоты.

Выражение (3.27) очень простое, и алгоритм его реализации в первом приближении тоже прост.

- В счетчике номеров ступенек модулирующего сигнала, например фазы A , задаем начальное значение ($N_{[0]A} = 0$), задаем код его периода N_{TM} , располагаем в памяти микроконтроллера массив рассчитанных значений эталонного модулирующего сигнала для всех значений аргумента (номеров ступенек).

- При каждом запросе на прерывание по T_s прибавляем к содержимому счетчика номера предыдущей ступеньки величину $N_{z[k]}$ и получаем номер текущей ступеньки модулирующего сигнала фазы A , проверяем его на окончание периода ($N_{[k]} < N_{TM}$).

- Когда по мере выполнения алгоритма необходима информация о номере ступеньки модулирующего сигнала, микропроцессор традиционно считывает текущее значение из счетчика номеров ступенек и далее использует его в алгоритме вычисления кода модуляции.

Но в данном алгоритме есть пока что неопределенные величины. **Во-первых**, какова должна быть величина N_{TM} ? Чтобы ответить на этот вопрос, рассмотрим пример.

Пример 5. Пусть $N_{TM} = 360$, т. е. по углу можно дискретно отображать модулирующий сигнал с точностью до одного градуса. Пусть у нас одноканальный формат данных и $N_{z[k]} = 1 \dots 255$. При постоянном сигнале задания частоты выражение для периода модулирующего сигнала можно записать следующим образом:

$$T_M = \frac{T_s N_{TM}}{N_3} \quad \text{или} \quad f_M = \frac{f_s N_3}{N_{TM}}, \quad (3.28)$$

где отношение N_{TM} / N_3 есть число выборок аргумента модулирующего сигнала на его периоде.

Крайние значения в нашем примере будут следующими:

$$T_{\text{Mmax}} = T_s \cdot 360 / N_{3[k]\text{min}} = T_s \cdot 360 / 1,$$

$$T_{\text{Mmin}} = T_s \cdot 360 / N_{3[k]\text{max}} = T_s \cdot 360 / 255.$$

Следовательно, при минимальном сигнале задания выбирается каждое возможное дискретное значение угла; при других значениях происходит выборка значений фазы через промежутки, определяемый величиной N_3 ; при максимальном сигнале задания на периоде получаем всего одну-две выборки модулирующего сигнала, а нужно хотя бы 8...10 для более или менее качественного отображения синусоидального модулирующего сигнала. В этом случае нужно или уменьшать формат задания частоты (например, 1...50), или, что предпочтительнее, увеличивать код периода модулирующего сигнала N_{TM} (более 500...1000). Отсюда вытекает важная особенность данного способа развертывания модулирующего сигнала: это **способ больших чисел**.

Во-вторых, как реализовать в памяти МПСУ задание значений эталонного ступенчатого модулирующего сигнала (т. е. $N'_{m[k]}$)? При реализации этого способа формирования во времени модулирующего сигнала возможны несколько вариантов. Рассмотрим два основных.

1. Вычисление $N'_{m[k]}$ производится для всех возможных значений кода аргумента (для всех ступенек). В данном случае в силу большого объема таблицы (тысячи значений!) рационально использовать различные виды симметрии модулирующего сигнала, несмотря на усложнение алгоритма (здесь это может быть оправданно):

- **симметрию по фазам**, т. е. выборку данных из таблицы организовать по схеме «одна таблица + три счетчика». Но даже в этом случае остается много значений;

- **симметрию по одной шестой или одной четвертой периода**. Это позволит сократить объем таблицы соответственно в шесть и в четыре раза.

При этом необходимо использовать следующие формулы:

- симметрия по одной шестой части периода

$$\varphi = \pi/3 \dots 2\pi/3 \quad \sin(\varphi) = \sin(\varphi - \pi/3) + \sin(2\pi/3 - \varphi),$$

$$\varphi = 2\pi/3 \dots \pi \quad \sin(\varphi) = \sin(\pi - \varphi),$$

$$\varphi = \pi \dots 4\pi / 3 \quad \sin(\varphi) = -\sin(\varphi - \pi), \quad (3.29)$$

$$\varphi = 4\pi / 3 \dots 5\pi / 3 \quad \sin(\varphi) = -\sin(\varphi - 4\pi / 3) + \sin(5\pi / 3 - \varphi),$$

$$\varphi = 5\pi / 3 \dots 2\pi \quad \sin(\varphi) = -\sin(2\pi - \varphi);$$

- симметрия по одной четвертой части периода

$$\varphi = \pi / 2 \dots \pi \quad \sin(\varphi) = \sin(\pi - \varphi),$$

$$\varphi = \pi \dots 3\pi / 2 \quad \sin(\varphi) = -\sin(\varphi - \pi), \quad (3.30)$$

$$\varphi = 3\pi / 2 \dots 2\pi \quad \sin(\varphi) = -\sin(2\pi - \varphi).$$

Последний вид симметрии может быть полезен при реализации синусоидальной ШИМ с добавлением третьей гармоники, в этом случае у модулирующего сигнала симметрия по шестой части периода отсутствует.

В выражениях (3.29) и (3.30) аргумент синуса в правых частях всегда находится в рамках аргументов таблицы, т. е. или $0 \dots \pi/3$ (для первого вида симметрии), или $0 \dots \pi/2$ (для второго вида симметрии). Также из выражений видно, что нужно выполнять много дополнительных математических и условных операций. Это недостаток, но в ряде случаев его наличие может быть оправданно.

2. Рассматриваемый вариант предполагает большое количество значений аргумента и равное им число ступенек модулирующего сигнала. Но возникает вопрос: почему бы не использовать ступенчатую аппроксимацию с меньшим числом ступенек (24, 30, 36, ...), как мы это делали в случае целочисленных кратностей? Тогда несложно разместить в памяти микроконтроллера массив данных для всего периода модулирующего сигнала и для всех его фаз, упростив тем самым расчеты. Действительно, это возможно, но с одной оговоркой: величина кода периода N_{TM} остается прежней, это необходимо из самого принципа данного алгоритма формирования модулирующего сигнала.

Введем параметр p – код длительности одной ступени модулирующего сигнала (аналогично тому, что мы вводили для целочисленных кратностей):

$$p = N_{\text{TM}} / N_{\text{СТ}}. \quad (3.31)$$

Напомним обозначения: K – номер ступеньки модулирующего сигнала, а k – номер выборки аргумента; текущий номер ступенек будем

обозначать с индексом фазы инвертора: K_A, K_B, K_C . После введения нового параметра алгоритм расчета может выглядеть следующим образом:

- $N[k] = N[k-1] + N_3[k]$;
- $K_A = \lfloor N[k] / p \rfloor$, $K_B = K_A + 2N_{ст} / 3$, $K_C = K_A + N_{ст} / 3$.

При необходимости из таблицы извлекаем значения $N'_m[K_A]$, $N'_m[K_B]$ и $N'_m[K_C]$.

Деление как обычно целочисленное. Номера ступенек нужно также проверять на соответствие окончанию таблицы, т.е. периода.

Как видно, в этом случае счетчик значений аргумента модулирующего сигнала и счетчик номеров ступенек разделились и для характеристики ступенчатой аппроксимации вернулись к принятым ранее параметрам: $K, N_{ст}$.

Таким образом, уменьшив до разумных пределов число ступенек модулирующего сигнала, можно в конечном итоге уменьшить объем таблицы в памяти микроконтроллера, упростить расчет кода модуляции и повысить тем самым быстродействие МПСУ.

На рис. 3.35 в качестве примера приведены формы фактического модулирующего сигнала для разных сигналов задания при $N_{ст} = 24$ и $p = 2$.

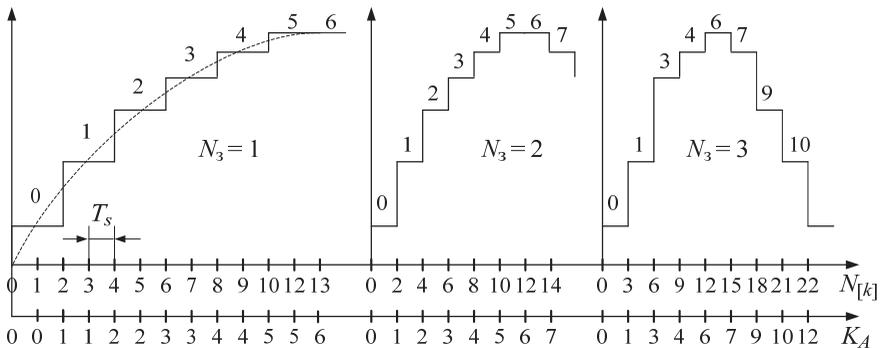


Рис. 3.35

Из рисунка видно, что с увеличением сигнала задания N_3 , т.е. величины дискретности выборки по аргументу, уменьшается количество

выборки и при том же интервале дискретности T_s уменьшается период модулирующего сигнала. Кроме того, начиная с $N_3 = 3$ (для данных параметров), форма фактического модулирующего сигнала становится несимметричной, т. е. увеличение частоты приводит к ухудшению аппроксимации синуса. Но это до определенных пределов допустимо, поскольку с увеличением частоты выходного напряжения АИН усиливаются фильтрующие свойства нагрузки.

Для асинхронного принципа развертывания модулирующего сигнала во времени независимо от числа его ступенек необходимо отметить важное обстоятельство. Если сигнал задания частоты меняется в диапазоне $N_3 = 1 \dots N_{3\max}$ и это соответствует частотному диапазону $f_{M_min} - f_{M_max}$, то может произойти следующее. При изменении кода сигнала задания от 1 до 2 частота модулирующего сигнала изменится в два раза: $f_{M_min} \rightarrow 2 f_{M_min}$, т. е. плавность регулирования частоты в нижней области ее изменения отсутствует. Для устранения этого эффекта необходимо повысить разрядность сигнала задания с тем, чтобы минимальной частоте соответствовал код, равный не единице, а некоторому числу, обеспечивающему допустимый скачок частоты при изменении задания на одну дискрету. Так, если $N_{3\min} = 15$, то при изменении сигнала задания на единицу частота модулирующего сигнала изменится всего на 6,7%. Таким образом, увеличение разрядности сигнала задания при том же диапазоне его изменения улучшает плавность регулирования выходной частоты в нижней части ее диапазона.

Рассмотренный вариант асинхронного способа формирования модулирующего сигнала имеет по сравнению с предыдущим вариантом важное преимущество – сокращение используемой для работы аппаратуры. Но его недостатком является усложнение программного обеспечения. Это связано с увеличением числа вычислений и с высокой разрядностью используемых переменных. Прежде всего это касается кода периода модулирующего сигнала N_{TM} и кода сигнала задания N_3 . Кроме того, высокое качество выходного напряжения обеспечивается только при большой кратности.

Существуют разработки, в которых в одной МПСУ инвертором напряжения используются и целые, и дробные кратности, что проиллюстрировано на рис. 3.36.

В области низких и средних частот модулирующего сигнала используются дробные кратности, так как частота опорного сигнала постоянна. При этом K_p с увеличением частоты автоматически уменьшается, принимая все возможные значения. В области высоких частот, начиная с некоторой частоты f_c , реализуется синхронизация частот опорного и модулирующего сигнала. Далее их частоты изменяются пропорционально. Тем самым на высоких частотах обеспечивается работа с малой, но целочисленной кратностью, т. е. происходит расширение частотного диапазона без ухудшения качества выходного напряжения, обусловленного, например, наличием субгармоник. Естественно, что при этом усложняется программное обеспечение, которое должно реализовать оба алгоритма формирования модулирующего сигнала во времени.

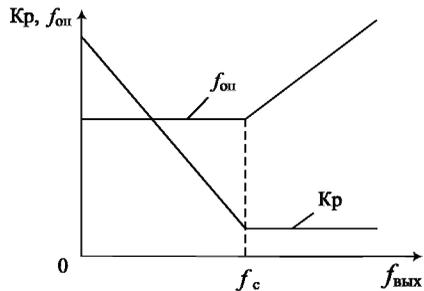


Рис. 3.36

Подводя итог вопросу формирования во времени модулирующего сигнала, можно сказать, что рассмотренные варианты имеют свои достоинства и недостатки и могут применяться при соответствующих требованиях к микропроцессорной системе управления АИН с ШИМ.

3.6.3. ЧАСТОТНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ИНВЕРТОРА

С вопросом формирования во времени модулирующего сигнала связан еще один момент, характерный для управления от инвертора напряжения асинхронным двигателем. Напомним: для регулирования его скорости используются частотные законы регулирования, основанные на постоянстве либо U/f , либо U/\sqrt{f} , либо U/f^2 .

Наиболее широко распространен закон $U/f = \text{const}$ при постоянном моменте нагрузки. Очевидно, что в этом случае для управления АИН достаточно одного сигнала задания: $U_3 \equiv U_{1m} \equiv M$, $U_3 \equiv f_{\text{вых}}$. Рассмотрим, что нужно учитывать при реализации пропорционального регулирования амплитуды и частоты выходного напряжения данного преобразователя.

Регулирование амплитуды. Теоретически зависимость амплитуды первой гармоники выходного напряжения АИН U_{1m} от выходной частоты $f_{\text{ВЫХ}}$ должна представлять собой прямую, выходящую из нуля (рис. 3.37). Таким образом, получается, что в окрестностях нуля оба параметра очень малы. Однако обмотки асинхронного двигателя обладают активным сопротивлением, которое при малых напряжениях ограничивает ток и соответственно препятствует созданию электромагнитного момента, необходимого для того, чтобы сдвинуть нагруженный вал двигателя с мертвой точки.

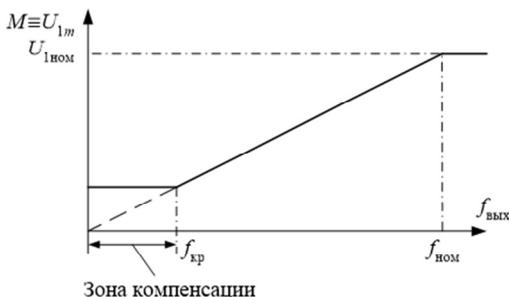


Рис. 3.37

Поэтому в указанной зависимости на низких частотах вводят «полочку» по амплитуде. До некоторой критической частоты $f_{\text{кр}}$, равной 5...10 % от номинальной частоты $f_{\text{ном}}$, выходное напряжение АИН постоянно и составляет также 5...10 % от номинального напряжения $U_{\text{ном}}$. Это и обеспечивает компенсацию активного сопротивления обмоток и создание достаточного пускового тока асинхронного двигателя. Далее регулирование происходит пропорционально вплоть до номинального режима по частоте и напряжению. При необходимости дальнейшего увеличения частоты (скорости вращения двигателя) регулирование АИН выполняют без повышения выходного напряжения (зона ослабленного магнитного потока). Таким образом, в линейной характеристике «напряжение – частота» существуют два излома, которые должны быть реализованы в МПСУ инвертором напряжения.

Регулирование частоты. К регулированию выходной частоты обычно предъявляют следующие требования: реализация заданного частотного диапазона и обеспечение плавности регулирования.

С регулированием выходной частоты мы уже сталкивались при рассмотрении формирования модулирующего сигнала во времени. При синхронном принципе регулирование частоты выполняется с помощью изменения частоты работы программируемого таймера опорного сигнала. При асинхронном принципе с использованием дополнительной аппаратуры регулирование частоты осуществляется с помощью изменения периода работы программируемого таймера длительности ступеньки модулирующего сигнала. При асинхронном принципе без дополнительной аппаратуры регулирование частоты модулирующего сигнала заложено в самом способе формирования в соответствии с выражением (3.27). В частности, при рассмотрении последнего была отмечена необходимость повышения разрядности сигнала задания (при сохранении того же диапазона) для обеспечения плавности регулирования на низких частотах.

Рассмотрим некоторые особенности регулирования выходной частоты при использовании таймеров. Проблема заключается в том, что при программировании таймера задается не частота его работы, а период, который от частоты и соответствующего сигнала задания зависит по гиперболическому закону:

$$T = \frac{1}{f} \equiv \frac{1}{U_3}.$$

Код задания для программируемого таймера в общем виде можно определить так:

$$N_T = \frac{Q}{N_3}, \text{ или } N_T N_3 = Q,$$

где Q – некоторая константа, аналогичная единице в выражении $Tf = 1$.

Вроде бы нет ничего сложного: константу Q делим на N_3 и получаем код периода таймера. Однако чему должна быть равна константа Q ?

Пример 6. Пусть $Q = \$FF$; U_3 формируем в однобайтном формате. Тогда

$$N_3 = 1...\$FF \text{ и } N_T = \$FF...1,$$

т. е. диапазон изменения частоты $\Delta f = 255...1$. Это довольно хороший диапазон: например, при максимальной выходной частоте 50 Гц мы

получим диапазон $\Delta f \approx (0, 2 \dots 50)$ Гц. Однако из гиперболического характера зависимости между частотой и периодом следует, что при одном и том же изменении периода работы таймера в области его больших и малых значений изменение частоты будет разным.

Пусть код задания на период равен единице младшего разряда, что соответствует минимальному коду периода и максимальной частоте, т. е. 50 Гц. Если же N_T равен двум, то период будет в два раза больше, а частота в два раза меньше, т. е. 25 Гц. Это большой скачок частоты – на половину всего диапазона. Несомненно, что никакой плавности регулирования частоты здесь нет. Однако нужно заметить, что в области единиц герц плавность обеспечиваться будет.

Другими словами, здесь мы имеем то же самое, что и при регулировании частоты в нижнем диапазоне при асинхронном принципе без дополнительной аппаратуры. И решение проблемы должно быть то же самое. Чтобы обеспечить диапазон регулирования 255:1 и плавность регулирования на высоких частотах хотя бы с точностью 6...7 %, нужно период работы ПТ задавать в формате хотя бы $(8 + 4)$ 12 бит. Следовательно, константа Q должна быть равна FFF .

При других законах частотного управления от сигнала задания по частоте глубина модуляции будет зависеть нелинейно:

$$M \equiv \sqrt{U_3} \quad \text{либо} \quad M \equiv U_3^2.$$

Если вычисление квадрата затруднений не вызовет, то вычисление квадратного корня потребует значительного усложнения алгоритма, если его реализовать аналитически, например разложением в ряд [101]. Однако рациональнее всего извлекать корень табличным способом.

На этом закончим рассмотрение вопроса формирования во времени модулирующего сигнала. Осталось рассмотреть построение блок-схем аппаратных средств и программного обеспечения МПСУ АИН.

3.7. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА МПСУ И ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

Структурная схема МПСУ электроприводом переменного тока с инвертором напряжения в основном подобна структурной схеме МПСУ электроприводом постоянного тока с управляемым выпрямителем, которая рассмотрена в главе 2. Отметим некоторые отличия.

- Блок синхронизации с сетью БСС в общем случае не нужен. Исключения составляют системы, где АИН является элементом автономных энергетических систем, работающих параллельно сети (ветроэнергетические установки, специальные источники бесперебойного питания и т. д.). В этом случае блок синхронизации требуется для обеспечения **фазовой синхронизации** формируемого напряжения с сетью, т. е. он реализует уже другую функцию.

- Модуль таймера в схеме должен быть дополнен ШИМ-модулем (как правило, ШИМ-модули не имеют собственного встроенного таймера [74, 102]).

- Блок состояния вентиля БСВ в этом случае должен реализовать другой алгоритм распознавания аварии, так как в АИН другой принцип работы вентиля. В рабочем режиме в АИН одновременно работают не два, а три ключа. При коммутации в плече имеет место мертвое время, величина которого известна и в течение которого в инверторе могут работать всего два ключа.

Блок-схема программного обеспечения МПСУ АИН также подобна блок-схеме программного обеспечения МПСУ управляемым выпрямителем, работающим в составе электропривода постоянного тока, только изменится содержание блоков, обусловленное особенностями работы электропривода (см. раздел 3.1). Например, регулятор тока должен уже быть трехфазным, плюс имеются три управляющих сигнала, изменяемых как по амплитуде, так и по частоте. Сигнал запроса на прерывание *INT1* формируется не в блоке синхронизации с сетью, а в ШИМ-модуле и связан не с точками естественной коммутации, а с периодом опорного сигнала, определяющим дискретность работы АИН.

Подпрограммы по прерыванию по сигналам *INT0* и *INT1* остаются. В подпрограмме по *INT1* осуществляется запись (программным способом или автоматически, если имеется двойная буферизация) в регистр сравнения кода управляющего сигнала (кода модуляции), запуск таймера отсутствует, так как он работает непрерывно, но появляются новые функции, обусловленные формированием модулирующего сигнала во времени. В подпрограмме по *INT0* все остается практически без изменения.

Блок расчета регулятора скорости, присутствующий в головной программе, тоже может иметь свои особенности, например, в силу использования векторного управления параметрами асинхронного двигателя и т. д.

Таким образом, при необходимости решать вопросы, связанные с разработкой структуры аппаратных и программных средств, необходимо обратиться к разделам 2.2 и 2.4 настоящего учебного пособия. После разработки структуры и алгоритма взаимодействия ее компонентов необходимо каждый компонент наполнять конкретным содержанием в соответствии с решаемой задачей и техническим заданием.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. В чем заключается принцип подчиненного регулирования в типовой структуре электропривода?
2. Сравните характеристики электроприводов переменного и постоянного тока. Сформулируйте из этого требования к микропроцессору для МПСУ электроприводом переменного тока.
3. Какие блоки входят в состав программной части МПСУ УВ/АИН? Назовите их назначение.
4. Опишите принцип работы и реализуемые функции блока состояния вентиля в МПСУ УВ/АИН.
5. Опишите назначение, реализуемые функции модуля таймеров в МПСУ УВ.
6. Какие блоки в МПСУ УВ реализуют функцию регулятора?
7. Опишите назначение, реализуемые функции модуля АЦП в МПСУ УВ.
8. Опишите назначение, реализуемые функции блока синхронизации с сетью.
9. Для чего в МПСУ УВ необходим сигнал $INT1$?
10. Что такое *слово состояния фаз* и *слово состояния вентиля*, для чего они необходимы в МПСУ УВ?
11. Что такое *интервал повторения*? Что он определяет в МПСУ УВ?
12. Нужен ли БСС в асинхронных МПСУ? Если «да», то зачем?
13. В общем случае для правильного распределения импульсов управления вентилями УВ необходимо знать два вида информации. Назовите их.
14. По каким признакам классифицируются микропроцессорные ФСУ?
15. Аппаратный способ формирования фазового сдвига (временного интервала): суть, достоинства, недостатки.

16. Чем определяется число каналов в микропроцессорных ФСУ? Назовите варианты построения ФСУ по данному критерию.

17. Перечислите достоинства и недостатки синхронных микропроцессорных ФСУ.

18. Перечислите достоинства и недостатки асинхронных микропроцессорных ФСУ.

19. Приведите математическое обоснование реализации угла управления $\alpha > \beta$ в одноканальных синхронных МП ФСУ.

20. Какая особенность в реализации функции алгоритмического распределения имеет место в динамических режимах в одноканальных синхронных МП ФСУ при $\alpha > \beta$?

21. Какие задачи решают основные компоненты ПО в МПСУ УВ?

22. Какие задачи решает подпрограмма прерывания по сигналу *INT1* в МПСУ УВ?

23. Какие задачи решает подпрограмма прерывания по сигналу *INT0* в МПСУ УВ?

24. Назовите типовые программные методы оптимизации программы, позволяющие сократить время выполнения ПО.

25. На чем основывается метод структурной оптимизации ПО, если время его выполнения при последовательной реализации всех задач не укладывается в интервал повторения?

26. Время выполнения ПО значительно меньше $T_{ип}$. Как в этом случае можно повысить эффективность ПО?

27. Блок «Диагностика» в пусковой части ПО: решаемые задачи и выполняемые процедуры.

28. Блок «Изменение режима» в подпрограмме прерывания от *INT0*: решаемые задачи и выполняемые процедуры.

28. Что такое кратность и глубина модуляции? На какие характеристики АИН они влияют?

29. Поясните суть метода развертывания модулирующего сигнала во времени в случае целочисленной кратности.

30. Приведите формулу расчета кода модуляции $N_{m[K]}$ для классической ШИМ применительно к трехфазному АИН. Поясните назначение всех величин, входящих в выражение.

31. Приведите формулу расчета кода модуляции $N_{m[K]}$ для векторной ШИМ применительно к трехфазному АИН. Поясните назначение всех величин, входящих в выражение.

32. Поясните суть метода развертывания модулирующего сигнала во времени в случае дробной кратности и использования дополнительных аппаратных средств.

33. Укажите отличия алгоритма работы блока состояния вентиля в МПСУ АИН по сравнению с аналогичным блоком МПСУ УВ.

УПРАЖНЕНИЯ

1. Слово состояния фаз подается в микроконтроллер через линии порта $D7-D5$. Какими числами оно будет выражаться в этом случае?

2. Составить слово состояния вентиля выпрямителя, если импульсы управления $y1-y6$ нужно подавать на линии $D3-D8$ порта.

3. Разработать на функциональном уровне блок синхронизации с сетью для МПСУ трехфазным нулевым УВ при наличии трех входных селекторных сигналов S_{AC} , S_{BA} , S_{CB} . Поясните ответ временными диаграммами.

4. Разработать на функциональном уровне одноканальную синхронную МПСУ УВ на основе специализированного МК, формирующую узкие импульсы управления вентилями. Пояснить ответ временными диаграммами.

5. Текущее слово состояния вентиля трехфазного АИН равно 0×52 . Определить для данного значения напряжение фазы C при соединении нагрузки в звезду без нулевого провода.

6. Изобразить графически величину кода модуляции $N_{m[K]}$ на периоде модулирующего сигнала в формате счетчика опорного сигнала для условий:

- трехфазный АИН, синусоидальная ШИМ, $N_{ст} = 12$, $M = 0,5$;
- трехфазный АИН, циклическая ШИМ, $N_{ст} = 18$, $M = 0,5$;
- однофазный мостовой АИН с несимметричным управлением, $N_{ст} = 18$, $M = 0,5$.

7. Кратность $K_p = 36$, число ступенек $N_{ст} = 12$. Как рационально реализовать развертывание модулирующего сигнала во времени в МПСУ АИН на базе специализированного микроконтроллера? Описать алгоритм.

8. Условия: $N_{ст} = 12$, $f_{оп} = 3000$ Гц, $f_{вых} = 50$ Гц. Как рационально реализовать развертывание модулирующего сигнала во времени в МПСУ? Описать алгоритм.

9. Что такое «стыковка форматов» в МПСУ УВ? Привести пример.

10. Рассчитать параметры счетчика опорного сигнала МПСУ АИН при следующих условиях: $f_{\text{вых}} = 50$ Гц, $K_p = 24$, двусторонняя ШИМ, тактовая частота периферийных устройств $f_{\text{ш}} = 37,5$ МГц.

11. Рассчитать амплитуды ступенек модулирующего сигнала $N'_{m[K]}$ для занесения их в таблицу памяти при следующих условиях: $N_{\text{ст}} = 24$, $N_{\text{max}} = 2600$, способ ШИМ – синусоидальная с добавлением третьей гармоники.

ГЛАВА 4

ЦИФРОВЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ

4.1. СТРУКТУРА ЗАМКНУТОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПОНЯТИЕ РЕГУЛЯТОРА

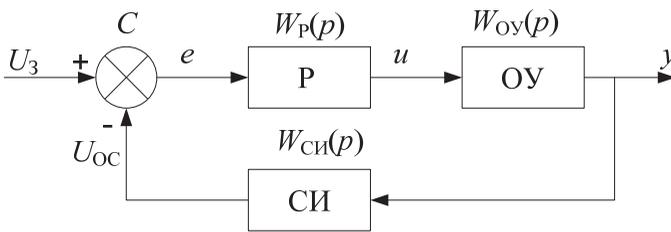
Изучение микропроцессорных систем управления тем или иным вентиляльным преобразователем мы начинали с рассмотрения объекта управления – самого преобразователя: управляемого выпрямителя или автономного инвертора напряжения. Причем рассматривали их не отдельно, а в составе энергетической системы, наиболее сложным и распространенным вариантом которой является электропривод (см. рис. 3.1). Практически в любой энергетической системе управление выходными параметрами осуществляется с учетом обратных связей, т. е. по замкнутому контуру, необходимый элемент которого – регулятор.

Таким образом, МПСУ вентиляльным преобразователем кроме управления собственно преобразователем должна еще реализовывать замкнутое управление выходной величиной энергетической системы. Именно поэтому одной из четырех основных типовых функций МПСУ вентиляльным преобразователем в главе 1 названа функция регулятора, реализация которой микропроцессорными средствами и рассмотрена в настоящей главе.

На системном уровне изучением работы разомкнутых и замкнутых технических систем, в частности анализом и синтезом регуляторов, занимается теория автоматического регулирования (ТАУ) [107]. Для завершенности и последовательности изложения материала по вопросу, обозначенному в названии главы, ниже приведены некоторые положения из ТАУ, которые позволят понять дальнейший материал по реализации цифровых регуляторов.

Структура замкнутой системы автоматического регулирования (САР) показана на рисунке. Ее составными элементами являются сум-

матор C , регулятор P , объект управления OY (для электропривода это и преобразователь и двигатель), схема измерения $СИ$. Три последних блока имеют свою передаточную функцию $W(p)$. Схема измерения необходима для функционального преобразования измеряемой физической величины y в электрический сигнал обратной связи U_{OC} . В сумматоре этот сигнал вычитается из сигнала задания U_3 . При этом на выходе блока формируется сигнал ошибки (рассогласования) e . Ошибка поступает на регулятор, на выходе которого формируется управляющий сигнал u . Этот сигнал усиливается и поступает на объект управления, обеспечивая на выходе требуемое значение выходной величины y .



Структура замкнутой системы

Исходя из такой структуры САУ, можно дать определение регулятору.

Регулятор – это электронное устройство замкнутой системы управления, предназначенное для преобразования сигнала ошибки между заданным и фактическим значением регулируемой величины в управляющее воздействие, которое сводит ошибку к минимуму, обеспечивая требуемую точность и динамику системы.

Основным элементом регулятора (в аналоговой реализации) является инвертирующий операционный усилитель, который выполняет необходимую вычислительную функцию, выраженную известным уравнением для коэффициента усиления

$$K_y = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = -\frac{Z_{OC}}{Z_1},$$

где Z_1 и Z_{OC} – соответственно сопротивления на входе усилителя и в цепи его обратной связи; в общем виде они имеют активно-реактивный характер. Данный коэффициент в операторном виде называется передаточной функцией [107]:

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = -\frac{Z_{OC}(p)}{Z_1(p)},$$

где $p = j\omega$ – оператор преобразования Фурье.

Включая в состав Z элементы R и C в различных комбинациях, можно реализовать различные математические функции (усилитель, интегратор, дифференциатор, апериодическое звено, колебательное звено и т. д.) и соответственно влиять на статические и динамические характеристики САР. Проще говоря, регулятор – это просто усилитель со своим коэффициентом усиления. Однако включенный соответствующим образом в структуру САР, он становится регулятором.

4.2. ТИПЫ РЕГУЛЯТОРОВ

Существует много типов регуляторов [107], каждый из которых имеет свои характеристики и таким образом по-своему влияет на параметры замкнутой САР. В табл. 4.1 приведены простейшие и наиболее используемые типы регуляторов и их некоторые характеристики.

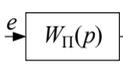
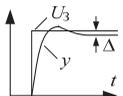
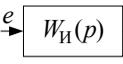
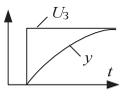
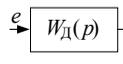
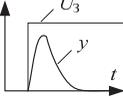
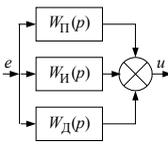
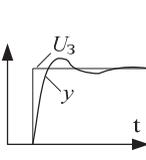
Первые три регулятора – самые простые. Они имеют следующие параметры: буквой K обозначаются соответствующие коэффициенты усиления, буквой T – постоянные времени. Индексом обозначается тип регулятора. Более подробно их свойства отражены, например, в [107]. Самостоятельно эти три регулятора используются крайне редко, чаще всего – в сочетаниях друг с другом: пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор, пропорционально-дифференциальный (ПД) регулятор и т. д.

В электротехнических системах наиболее широко применяют ПИД-регулятор (пропорционально-интегрально-дифференциальный), сочетающий в себе достоинства всех составляющих его структуру регуляторов. При правильном подборе параметров (параметрическом синтезе) он обеспечивает реализацию практически любых предъявленных к системе требований: точность, быстродействие, величину пере-

регулирования. Кроме того, этот регулятор обладает определенной гибкостью, прежде всего при настройке. Поскольку в его структуре отдельные регуляторы работают параллельно друг другу, их можно настраивать по одному, задавая нулевые коэффициенты усиления других регуляторов [107]. На его основе можно реализовать любые более простые структуры (сочетания) регуляторов, также задавая равными нулю коэффициенты усиления ненужных каналов регулирования.

Таблица 4.1

Характеристики типовых регуляторов

Тип регулятора	Уравнение регулятора	Передаточная функция	Обозначение регулятора	Переходная характеристика
Пропорциональный (П)	$u = K_{\text{П}}e$	$W_{\text{П}}(p) = K_{\text{П}}$		
Интегральный (И)	$u = \frac{1}{T_{\text{И}}} \int edt$	$W_{\text{И}}(p) = \frac{1}{T_{\text{И}}p} = \frac{K_{\text{И}}}{p}$		
Дифференциальный (Д)	$u = T_{\text{Д}} \frac{de}{dt}$	$W_{\text{Д}}(p) = T_{\text{Д}}p$		
Пропорционально-интегрально-дифференциальный (ПИД)	$u = K_{\text{П}}e + \frac{1}{T_{\text{И}}} \int edt + T_{\text{Д}} \frac{de}{dt}$	$W_{\text{ПИД}}(p) = K_{\text{П}} + \frac{K_{\text{И}}}{p} + T_{\text{Д}}p$		

Ниже будет представлена микропроцессорная реализация именно ПИД-регулятора. Однако перед этим необходимо ознакомиться с элементарными понятиями из области цифровой обработки сигналов [48–53].

4.3. МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ПИД-РЕГУЛЯТОРА

4.3.1. ДИСКРЕТНАЯ МОДЕЛЬ ПИД-РЕГУЛЯТОРА

Дифференциальное уравнение, описывающее ПИД-регулятор, имеет вид

$$u(t) = k_{\text{П}}e(t) + \frac{1}{T_{\text{И}}} \int_0^t e(t)dt + T_{\text{Д}} \frac{de(t)}{dt}, \quad (4.1)$$

где $K_{\text{П}}$ – коэффициент передачи пропорциональной части; $T_{\text{И}}$ – постоянная интегрирования (ее обратная величина называется коэффициентом передачи интегральной части $K_{\text{И}}$); $T_{\text{Д}}$ – постоянная дифференцирования (или коэффициент передачи дифференциальной части $K_{\text{Д}}$).

Входным сигналом для регулятора служит величина рассогласования между заданным значением регулируемой величины и ее фактическим значением, снимаемым с датчика обратной связи:

$$e(t) = U_{\text{з}}(t) - U_{\text{ОС}}(t).$$

Особенность любой цифровой системы управления состоит в том, что от момента получения информации о состоянии входных величин до момента выдачи рассчитанного в соответствии с заданным алгоритмом значения управляющего воздействия $u(t)$ проходит определенное время. Следующую выборку данных можно получить только спустя некоторое время, называемое интервалом **квантования по времени** или **периодом дискретизации по времени** $T_{\text{с}}$. Таким образом, входная информация доступна (скорее нужна) только в фиксированные моменты времени $t = kT_{\text{с}}$, где k – целое число 0, 1, 2, ..., представляющее собой номер очередной выборки данных. Интервал квантования задается специальным таймером интервала дискретизации (или каким-либо имеющимся в МПСУ периодическим сигналом с запросом на прерывание, например, от ШИМ-модуля).

После получения очередной выборки входных данных выполняется расчет выходного управляющего воздействия и выдача его на объект управления. Выдача может производиться либо непосредственно после расчета, либо с запаздыванием на один интервал квантования, т. е.

в начале следующего цикла выборки входных данных. Второй метод предпочтительнее, так как интервалы квантования системы управления по входу и выходу будут одинаковыми и постоянными, не зависящими от длительности цикла прохождения алгоритма внутри процесса (**скана** цифрового регулятора). Таким образом, управляющее воздействие на объект управления будет также поступать в фиксированные моменты времени $t = kT_s$. Это соответствует условному включению на входе и выходе микропроцессорной системы квантователей, работающих с периодом T_s .

С точки зрения «наблюдателя», находящегося внутри системы управления, значения входных и выходных переменных определены в дискретные моменты времени $t = kT_s$. Такие дискретные функции называются **решетчатыми**, а уравнения, связывающие между собой дискретные переменные, называются **дискретными разностными уравнениями**.

В том случае, когда интервал квантования по времени T_s меньше (желательно в разы и более) наименьшей постоянной времени системы, существует довольно простой метод перехода (согласно теореме Котельникова) от непрерывного дифференциального регулятора к разностному [51].

Значения непрерывных величин заменяются дискретными, а значения дифференциалов непрерывных функций – так называемыми разностями, т. е. величинами приращений дискретных переменных за период дискретизации.

Аналогом дифференциала первого порядка непрерывной функции при этом является **первая обратная разность** (первая левая разность):

$$\nabla f(k) = f(k) - f(k-1),$$

аналогом дифференциала второго порядка – **вторая разность**:

$$\nabla^2 f(k) = \nabla f(k) - \nabla f(k-1) = f(k) - f(k-1) - [f(k-1) - f(k-2)],$$

или

$$\nabla^2 f(k) = f(k) - 2f(k-1) + f(k-2).$$

По аналогии могут быть определены и высшие разности для дискретных функций.

Продифференцируем исходное уравнение (4.1) непрерывного ПИД-регулятора, чтобы избавиться от интеграла:

$$\frac{du(t)}{dt} = k_{\text{П}} \frac{de(t)}{dt} + \frac{1}{T_{\text{И}}} e(t) + T_{\text{Д}} \frac{d^2 e(t)}{dt^2}.$$

Пусть интервал квантования T_s значительно меньше $T_{\text{Д}}$ и $T_{\text{И}}$. Для перехода от непрерывного уравнения к разностному заменим непрерывные переменные дискретными, дифференциалы переменных – разностями, а приращение времени dt – величиной интервала квантования по времени T_s . В результате получим:

$$\begin{aligned} \frac{u(k) - u(k-1)}{T} &= k_{\text{П}} \frac{e(k) - e(k-1)}{T} + \\ &+ \frac{1}{T_{\text{И}}} e(k) + T_{\text{Д}} \frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{T^2}. \end{aligned}$$

После очевидных алгебраических преобразований дискретное разностное уравнение ПИД-регулятора примет вид

$$\begin{aligned} u(k) &= u(k-1) + \left(k_{\text{П}} + \frac{T}{T_{\text{И}}} + \frac{T_{\text{Д}}}{T} \right) e(k) - \\ &- \left(k_{\text{П}} + 2 \frac{T_{\text{Д}}}{T} \right) e(k-1) + \frac{T_{\text{Д}}}{T} e(k-2). \end{aligned}$$

Обозначив коэффициенты в скобках как b_0 , b_1 , b_2 , перепишем дискретное уравнение ПИД-регулятора в виде

$$u(k) = u(k-1) + b_0 e(k) - b_1 e(k-1) + b_2 e(k-2). \quad (4.2)$$

Примечание. Если представить исходное непрерывное дифференциальное уравнение системой дифференциальных уравнений первого порядка в форме Коши и выполнить дискретизацию этой системы уравнений или если выполнить переход от исходного непрерывного дифференциального уравнения к дискретному путем непосредственной замены интеграла суммой по методу прямоугольников или трапеций, то **получим различные итоговые выражения.**

Таким образом, **не существует однозначного перехода от дифференциального уравнения к дискретному**. Для этой цели можно использовать весь известный арсенал численных методов интегрирования дифференциальных уравнений (Эйлера, Рунге–Кутты и т. д.) [101]. Но нужно помнить, что рост точности при переходе от непрерывной системы к дискретной, как правило, сопровождается усложнением алгоритма и повышением требований к быстрейдействию процессора.

4.3.2. АЛГОРИТМ РЕАЛИЗАЦИИ ЦИФРОВОГО ПИД-РЕГУЛЯТОРА

Анализ дискретной модели ПИД-регулятора позволяет сделать вывод о том, что расчет текущего значения управляющего воздействия $u(k)$ наиболее целесообразно выполнить в соответствии с так называемым *рекуррентным* алгоритмом, когда к предыдущему значению управляющего воздействия $u(k-1)$ добавляется значение приращения $\Delta u(k)$, рассчитанного на текущем интервале квантования:

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k),$$

где

$$\Delta u(k) = b_0 e(k) - b_1 e(k-1) + b_2 e(k-2).$$

Примечание. Последнее выражение, кстати, есть алгебраическая сумма произведений. Именно такую процедуру реализует команда MAC – «умножение с накоплением», являющаяся необходимым компонентом системы команд любого DSP. Использование этой команды значительно ускоряет процедуру программной реализации цифрового ПИД-регулятора в МПСУ.

Пусть для хранения управляющего воздействия $u(k)$ используется специальный регистр-накопитель (аккумулятор АСС), а для хранения трех последовательных выборок входной переменной $e(k)$, $e(k-1)$, $e(k-2)$ – три последовательные ячейки памяти данных. Если реализуемый нами регулятор должен быть перенастраиваемым, т. е. должен допускать изменение параметров в процессе работы, то для хранения коэффициентов тоже целесообразно использовать три последовательные ячейки оперативной памяти b_0 , $-b_1$, b_2 . В противном случае их можно включить в текст программы в виде констант.

Алгоритм реализации регулятора сводится к следующему. На этапе инициализации должны выполняться следующие действия:

- 1) очистка аккумулятора АСС, т. е. $u(k-1) \leftarrow 0$;

2) очистка таблицы последовательных выборок входной переменной:

$$e(k-1) \leftarrow 0, \quad e(k-2) \leftarrow 0;$$

3) инициализация коэффициентов ПИД-регулятора в таблице коэффициентов $b_0, -b_1, b_2$.

При расчете на текущем интервале квантования, т. е. в процессе одного скана программы ПИД-регулятора, должны выполняться следующие действия:

1) опрос очередных значений входных переменных с записью текущей выборки $e(k)$ в таблицу выборок:

$$e(k) = U_3(k) - U_{OC}(k);$$

2) последовательное умножение трех последних выборок $e(k), e(k-1), e(k-2)$ на соответствующие коэффициенты $b_0, -b_1, b_2$ с накоплением результата в аккумуляторе $ACC \leftarrow ACC + b_i e(k-i)$ для всех i от 0 до 2;

3) циклический сдвиг всех выборок на одну позицию в памяти данных с удалением самой «старой» выборки из таблицы:

$$e(k-2) \leftarrow e(k-1), \quad e(k-1) \leftarrow e(k);$$

4) выдача управляющего воздействия в таймер фазосдвигающего устройства (не важно, в какой системе: в МПСУ управляемым выпрямителем или автономным инвертором напряжения).

Примечания. 1. Обычно п. 4 алгоритма выполняется перед п. 1, т. е. по прерыванию от таймера задания интервала квантования выдается ранее рассчитанное значение управляющего воздействия, а затем делается очередная выборка входных данных.

2. В программе ПИД-регулятора должна присутствовать процедура ограничения накопленного значения в АСС максимально допустимыми значениями, т. е. режим насыщения.

Дополнительно к приведенному выше материалу в табл. 4.2. приведены дискретные модели наиболее распространенных регуляторов [51]. Кроме того, много практического материала и рекомендаций по реализации ПИД-регуляторов в МПСУ приведено в работах [9, 10, 48, 49].

Дискретные модели распространенных регуляторов

Тип цифрового регулятора	Дискретная модель
Пропорционально-двухкратно-дифференциальный	$u(k) = k_0 e(k) - k_1 e(k-1) + k_2 e(k-2)$
Пропорционально-интегрально-дифференциальный	$u(k) = u(k-1) + k_0 e(k) - k_1 e(k-1) + k_2 e(k-2)$
Пропорционально-двухкратно-интегральный	$u(k) = 2u(k-1) - u(k-2) + k_0 e(k) - k_1 e(k-1) + k_2 e(k-2)$

Вопрос синтеза и реализации регуляторов, в частности цифровых, очень важен и в то же время довольно сложен. Он важен потому, что от регуляторов во многом зависят характеристики всей энергетической системы, а сложность вопроса заключается в том, что правильный выбор параметров регуляторов и их адекватная реализация требуют больших знаний и опыта.

Синтез регулятора основан на том, что в замкнутой системе известны передаточные функции всех входящих в нее элементов. В нашем случае это передаточные функции и вентильного преобразователя, и двигателя, и его нагрузки. Кроме того, должны быть известны все возмущающие воздействия и т. д. На практике этого, как правило, не бывает: информация приблизительная или вообще отсутствует. Поэтому после разработки и наладки системы ее приходится дополнительно настраивать непосредственно на объекте. Настройка заключается прежде всего в корректировке параметров регуляторов, что является довольно сложной и кропотливой процедурой [108]. Поэтому при реализации регуляторов в МПСУ предварительно необходимо провести строгий аналитический синтез регуляторов для разрабатываемой системы с выявлением областей устойчивости системы [9, 10, 48, 49, 107, 108] и компьютерную проверку разработанных регуляторов с использованием прикладных программ, таких как Matlab (блоки расширения «Control System» и «Simulink») [109, 110]. Эти программы позволяют промоделировать работу замкнутой системы с различной степенью ее детализации, вплоть до учета дискретности и запаздывания, вызванных микропроцессорной реализацией системы управления.

Только после положительных результатов компьютерной проверки можно приступить к разработке МПСУ. При проектировании программных и аппаратных средств необходимо предусмотреть возмож-

ность оперативного и безболезненного (для других блоков) изменения параметров регуляторов.

Напомним, что в первой главе учебного пособия было сказано о такой сервисной функции МПСУ вентильным преобразователем, как *наладочный режим*. Это специальный режим работы МПСУ, в котором она автоматически адаптирует себя к конкретному объекту управления с целью оптимизации системы в целом. Это реализуется путем формирования тестового воздействия на объект, анализа его ответной реакции, соответствующей корректировки параметров регуляторов и повторного воздействия на объект управления, до тех пор, пока реакция объекта не будет соответствовать заданным требованиям [11, 12, 18]. Если такой программный компонент присутствует в программном обеспечении МПСУ, то процедура настройки значительно упрощается и становится более эффективной.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое регулятор замкнутой системы управления?
2. Назовите базовые типы регуляторов и дайте им характеристику.
3. Назовите достоинства ПИД-регулятора.
4. Каким образом можно перейти от непрерывного дифференциального регулятора к разностному?
5. Поясните, почему команда МАС из системы команд цифровых сигнальных процессоров ускоряет вычисление ПИД-регулятора.
6. Перечислите этапы проектирования цифровых регуляторов для МПСУ вентильными преобразователями.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Настоящее учебное пособие предназначено прежде всего для магистрантов кафедры электроники и электротехники НГТУ. Оно, естественно, не охватывает всех вопросов, связанных с проектированием МПСУ вентильным преобразователем и тем более электроприводом в целом. Как говорил Козьма Прутков: «Никто не обнимет необъятного». И поэтому невозможно в одном учебном пособии дать решения ко всем задачам, которые перед молодым специалистом может поставить практика. Однако можно **научить решать эти задачи**. Именно эту цель, среди всего прочего, автор ставил перед собой при написании данной работы. Материал, представленный в учебном пособии, нужно рассматривать не только как решение конкретной задачи, но и как инженерный **подход, принцип**, которые можно использовать при микропроцессорной реализации тех или иных вопросов управления. При этом никто не ограничивает разработчика в том, чтобы придумывать иные варианты решения как новых, так и уже известных задач.

Методы и средства управления вентильными преобразователями и электроприводом очень интенсивно развиваются. То, что актуально и современно в настоящее время, завтра может устареть. Уже сегодня в управление устройствами силовой электроники широко внедряются новые подходы и алгоритмы из современной теории управления и из области искусственного интеллекта, требующие новой микропроцессорной элементной базы, которая в свою очередь стремительно развивается (в настоящее время всерьез говорится о *биокомпьютерах* и *квантовых вычислителях*). Думается, что изложенные в пособии принципы, структуры, алгоритмы и рекомендации могут стать основой, которая поможет молодому специалисту в дальнейшем совершенствовании в области средств и методов управления устройствами силовой электроники.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Деткин Л.П.* Микропроцессорные системы управления и регулирования вентиляльными электроприводами. Обзорн. информ. – М.: Информэлектро, 1980.
2. *Булатов О.Г.* Принципы построения микропроцессорных систем управления преобразователями электрической энергии / О.Г. Булатов, А.В. Милов, Ф.М. Яблонский // Электротехн. пром-сть. Сер. 05. Полупроводниковые приборы и преобразователи. Обзорн. информ. – 1984. – Вып. 1. – 68 с.
3. *Файнштейн В.Г.* Микропроцессоры и микроЭВМ в системах автоматического управления электроприводами / В.Г. Файнштейн, Э.Г. Файнштейн // Электротехн. пром-сть. Сер. 08 Электропривод. Обзорн. информ. – 1985. – Вып. 4. – 44 с.
4. *Кочетков В.Д.* Системы регулирования электроприводов переменного тока с микропроцессорным управлением / В.Д. Кочетков, Л.Х. Дацковский, А.В. Бирюков, Ю.М. Гусяцкий, В.И. Роговой // Электротехн. пром-сть. Сер. 08. Электропривод. Обзорн. информ. – 1989. – Вып. 26. – 80 с.
5. *Файнштейн В.Г.* Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами / В.Г. Файнштейн, А.Г. Файнштейн; под ред. О.В. Слежановского. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 240 с.
6. *Перельмутер В.М.* Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.
7. *Перельмутер В.М.* Цифровые системы управления тиристорным электроприводом. – Киев: Техника, 1983. – 104 с.
8. *Зиновьев Г.С.* Основы силовой электроники: учеб. пособие. – Изд. 3-е, испр. и доп. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 671 с.
9. *Симаков Г.М.* Микропроцессорные системы управления электроприводами и технологическими комплексами: учеб. пособие / Г.М. Симаков, А.М. Бородин, Д.А. Котин, Ю.В. Панкрац. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – 116 с.
10. *Хасанов З.М.* Системы управления и регулирования автоматизированного электропривода / З.М. Хасанов, И.А. Макулов. – Уфа: БГАУ, 2004. – 180 с.

11. *Денисенко В.В.* Компьютерное управление технологическим процессом, экспериментом, оборудованием. – М.: Горячая линия-Телеком, 2009. – 608 с.
12. *Харазов В.Г.* Интегрированные системы управления технологическими процессами. – СПб.: Профессия, 2009. – 592 с.
13. *Готшалк О.А.* Промышленные контроллеры. Микропроцессорные системы энергетических объектов: письменные лекции. – СПб.: СЗТУ, 2003. – 64 с.
14. *Буркин Е.Ю.* Цифровые системы управления устройств силовой электроники: практикум. – Томск: Изд-во Томск. политехн. ун-та, 2007. – 80 с.
15. *Иванов А.Г.* Системы управления полупроводниковыми преобразователями / А.Г. Иванов, Г.А. Белов, А.Г. Сергеев. – Чебоксары: Изд-во Чувашия, 2010. – 448 с.
16. *Баховцев И.А.* Микропроцессорные системы управления устройствами силовой электроники: учеб. пособие. В 2 ч. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2006. – Ч. 1. – 72 с.
17. *Баховцев И.А.* Микропроцессорные системы управления устройствами силовой электроники: учеб. пособие. В 2 ч. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2009. – Ч. 2. – 110 с.
18. *Hoang Le Huy.* Microprocessors and IC's for Motion Control. – Proceedings of the IEEE, vol. 82, No 8, August 1994. – P. 1140–1163.
19. *Долкарт В.М.* Состояние и перспективы развития микроэлектроники // Электротехника. – 1996. – № 10. – С. 44–49.
20. *Чаплыгин Е.Е.* Фазовое управление вентильными преобразователями на базе восьмиразрядных микропроцессоров // Электричество. – 1990. – № 9. – С. 51–57.
21. *Чаплыгин Е.Е.* Способы микропроцессорного управления автономными инверторами напряжения // Электротехника. – 1993. – № 11. – С. 44–48.
22. *Чаплыгин Е.Е.* Микропроцессорное управление автономными инверторами напряжения с ШИМ // Электричество. – 1994. – № 9. – С. 37–41.
23. *Козаченко В.Ф.* Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам // Новости о микросхемах. CHIP NEWS. – 1999. – №1 (34). – С. 2–10.
24. *Блаженков М.* Система управления тиристорным преобразователем / М. Блаженков, М. Саньков, Д. Ченцов // Современные технологии автоматизации. – 2000. – № 2. – С. 60–65.
25. *Чуев П.В.* Разработка систем векторного управления асинхронными приводами на базе специализированных сигнальных микроконтроллеров: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – М., 2002. – 254 с.
26. *Архинов А.* Современные решения для систем управления электроприводом // Новости электроники. – 2008. – № 6. – С. 19–22.
27. *Гладиштейн М.* Применение микроконтроллеров и DSP-процессоров для управления устройствами силовой электроники // Электронные компоненты. – 2008. – № 7. – С. 42–50.

28. Следков Ю.Г. Схема управления инвертором напряжения в режиме ШИМ / Ю.Г. Следков, И.Н. Соловьев // Практическая силовая электроника. – 2009. – № 4. – С. 37–40.

29. Маханько А.А. Особенности формирования ШИМ сигналов в микропроцессорных системах управления // Технические науки – от теории к практике: сб. ст. по матер. LIX междунар. науч.-практ. конф. № 6(54). – Новосибирск: СибАК, 2016. – С. 20–29.

30. www.atmel.com/literature. AVR494: AC Induction Motor Control Using the constant V/f Principle and a Natural PWM Algorithm.

31. www.atmel.com/literature. AVR495: AC Induction Motor Control Using the Constant V/f Principle and a Space-vector PWM Algorithm.

32. www.atmel.com/literature. AVR221: Discrete PID controller.

33. Bowes S.R., Mech M.I., Mount M.I. Microprocessor control of PWM inverters // IEE PRC. – 1981. Vol.128, PTB № 6.

34. Bowes S.R., Midoun A. Suboptimal switching strategies for microprocessor-controlled PWM inverter drives // IEE Proc. – 1985. – B 132, № 3. P. 133–148.

35. Bowes S.R. Novel Real-Time Harmonic Minimised PWM Control for Drives and Static Power Converters. – Proceedings Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. – P. 561–567.

36. Vhasure S. G., Prakasha, Krishnan T. A digital controller for a four quadrant thyristor converter fed dc drive. – Proceedings Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. – P. 347–353.

37. Quamruzzman M., Rahman K.M. New hybrid PWM scheme for voltage source inverters // 2nd Intern. Conf. on Electrical and Computer Engineering. ICECE-2002, Bangladesh, 2002. P. 332–335.

38. Wajih Shireen, Mohammed S. Arefeen, David Figoli. Controlling Multiple Motors Utilizing a Single DSP Controller. – IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELEC-TRONICS, VOL. 18, NO. 1, JANUARY 2003. – P. 124–130.

39. Баховцев И.А. Применение таймеров для формирования управляющих импульсов в вентилях преобразователях / И.А. Баховцев, Н.А. Красиков // Силовая полупроводниковая техника: межвуз. сб. науч. трудов; Новосиб. электротехн. ин-т. – Новосибирск, 1982. – С. 108–115.

40. Аникеева Н.И. Микропроцессорные системы управления инверторами с ШИМ в системе частотного электропривода / Н.И. Аникеева, И.А. Баховцев, Г.С. Зиновьев, В.И. Попов // Силовые вентиляльные преобразователи: межвуз. сб. науч. трудов; Новосиб. электротехн. ин-т. – Новосибирск, 1984. – С. 103–118.

41. Аникеева Н.И. Микропроцессорная система управления частотным электроприводом с инвертором напряжения / Н.И. Аникеева, И.А. Баховцев, Г.С. Зиновьев, Б.В. Лейкин // Преобразовательная техника: межвуз. сб. науч. тр.; Новосиб. электротехн. ин-т. – Новосибирск, 1986. – С. 64–70.

42. Аникеева Н.И. Разработка МПСУ на базе МПК для частотного электропривода с АИН / Н.И. Аникеева, И.А. Баховцев, А.В. Шищенко, Э.Л. Пет-

ров // Силовые преобразователи электрической энергии: межвуз. сб. науч. тр.; Новосиб. электротехн. ин-т. – Новосибирск, 1989. – С. 101–112.

43. *Баховцев И.А.* Способы широтно-импульсной модуляции в автономных инверторах для частотного асинхронного электропривода / И.А. Баховцев, Г.С. Зиновьев, В.И. Попов, Э.Л. Петров, А.В. Шищенко // Электротехника. – 1990. – № 3. – С. 46–50.

44. *Баховцев И.А.* Симисторное устройство пуска трехфазных короткозамкнутых асинхронных двигателей / И.А. Баховцев, А.В. Бутенко, Г.С. Зиновьев, М.В. Сидоров, С.А. Харитонов // Автоматизация и прогрессивные технологии: труды II межвузовской НТК. ч. 1. – Новоуральск, 1999.

45. *Баховцев И.А.* Контроллер для источников бесперебойного питания / И.А. Баховцев, Д.В. Коробков, А.Н. Шалимов // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП-2002): матер. VI междунар. конф. В 7 т. Т. 6. Моделирование и вычислительная техника. Силовая электроника и мехатроника. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2002. – С. 165–166.

46. Патент № 2064730 Российская Федерация, МПК H02M 7/12, 7/48. Устройство для управления вентильным преобразователем / Баховцев И.А., Зиновьев Г.С.; опубл. 27.07.96, Бюл. № 21.

47. Shtein D. A. Simulation of control system for parallel operation of AC/DC and DC/DC converters for microprocessor implementation / D. A. Shtein, A. V. Geist, D. V. Korobkov, M. V. Balagurov, A. G. Volkov // The 15 international conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM 2014) : proc., Altai, Erlagol, 30 June – 4 July 2014. – Novosibirsk : IEEE, 2014. – P. 459–463.

48. *Изерман Р.* Цифровые системы управления: пер с англ. – М.: Мир, 1984. – 541 с.

49. *Гостев В.И.* Системы управления с цифровыми регуляторами: справочник. – Киев: Техника, 1990. – 280 с.

50. *Гольденберг Л.М.* Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие для вузов / Л.М. Гольденберг, Б.Д. Матюшкин., М.Н. Поляк. – М.: Радио и связь, 1990. – 256 с.

51. *Козаченко В.Ф.* Микроконтроллеры: руководство по применению 16-разрядных микроконтроллеров Intel MCS-196/296 во встроенных системах управления. – М.: Изд-во ЭКОМ, 1997. – 688 с.

52. *Куприянов М.С.* Цифровая обработка сигналов: процессоры, алгоритмы, средства проектирования / М.С. Куприянов, Б.Д. Матюшкин. – СПб.: Политехника, 1998. – 592 с.

53. *Васюков В.Н.* Цифровая обработка сигналов и сигнальные процессоры в системах подвижной связи: учебник. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 292 с.

54. Микропроцессоры. В 3-х кн. Кн. 2. Средства сопряжения. Контролирующие и информационно-управляющие системы: учеб. для вузов / В.Д. Вернер, Н.В. Воробьев, А.В. Горячев и др.; под ред. Л.Н. Преснухина. – М.: Высшая школа, 1986. – 383 с.

55. *Глазенко Т.А.* Состояние и перспективы применения полупроводниковых преобразователей в приборостроении / Т.А. Глазенко, В.С. Томасов // Изв. вузов. Приборостроение. – 1996. – Т. 39. – № 3. – С. 5–12.
56. *Зиновьев Г.С.* Основы преобразовательной техники. Ч. 3. Методы анализа установившихся и переходных процессов в ВП / Новосиб. электро-техн. ин-т. – Новосибирск, 1975. – 92 с.
57. *Руденко В.С.* Расчет устройств преобразовательной техники / В.С. Руденко, В.Я. Жуйков, И.Е. Коротеев. – Киев: Техника, 1980. – 135 с.
58. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов и др. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.
59. *Хвоц С.Т.* Микропроцессоры и микроЭВМ в системах автоматического управления: справочник / С.Т. Хвоц, Н.Н. Варлинский, Е.А. Попов. – Л.: Машиностроение. Ленингр. отделение, 1987. – 640 с.
60. *Михайлов С.А.* Жесткая логика и микропроцессоры: новые пропорции старого дуализма // Микропроцессорные средства и системы. – 1990. – № 5. – С. 90–92.
61. *Васильев А.В.* Микроконтроллеры. Разработка встраиваемых приложений: учеб. пособие. – СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2003. – 210 с.
62. *Грасевич В.Н.* Микропроцессорные системы управления электротехнологическими объектами; под ред А.М. Кручинина. – М.: Моск. энерг. ин-т, 1987. – 96 с.
63. *Соломатин Н.М.* Выбор микроЭВМ для информационных систем: учеб пособие для вузов / Н.М. Соломатин, Р.П. Шертвитис, М.М. Макшанцев. – М.: Высшая школа, 1987. – 120 с.
64. Выбор микроконтроллера. АН 1057г: Пер. с англ. ТОО «Торнадо Модульные Системы». – Новосибирск, 1995. [Application Note. Order AN1057г/D.]
65. *Семенов А.* Многофункциональная микропроцессорная система управления транскутером / А. Семенов, В. Цветков, А. Элизов // Современные технологии автоматизации. – 2006. – № 4. – С. 40–45.
66. *Бадьян И.* Аппаратура микропроцессорной системы управления и диагностики электровоза // Современные технологии автоматизации. – 2000. – № 4. – С. 48–52.
67. *Бабков Ю.* Многофункциональная микропроцессорная система управления тепловозом / Ю. Бабков, О. Котов, А. Литвинов, Д. Сергеев, П. Чудаков // Современные технологии автоматизации. – 2006. – № 3. – С. 46–52.
68. *Аржанов В.В.* Микропроцессорное управление электроприводами с вентильными двигателями для движителей необитаемых подводных аппаратов / В.В. Аржанов, Ю.А. Шурыгин, В.А. Бейнарович, Ю.А. Шиняков, А.Е. Лапа, К.В. Аржанов // докл. ТУСУРа. – № 2 (26), часть 1, декабрь 2012. – С. 199–204.

69. Антошина И.В. Микропроцессоры и микропроцессорные системы: аналитический обзор / И.В. Антошина, Ю.Т. Котов. – М.: МГУЛ, 2005. – 432 с.
70. Микропроцессорные системы: учеб. пособие для вузов / Е.К. Александров, Р.И. Грушвицкий, М.С. Куприянов, О.Е. Мартынов, Д.И. Панфилов, Т.В. Ремизевич, Ю.С. Татаринов, Е.П. Угрюмов, И.И. Шагурин; под общ. ред. Д.В. Пузанкова. – СПб.: Политехника, 2002. – 935 с.
71. Гребешков А.Ю. Микропроцессорные системы и программное обеспечение в средствах связи: учеб. пособие. – Самара, ПГУТИ, 2009. – 298 с.
72. Шелест В.А. Микроконтроллеры в электроэнергетике: учеб. пособие. – Черкесск: БИЦ СевКавГГТА, 2014. – 156 с.
73. Коновалов П. Специализированные микроконтроллеры // Электронные компоненты. – 2015. – № 1. – С. 61–67.
74. Ремизевич Т.В. Микроконтроллеры для встраиваемых приложений: от общих подходов к семействам HC05 и HC08 фирмы Motorola / под ред. И.С. Кирюхина – М.: ДОДЭКА, 2000. – 272 с.
75. Козаченко В. Перспективы применения специализированных сигнальных микроконтроллеров ‘F28x фирмы Texas Instruments в системах управления реального времени / В. Козаченко, С. Грибачев // CHIP NEWS. 2002. – № 10 (73). – С. 5–14.
76. Козаченко В. Высокопроизводительные модульные системы в управлении электроприводами / В. Козаченко, А. Жарков, Д. Алямкин // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2008. – № 8. – С. 84–89.
77. Козаченко В. Новые возможности семейства специализированных микроконтроллеров TMS320F2833X // Новости электроники. – 2008. – № 14. – С. 7–14.
78. Козаченко В.Ф. Перспективная микропроцессорная элементная база и опыт разработки современных систем управления электроприводами и силовыми преобразователями энергии // Изв. ТулГУ. Технические науки. Вып. 3. Ч. 1. – Тула: ТулГУ, 2010. – С. 14–28.
79. Электронный ресурс <http://www.ti.com/ru>.
80. Анучин А. Отечественный микроконтроллер K1921ВКО1Т для управления двигателями / А. Анучин, А. Жарков, В. Козаченко, М. Лашкевич, И. Потапов // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2016. – № 1. – С. 80–93.
81. Гусев С. Специализированный микроконтроллер АО «ПКК Миландр» для реализации алгоритмов векторного управления электроприводами / С. Гусев, С. Шумилин, Ю. Калачев // Электронные компоненты. – 2015. – № 10. – С. 84–87.
82. Соловьев А. Семейство DSP-микроконтроллеров фирмы Analog Devices для встроенных систем управления двигателями / А. Соловьев, М. Веселов [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.chipnews.ru/html.cgi/архив/99_01/stat_17.htm.
83. Электронный ресурс <http://www.freescale.com>.

84. Ремизевич Т. Микроконтроллеры семейства DSP56F800 и DSP56F800E фирмы Freescale / Т. Ремизевич, Д. Столпник // Электронные компоненты. – 2003. – № 4. – С. 41–46.
85. Справочник по автоматизированному электроприводу / под ред. В.А. Елисеева и А.В. Шинянского. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 616 с.
86. Применение программируемых контроллеров в промышленных установках: докл. научн.-практич. семинара. – М.: Изд-во МЭИ, 2001. – 97 с.
87. Standard Drives & Control Products. - Reliance Electric. Catalog, 1996.
88. Сташин В.В. Проектирование цифровых устройств на однокристалльных микроконтроллерах / В.В. Сташин, А.В. Урусов, О.Ф. Мологонцева. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 224 с.
89. Каган Б.М. Основы проектирования микропроцессорных устройств автоматики / Б.М. Каган, В.В. Сташин. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 304 с.
90. Писарев А.Л. Управление тиристорными преобразователями / А.Л. Писарев, Л.П. Деткин. – М.: Энергия, 1975. – 264 с.
91. Анкундинов И.Г. Микропроцессорные системы. Архитектура и проектирование: учеб. пособие. – СПб.: СЗТУ, 2003. – 109 с.
92. Корнилин Д.В. Аппаратные и программные средства систем обработки информации на основе ПЛИС и микропроцессоров [Электронный ресурс] : электрон. учеб. пособие / Д.В. Корнилин, И.А. Кудрявцев; Самар. гос. аэрокосм. ун-т им. С.П. Королева (нац. исслед. ун-т). – Электрон. текстовые и граф. дан. (1,8 Мбайт). – Самара, 2012. – 1 эл. опт. диск (CD-ROM).
93. Глух Е.М. Защита полупроводниковых преобразователей. – 2-е изд. перераб и доп. / Е.М. Глух, В.Е. Зеленев. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 152 с.
94. Бернштейн А.Я. Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе / А.Я. Бернштейн, Ю.М. Гусяцкий и др. – М.: Энергия, 1980. – 328 с.
95. Рудаков В.В. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В.В. Рудаков, И.М. Столяров, В.А. Даргау. – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 136 с.
96. Баховцев И.А. О синтезе алгоритмов управления для АИН с ШИМ / И.А. Баховцев, Г.С. Зиновьев // Тиристорные преобразователи: межвуз. сб. науч. тр.; Новосиб. электротехн. ин-т. – Новосибирск, 1985. – С. 23–34.
97. Зиновьев Г.С. Прямые методы расчета энергетических показателей вентилярных преобразователей. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1990. – 220 с.
98. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.
99. Зиновьев Г.С. Одноканальные системы управления многофазными инверторами напряжения // Преобразовательная техника: межвуз. сб. науч. тр.; Новосиб. электротехн. ин-т. – Новосибирск, 1977. – С. 42–71.
100. Булатов О.Г. Автономные тиристорные инверторы с улучшенной формой выходного напряжения / О.Г. Булатов, В.И. Олещук. – Кишинев: Штиинца, 1980. – 113 с.

101. *Выгодский М.Я.* Справочник по высшей математике. – М.: Наука, 1975. – 872 с.
102. *Чернов В.* Процессоры цифровой обработки сигналов фирмы Texas Instruments // Компоненты и технологии. – 2005. – № 6. – С. 114–119.
103. *Гончаров Ю.П.* Дуальность электрических соотношений в автономных инверторах / Ю.П. Гончаров, Ю.Д. Винницкий // Тиристорные преобразователи. – М.: Изд-во Наука, 1970. – С. 53–61.
104. *Баховцев И.А.* Анализ электрических соотношений в автономных инверторах с ШИМ на основе принципа дуальности. // Электротехника. – № 6. – 2011. – С. 59–63.
105. *Espinoza J.R.* Selective Harmonic Elimination and Current/Voltage Control in Current/Voltage-Source Topologies: A Unified Approach / J.R. Espinoza, G. Joós, J.I. Guzmán, L.A. Morán, R.P. Burgos // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2001. – Vol. 48, No. 1. – P. 71–81.
106. *Volkov A.G.* The conversion algorithm of voltage source inverter control signals for operating current source inverter / Volkov, A.G., Makarov, D.V., Zharikov, M.A., Balagurov, M.V. // 16 International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM): [proc.], Altai, Erlagol, 29 June – 3 July 2015. – IEEE, 2015. – P. 402–406.
107. *Попов Е.П.* Теория линейных систем автоматического регулирования и управления: учеб. пособие для вузов. – М.: Наука, 1989. – 304 с.
108. Автоматические регуляторы в системах управления и их настройка. Ч. 3. Цифровые регуляторы и их настройка // Компоненты и технологии. – 2003. – № 6. – С. 146 – 151.
109. *Дьяконов В.* Математические пакеты расширения MATLAB: специальный справочник / В. Дьяконов, В. Круглов. – СПб.: Питер, 2001. – 480 с.
110. *Дьяконов В.* Simulink 4: специальный справочник. – СПб.: Питер, 2002. – 528 с.

ПРИЛОЖЕНИЯ

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

ХАРАКТЕРИСТИКИ СОВРЕМЕННЫХ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛЬНЫХ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ

ФИРМА FREESCALE SEMICONDUCTOR/MOTOROLA

Таблица П.1.1

Семейство DSP56F8xx

Модель	Производительность, MIPS	ОЗУ данных/ ОЗУ программ, кбайт	Флэш-память данных/ программ/загрузочная флэш-память, кбайт	Интерфейсы	Линии ввода/ вывода	Периферия
56F801 (56F801FA60)	40 (30)	2/2	4/8/2	SCI, SPI	11	Два 4-канальных таймера, АЦП (4 канала, 12 бит), ШИМ (6 каналов)
56F802 (56F802FA60)	40 (30)	–	2/8/–	SCI	8	
56F803	40	4/1	4/32/4	SCI, SPI, CAN	16	Четыре 4-канальных таймера, АЦП (4 канала, 12 бит), ШИМ (6 каналов), квадратурный декодер
56F805	40	4/1	4/32/2	2*SCI, SPI, CAN	32	Четыре 4-канальных таймера, АЦП (5 каналов, 12 бит), ШИМ (12 каналов), квадратурный декодер
56F807	40	8/4	8/61/4	2*SCI, SPI, CAN	32	Четыре 4-канальных таймера, АЦП (4 канала, 12 бит), ШИМ (12 каналов), квадратурный декодер
56F826	40	8/2	2/32/2	1 или 2 SCI, 1 или 2 SPI, SSI	46	4-канальный таймер, квадратурный декодер
56F827	40	8/2	4/64/–	2 или 3 SCI, 1 или 2 SPI SSI	64	4-канальный таймер, АЦП (10 каналов, 12 бит), квадратурный декодер

Семейство DSP56F83xx

Модель	Производительность, MIPS	ОЗУ данных/ ОЗУ программ, кбайт	Флэш-память данных/ программ/загрузочная флэш-память, кбайт	Интерфейсы	Линии ввода/ вывода	Периферия
56F8322 56F8323	60	8/4	8/32/8		21 27	Два 4-канальных таймера, АЦП (6 или 8 каналов, 12 бит), ШИМ (6 каналов), квадратурный декодер
56F8345 56F8346 56F8347	60	8/4	8/128/8	2*SCI, 2*SPI FlexCAN	49 62 76	Четыре 4-канальных таймера, АЦП (16 каналов, 12 бит), ШИМ (6 или 12 каналов), два квадратурных декодера
56F8355 56F8356 56F8357	60	16/4	8/256/16		49 62 76	Четыре 4-канальных таймера, АЦП (6 каналов, 12 бит), ШИМ (12 каналов), два квадратурных декодера
56F8365 56F8366 56F8367	60	32/4	32/512/32		49 62 76	Четыре 4-канальных таймера, АЦП (6 каналов, 12 бит), ШИМ (12 каналов), два квадратурных декодера
56F8122 56F8123	40	8/-	8/32/8		21 27	Два 4-канальных таймера, АЦП (6 или 8 каналов, 12 бит)
56F8145 56F8146 56F8147	40	8/-	8/128/8		49 62 76	Два 4-канальных таймера, АЦП (6 или 8 каналов, 12 бит)
56F8155 56F8156 56F8157	40	16/-	8/256/16	SCI, SPI,	49 62 76	Два 4-канальных таймера, АЦП (16 каналов, 12 бит), ШИМ (6 каналов), квадратурный декодер
56F8165 56F8166 56F8167	40	32/-	332/512/332		49 62 76	Два 4-канальных таймера, АЦП (16 каналов, 12 бит), ШИМ (6 каналов), квадратурный декодер

ФИРМА TEXAS INSTRUMENTS

Таблица П1.3

Семейство TMS320F280xx

Модель	Частота ядра, МГц	Flash, кбайт	ОЗУ, кбайт	ШИМ, каналов	АЦП, каналов, бит	САР/QEP	Г ² С	SPI	UART	CAN
F28015	60	32	12	8	16, 12 бит	2/0	1	1	1	Нет
F28016	60	32	12	8	16, 12 бит	2/0	1	1	1	1
F2801-60	60	32	12	8	16, 12 бит	2/1	1	2	1	1
F2802-60	60	64	12	8	16, 12 бит	2/1	1	2	1	1

Таблица П1.4

Семейство TMS320F283x

Модель	Частота ядра, МГц	Flash, кбайт	ОЗУ, кбайт	DMA	PWM/HRPWM	АЦП, каналов, бит	САР/QEP, каналов	Последовательные интерфейсы
F28335	150	512	68	Есть	8	16, 12 бит	2/0	SPI, 3*SCI, PC, 2*McBSP, 2*CAN
F28334	150	256	68	Есть	8	16, 12 бит	2/0	SPI, 3*SCI, PC, 2*McBSP, 2*CAN
F28332	100	128	52	Есть	8	16, 12 бит	2/1	SPI, 2*SCI, PC, McBSP, 2*CAN

**СРАВНИТЕЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛЬНЫХ КОНТРОЛЛЕРОВ
ТИПА TMS320F28335 И K1921BK01T**

Основные характеристики	TMS320F28335	K1921BK01T
Частота работы ядра	150 МГц	100 МГц
Модуль FRU (плавающая точка)	Есть	Есть
Модуль MPU (фиксированная точка)	Есть	Есть
Контроллер DMA (прямой доступ к памяти)	Есть	Есть
Встроенная флэш-память программ	256 Кбайт / 16 бит	1 Мбайт / 8 бит
Встроенное ОЗУ	34 Кбайт / 16 бит	192 Кбайт / 8 бит
Встроенная флэш-память данных	Нет	64 Кбайт / 8 бит
ШИМ, каналов (PWM)	18	24
ШИМ каналов высокого разрешения (HRPWM)	6	6
Количество входов захвата (CAP)	6 (32 бит)	6 (32 бит)
Количество модулей квадратного декодера (QEP)	2 (32 бит)	2 (32 бит)
Встроенные часы реального времени	Нет	Есть
Аналого-цифровой преобразователь	16 каналов, 12 бит, 12,5 Мвыб/с	24 канала, 12 бит, 1,7 Мвыб/с
Аналоговые компараторы	Нет	3
Интерфейс SPI	3	4
Интерфейс UART (SCI)	3	4
Интерфейс CAN	2	2
Интерфейс I ² C	1	2
Интерфейс Ethernet	Нет	1
Интерфейс USB	Нет	1 (Device/Host)
Порты ввода/вывода	88	120

ФИРМА ANALOG DEVICES

Таблица П1.5

Сравнительные параметры семейства микроконтроллеров ADMCxxx

Модель	ADMC330	ADMC300	ADMC331	ADMC32x (предв. данные)	ADMC401 (предв. данные)
	<i>ШИМ-генератор</i>				
Разрядность, бит	12	16	16	16	16
Режим двойного обновления	Отсутствует	Есть	Есть	Есть	Есть
SRD режим	Отсутствует	Отсутствует	Есть	Отсутствует	Есть
Минимальная несущая частота, Гц	2,5 к	191	198	153	198
<i>АЦП</i>					
Число каналов	7(3,4×1)	5	7(3,4×1)	6(3,3×1)	8
Тип	Сравнение с пилой	Сигма-дельта	Сравнение с пилой	Сравнение с пилой	Конвейерное (временя преобразования 2 мкс)
Отношение сигнал/шум		72 дБ (min) -70 дБ (max)			74 дБ (среднее) -80 дБ (среднее)
Разрядность	12 ⁽¹⁾	12	12 ⁽¹⁾	12 ⁽¹⁾	12
Источник опорного напряжения	Внутренний 2,5 В	Внутренний 2,5 В	Внутренний 2,5 В	Внутренний 2,5 В	Внутренний 2,5 В
Синхронизация с ШИМ	Всегда	Нет (возможна)	Всегда	Всегда	Нет (возможна)
<i>DSP-ядро и память</i>					
Производительность	20 MIPS	25 MIPS	26 MIPS	20 MIPS	26 MIPS

Окончание таблицы

Модель	ADMC330	ADMC300	ADMC331	ADMC32x (предв. данные)	ADMC401 (предв. данные)
Семейство	ADSP2171	ADSP2171	ADSP2171	ADSP2171	ADSP2171
Кодовое ОЗУ, х 24бита	2 к	4 к	2 к	512	2 к
Кодовое ПЗУ, х 24 бита	2 к	2 к	2 к	4 к	2 к
ОЗУ данных, х 16 бит	1 к	1 к	1 к	512	1 к
<i>Интерфейс с импульсным датчиком</i>					
Наличие	Отсутствует	Есть	Отсутствует	Отсутствует	Есть
Разрядность	–	16	–	–	16
Тип	–	Квадратурный	–	–	Квадратурный
<i>Дополнительные каналы ШИМ</i>					
Количество каналов	2	2	2	2	2
Разрядность	8	8	8	8	8
Частота, кГц	39	49	51 (min) ⁽²⁾	78 (min) ⁽³⁾	51 (min) ⁽²⁾
Возможность изменения частоты	Нет	Нет	Есть	Есть	Есть
<i>Дискретный ввод/вывод</i>					
Количество линий	8	12	24	9	12
Корпус	80 TQFP	80 TQFP	80 TQFP	28 SOIC	144 TQFP
Замечания			Внутренний генератор сброса	Внутренний генератор сброса	Внешние шины данных и адреса Внутренний генератор сброса

(1) Зависит от несущей частоты ШИМ и режима работы ШИМ-генератора.

(2) При CLKIN 13 МГц.

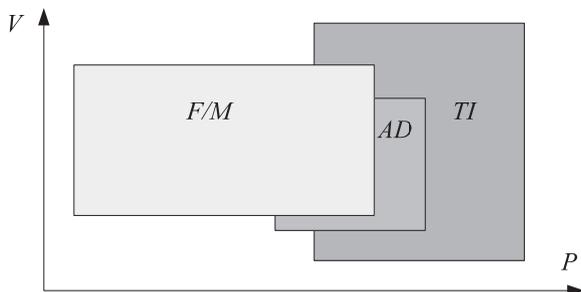
(3) При CLKIN 10 МГц.

РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПРИМЕНЕНИЮ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛЬНЫХ КОНТРОЛЛЕРОВ

В настоящее время, как было сказано в главе 1, наиболее распространенными микропроцессорными управляющими средствами для вентильных преобразователей и электропривода в целом являются цифровые сигнальные контроллеры (ЦСК), основные производители которых фирмы: *Texas Instruments (TI)*, *Freescale/Motorola (F/M)*, *Analog Devices (AD)* и некоторые другие. Причем номенклатура этих контроллеров у фирм довольно широкая. В этой связи возникает вопрос, какой фирме отдать предпочтение.

Как показывает практика, все изготовители ЦСК внимательно смотрят за конкурентами. Если какая-то фирма сделала определенный прорыв в улучшении своей продукции, другие фирмы относительно быстро это реализуют в своих изделиях. Поэтому трудно выявить среди одного класса ЦСК лучший и худший. Специалисты кафедры автоматизированного электропривода МАИ провели такой анализ и пришли к следующему выводу. Технические характеристики ЦСК одного уровня у различных фирм примерно одинаковые. В этой ситуации в выборе контроллера начинают играть роль факторы второго порядка: освоение фирмами рынка, доступность информации и отладочных средств, бесплатное отладочное программное обеспечение и т. д.

Поскольку ЦСК – довольно сложное устройство, его полноценное освоение требует больших временных затрат. Кроме того, требуются большие финансовые затраты на приобретение отладочных программных и аппаратных средств. В этом случае целесообразно выбрать одну фирму и дальше использовать только ее номенклатуру, что обеспечит больше преемственности при разработке систем управления и простоту освоения нового контроллера. Что касается общей характеристики ЦСК разных фирм, то для выбора фирмы можно обратиться к приведенному ниже рисунку, на котором оси означают: V – объем продукции, а P – производительность контроллеров. Из рисунка видно, что с точки зрения производительности фирма *F/M* выпускает продукцию простого и среднего уровня, фирма *AD* – среднего уровня, а фирма *TI* выпускает ЦСК среднего и высокого уровня. Эти приблизительные данные могут помочь разработчику выбрать фирму, выпускающую ЦСК, исходя из сложности своего круга задач.



САЙТЫ ФИРМ-ИЗГОТОВИТЕЛЕЙ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ КЛАССА «MOTION CONTROL»

1. Texas Instruments [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.ti.com/ru>.

2. NXP Semiconductors [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.lpcware.com/>.

1. Freescale Semiconductor Inc. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.freescale.com/webapp/sps/site/homepage.jsp?code=MOTORCONTROLHOME&tid=vanMOTORCONTROL>.

2. STMicroelectronics [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.st.com/web/en/home.html>.

3. Toshiba Electronics [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.toshiba-components.com/automotive/MotorControlTechnology.html>.

6. Atmel Corporation [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.atmel.com/applications/automotive/motor_control_systems/.

7. Infineon Technologies [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.irf.com/product-info/imotion/>.

8. International Rectifier [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.irf.com/product-info/imotion/>.

9. Microchip Technology Inc. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.microchip.com/pagehandler/en-us/technology/motorcontrol/>.

10. Analog Devices Inc. [Электронный ресурс]. Режим доступа: motorcontrol.analog.com/en/application-specific-motor-control/segment/mc.html.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

ПРИМЕР РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ ПРОГРАММИРУЕМОГО ТАЙМЕРА

Исходные данные:

- частота $f_{\text{ш}} = 37,5$ МГц;
- интервал $T = 10$ мс;
- точность формирования $\delta < 0,1$ %;
- разрядность таймера – 16, т. е. $N_{\text{max}} = 65\,535$.

Рассчитать параметры таймера: N , $K_{\text{дел}}$.

Процедура расчета

1. $N_{\text{min}} = [1 / \delta] = 1 / 0,001 = 1000$.

2. *Первая итерация.* Пусть таймер работает в режиме суммирующего счета, $K_{\text{дел}} = 4$. Тогда

$$N = Tf_{\text{ш}} / K_{\text{дел}} = 0,01 \cdot 37,5 \cdot 10^6 / 4 = 93\,750.$$

3. Проверка:

$$N_{\text{min}} < N < N_{\text{max}} \Rightarrow 1000 < 93\,750 > 65\,535.$$

Второе неравенство не выполняется.

4. *Вторая итерация.* Пусть таймер работает в режиме суммирующего счета, $K_{\text{дел}} = 8$. Тогда

$$N = Tf_{\text{ш}} / K_{\text{дел}} = 0,01 \cdot 37,5 \cdot 10^6 / 8 = 46\,875.$$

5. Проверка:

$$N_{\text{min}} < N < N_{\text{max}} \Rightarrow 1000 < 46\,875 < 65\,535.$$

Оба неравенства выполняются.

Результаты расчета: $N = 46\,875 = 0x\text{B71B}$, $K_{\text{дел}} = 8$.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

ПРИМЕРЫ РАЗРАБОТОК АЛГОРИТМОВ РЕАЛИЗАЦИИ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ ФСУ

Прежде чем писать программу или разрабатывать принципиальную схему МПСУ, разработчики должны представлять себе общую концепцию работы МПСУ или хотя бы ее основополагающие моменты, т. е., как было сказано выше, прежде чем рассматривать каждое «дерево» в отдельности, нужно увидеть весь «лес». Другими словами, этапу детальной проработки схем и программного обеспечения должен предшествовать этап, на котором должно быть в самых общих приближительных (эскизных) чертах, на функциональном уровне проработано взаимодействие этих двух составляющих МПСУ. Задача эскизного этапа проектирования заключается в том, чтобы ответить на вопрос: что и как должно работать в принципе? Причем на таком уровне можно рассматривать задачу МПСУ в целом и отдельные ее подзадачи или функции. Некоторые такие подзадачи на функциональном уровне и, главное, их решение будут рассмотрены в этом приложении.

Это своего рода «игра в кубики». Разработчик должен представлять в общих чертах структуру МПСУ, типовой набор ПУ и их возможности. Он должен знать, опять-таки на системном уровне, типовую структуру программного обеспечения. Все это и входит в понятие «кубики» проектировщика МПСУ, которыми он может оперировать при разработке. Попробуем в них «поиграть» – решить на алгоритмически-функциональном уровне конкретные задачи.

Так как в главе 2 мы рассматривали программную часть МПСУ трехфазным мостовым УВ, то остановимся на решении (точнее, возможных вариантах решения) некоторых вопросов, которые могут возникнуть при ее разработке. Задача этого приложения не только дать эти решения, но и показать, как это в принципе можно делать, давая тем самым подход к проектированию будущих разработок.

П3.1. РЕАЛИЗАЦИЯ БЛОКА СИНХРОНИЗАЦИИ С СЕТЬЮ НА ОСНОВЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА

Один из возможных вариантов построения БСС (в виде отдельного законченного модуля с интерфейсной и функциональной частью) был рассмотрен в разделе 2.3.3. Построение МПСУ на базе микроконтроллера (МК) имеет свою специфику. К периферийным устройствам

физически можно обратиться только через их внешние выходы, а к их регистрам – только с помощью программного обеспечения. Рассмотрим, как в этой ситуации разработать БСС (также – один из возможных вариантов). Часть микроконтроллера, решающая эту задачу, показана на рис. ПЗ.1. При этом подразумевается, что он, будучи цифровым

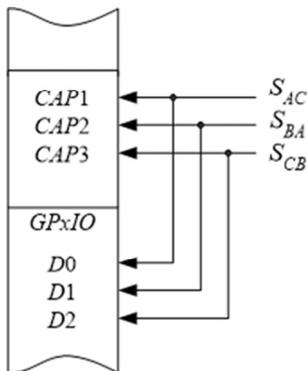


Рис. ПЗ.1

устройством, не может решить все задачи, которые решены в рассмотренном ранее варианте блока синхронизации.

Так как не всякий МК имеет аналоговые компараторы, то будем считать, что за пределами представленной схемы имеется информационный трехфазный трансформатор и трехканальное устройство сравнения, которое формирует три селекторных меандра S_{AC} , S_{BA} , S_{CB} . В основе разработки лежат задачи, которые БСС должен выполнить в МПСУ УВ: сформировать сигнал запроса на прерывание $INT1$ в ТЕК и слово состояния фаз сети.

В предложенном варианте селекторные сигналы поступают на входные линии модуля захвата (*capture module*) $CAP1$ – $CAP3$ и на линии $D0$ – $D2$ какого-либо порта ввода/вывода общего назначения $GPxIO$. Линии модуля захвата должны быть настроены на фиксацию любого фронта входных импульсов с возможностью формирования запроса на прерывание по входному событию, а линии порта – на режим цифрового ввода. Сигналы запроса на прерывание от линий модуля захвата в совокупности представляют собой сигнал $INT1$, а сигналы, присутствующие на линиях $D0$ – $D2$, слово состояния фаз сети ССФ.

Кратко данный вариант БСС можно описать в виде двух составляющих: требуемая «аппаратура» и основные моменты «программного обеспечения», необходимые для решения данной подзадачи.

1) Аппаратура

- Линии $CAP1$ – $CAP3$ модуля входного захвата. Режим работы: фиксация фронта и спада входных импульсов, формирование запроса на прерывание $INT1$ по входному событию каждой линии.

- Линии $D0$ – $D2$ порта $GPxIO$. Режим работы: цифровой ввод.

2) Программное обеспечение

- В выбранном месте программного обеспечения: чтение информации из порта $GPxIO$, маскирование разрядов $D0$ – $D2$ для выделения ССФ;

- Подпрограмма прерывания по $INT1$: организация (тем или иным способом) формирования интервала t_α .

Как видно из приведенного краткого описания, аппаратура включает только то, что входит в задачи БСС, а программное обеспечение включает только описание процедур (команд), связанных с приходом сигнала $INT1$ и выделением ССФ из считанной из порта информации.

В таком ключе с небольшими комментариями будем рассматривать эскизный этап проработки решения остальных задач, связанных с построением программной части МПСУ управляемым выпрямителем. Так как в аппаратной части режимы периферийных устройств уже прописаны, то в программном обеспечении компонент «Инициализация», соответствующий указанной настройке, отсутствует.

ПЗ.2. ФОРМИРОВАНИЕ ВРЕМЕННОГО ИНТЕРВАЛА t_α В СИНХРОННОЙ МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ ФСУ

На рис. ПЗ.2 представлены два варианта решения этой важной подзадачи для управления управляемым выпрямителем на алгоритмическом уровне.

Аппаратная часть, которая будет описана ниже, понятна и на рисунке не показана. Поскольку ФСУ синхронная, предполагается, что имеется БСС, формирующий в ТЕК сигналы запроса прерывания $INT1$. Используемые словосочетания «запуск T », «останов T » и другие означают запуск/останов двоичного счетчика таймера T .

Вариант «а»

Аппаратура:

- таймер T . Режим работы: суммирующий счет, при инициализации в регистр периода RG_T записать код периода счета таймера N_m , причем $T_T > T_{ип}$;
- компаратор канала сравнения. Режим работы: выходное сравнение, формирование запроса на прерывание по сравнению содержимого счетчика таймера T с содержимым регистра сравнения RG_{CMP} канала сравнения (штрихпунктирная линия на рис. ПЗ.2) $INT2_{CMP}$;
- шесть линий порта ввода/вывода. Режим работы: цифровой вывод.

Программное обеспечение:

- подпрограмма прерывания по $INT1$: останов и сброс T , запись N_α в регистр сравнения RG_{CMP} , запуск T ;
- подпрограмма прерывания по $INT2_{CMP}$: вывод ССВ в порт.

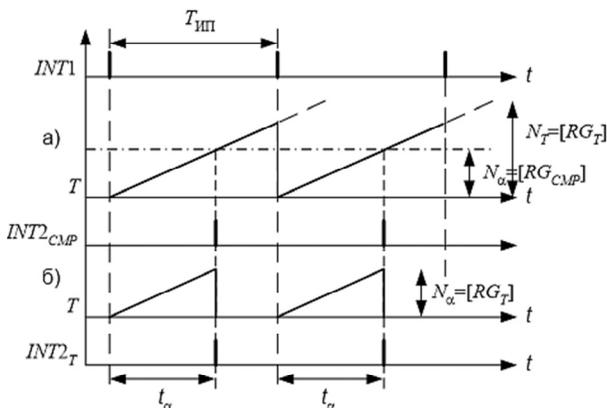


Рис. П3.2

Вариант «б»

Аппаратура:

- таймер T . Режим работы: суммирующий счет, формирование запроса на прерывание по периоду (когда содержимое его счетчика равно числу, записанному в регистр периода таймера) $INT2_T$, после инициализации – режим останов;

- шесть линий порта ввода/вывода. Режим работы: цифровой вывод.

Программное обеспечение:

- подпрограмма прерывания по $INT1$: запись N_α в регистр периода RG_T , запуск T ;
- подпрограмма прерывания по $INT2_T$: останов и сброс T , вывод ССВ в порт.

Из приведенного выше краткого описания видно, что данную задачу можно решить как минимум двумя вариантами. Вариант «б» более простой, причем его программное обеспечение по сложности такое же, как и для варианта «а». Поэтому, если нет каких-либо дополнительных ограничений, в МПСУ на базе микроконтроллера целесообразнее использовать вариант «б».

П3.3. ОДНОКАНАЛЬНОЕ АСИНХРОННОЕ МИКРОПРОЦЕССОРНОЕ ФСУ

Напомним, что в асинхронном микропроцессорном ФСУ первое включение вентилей УВ производится синхронно, от блока БСС. Последний в этом случае может быть более простым, например, формировать сигнал $INT1$ только по положительному фронту селекторного сигнала S_{AC} , что подразумевает включение при $\alpha < 60$ эл. град. тиристоров $V1$ и $V6$ ($ССВ = 0x21$).

На рис. П3.3 показаны временные диаграммы, описывающие работу предложенного варианта асинхронного микропроцессорного ФСУ. Причем в первых четырех интервалах повторения угол управления не меняется, затем уменьшается и далее остается постоянным. Ниже рисунка приведено краткое описание предложенного варианта.

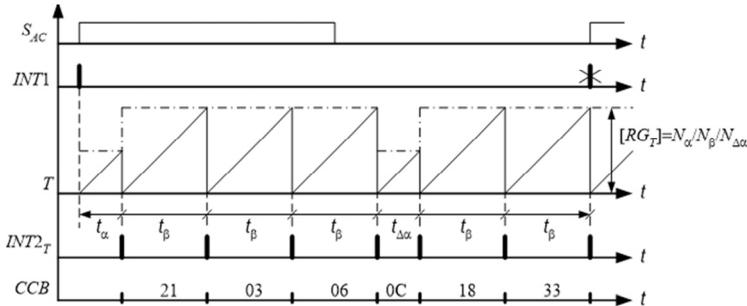


Рис. П3.3

Аппаратура:

- одна линия модуля захвата CAP1. Режим работы: фиксация фронта входных импульсов, формирование запроса на прерывание по входному событию $INT1$;
- таймер T . Режим работы: суммирующий счет, формирование запроса на прерывание по периоду $INT2_T$;
- линии $D0-D5$ порта ввода/вывода. Режим работы: цифровой вывод.

Программное обеспечение:

- подпрограмма прерывания по $INT1$: запись N_α в RG_T , запуск T , запрет прерывания по линии CAP1;
- подпрограмма прерывания по $INT2_T$: сброс, останов T , запись N_α , вывод ССВ в порт.

Пример фрагмента программы использования таблицы при $\alpha < 60$ эл. град. (см. табл. 2.3 колонка « $n = 0$ ») на языке Си для DSC типа TMS320F2812.

```
// объявление массива чисел (в подпрограмме инициализации)
int tabl[7]={0x0, 0x03, 0x0C, 0x06, 0x30, 0x21, 0x18};
.....
// считывание данных из порта A в переменную ssf
ssf=GpioDataRegs.GPADAT.all;
// выделение трех младших разрядов числа - ССФ в переменной ssf
ssf=ssf && 0x07;
// вывод ССВ из таблицы в порт B
GpioDataRegs.GPBDAT = tabl[ssf];
```

Приведенные выше варианты алгоритмов решения ряда подзадач, которые могут возникнуть при разработке микропроцессорных ФСУ, являются одними из возможных вариантов. Зная технические характеристики периферийных устройств, виды обмена информацией между ними и микропроцессором, принцип взаимодействия аппаратных и программных средств, а также используя творческий подход, разработчик может сформировать и свои, оптимальные для конкретных заданных условий варианты. При этом главными критериями, которыми должны руководствоваться инженер и программист при разработке МПСУ, – это безусловное выполнение технических требований, обеспечение минимальных массогабаритных и стоимостных показателей, а также минимальных временных и людских затрат на разработку.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава 1. Микропроцессорные системы управления вентильными преобразователями. Общие понятия и требования	9
1.1. Классификация микропроцессорных систем.....	9
1.2. Структура энергетической системы	12
1.3. Особенности вентиляного преобразователя как объекта управления	14
1.4. Особенности МПТ как средства управления.....	15
1.5. Типовые требования, предъявляемые к МПСУ ВП	16
1.6. Требования, предъявляемые к микропроцессорным средствам, используемым в МПСУ вентильным преобразователем	19
1.7. Микропроцессорная элементная база для МПСУ вентильными преобразователями	21
Контрольные вопросы	25
Глава 2. МПСУ управляемыми выпрямителями	27
2.1. Типовая структура системы автоматического регулирования электропривода постоянного тока	27
2.2. Типовая структура МПСУ управляемым выпрямителем	30
2.3. Построение и реализация программы МПСУ управляемым выпрямителем	35
2.3.1. Назначение программы МПСУ управляемым выпрямителем	35
2.3.2. Блок синхронизации с сетью	36
2.3.3. Классификация микропроцессорных ФСУ	42
2.3.4. Способы формирования фазового сдвига.....	42
2.3.5. Число каналов микропроцессорных ФСУ	48
2.3.6. Способы организации момента отсчета временного интервала.....	51
2.3.7. Способы распределения импульсов управления	57
2.3.8. Особенности реализации одноканальных синхронных ФСУ при больших углах регулирования	59

2.4. Типовая структура программного обеспечения МПСУ управляемым выпрямителем.....	65
Контрольные вопросы	78
Упражнения	79
Глава 3. Микропроцессорные системы управления автономными инверторами напряжения	81
3.1. Типовая структура системы автоматического регулирования электропривода переменного тока.....	81
3.2. Программные способы управления АИН	86
3.2.1. Коммутационная модель АИН	86
3.2.2. Виды широтно-импульсной модуляции	88
3.2.3. Особенности ШИМ в однофазном мостовом АИН.....	91
3.3. Параметры широтно-импульсной модуляции	95
3.4. Представление гармонического сигнала в МПСУ	100
3.4.1. Микропроцессорная реализации непрерывных сигналов.....	100
3.4.2. Ступенчатая аппроксимация синусоидального сигнала	102
3.5. Расчет кода модуляции	105
3.5.1. Аппаратные способы реализации ШИМ	105
3.5.2. Синусоидальная ШИМ – биполярный опорный сигнал	106
3.5.3. Синусоидальная ШИМ – однополярный опорный сигнал	116
3.5.4. Расчет кода модуляции для способов ШИМ со сложной формой модулирующего сигнала.....	119
3.5.5. Расчет кода модуляции для векторной ШИМ.....	122
3.5.6. Умножение на десятичную дробь	129
3.5.7. Особенности микропроцессорной реализации синусоидальной ШИМ в трехуровневом инверторе напряжения.....	132
3.5.8. Особенности микропроцессорной реализации синусоидальной ШИМ в трехфазном инверторе тока	136
3.6. Формирование модулирующего сигнала во времени	147
3.6.1. Кратность частот – целое число	148
3.6.1.1. Кратность частот – постоянная величина	149
3.6.1.2. Кратность частот – переменная величина	153
3.6.1.3. Частные вопросы целочисленной кратности.....	156
3.6.2. Кратность частот – дробное число	159
3.6.2.1. Асинхронный способ с применением дополнительных аппаратных средств.....	160

3.6.2.2. Асинхронный способ без применения дополнительных аппаратных средств	163
3.6.3. Частотное регулирование выходного напряжения инвертора	171
3.7. Структурная схема МПСУ и программного обеспечения	174
Контрольные вопросы	176
Упражнения	178
Глава 4. Цифровые регуляторы	180
4.1. Структура замкнутой системы управления. Понятие регулятора	180
4.2. Типы регуляторов	182
4.3. Микропроцессорная реализация ПИД-регулятора	184
4.3.1. Дискретная модель ПИД-регулятора	184
4.3.2. Алгоритм реализации цифрового ПИД-регулятора	187
Контрольные вопросы	190
Заключение	191
Библиографический список	192
Приложения	200
Приложение 1. Характеристики современных цифровых сигнальных микроконтроллеров	200
Приложение 2. Пример расчета параметров программируемого таймера	208
Приложение 3. Примеры разработок алгоритмов реализации микропроцессорных ФСУ	209

Баховцев Игорь Анатольевич

**МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ
УСТРОЙСТВАМИ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ**

СТРУКТУРЫ И АЛГОРИТМЫ

Учебное пособие

Редактор *И.Л. Кескевич*
Выпускающий редактор *И.П. Брованова*
Корректор *И.Е. Семенова*
Дизайн обложки *А.В. Ладыжская*
Компьютерная верстка *Н.В. Гаврилова*

Налоговая льгота – Общероссийский классификатор продукции
Издание соответствует коду 95 3000 ОК 005-93 (ОКП)

Подписано в печать 10.05.2018. Формат 60 × 84 1/16. Бумага офсетная
Тираж 100 экз. Уч.-изд. л. 12,78. Печ. л. 13,75. Изд. 362/17. Заказ № 735
Цена договорная

Отпечатано в типографии
Новосибирского государственного технического университета
630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20